Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

И.о. главного редактора

Чурюмов Г.И.

Зам. главного редактора

Дохов А.И.

Редакционный совет

Гузь В.И., Довбня А.Н., Егоров А.М., Калугин В.В., Кравченко В.И., Назаренко И.П. (Россия), Неклюдов И.М., Пресняк И.С., Симонов К.Г. (Россия), Симанков В.С. (Россия), Слипченко Н.И., Чабдаров Ш.М. (Россия), Яковенко В.М., Ярошенко В.С. (Россия)

Редакционная коллегия

Абрамович Ю.И. (США), Бодянский Е.В., Борисов А.В., Буц В.А., Бых А.И., Гомозов В.И., Жуйков В.Я., Зарицкий В.И., Кипенский А.В., Кульпа К. (Польша), Леховицкий Д.И., Литвинов В.В., Лукин К.А., Мачехин Ю.П., Модельский Й. (Польша), Нерух О.Г., Поляков Г.А., Ролинг Г. (Германия), Седышев Ю.Н., Серков А.А., Сухаревский О.И., Чурюмов Г.И., Шифрин Я.С., Шкварко Ю.В. (Мексика)

Адрес редакции:
Редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника»
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
просп. Науки, 14, 61166, Харьков, Украина
Тел.: + 38 (057) 702 10 57
Факс: + 38 (057) 702 10 13
E-mail: are@nure.ua
http://www.anpre.org.ua

© Харьковский национальный университет радиоэлектроники, 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

Рябуха В. П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех.
2. Квазиньютоновские корреляционные автокомпенсаторы. Адаптивные решетчатые фильтры 88

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Купченко Л.Ф., Гурин О.А., Рыбьяк А.С., Вдовенков В.Ю. Экспериментальные исследования процесса динамческой спектральной фильтрации с использованием взаимодействия лазерного излучения с многочастотной акустической волной 100

Kiem Nguyen Van, Nezhalskaya K.N., Tymoshchuk O.M. Analytical models of stochastic radiothermal signals 105

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Тютюник В.В., Калугін В.Д. Методологія синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій за основними характеристиками засобів зв'язку та передачі інформації 110

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

Довбня А.Н., Довбня Н.А., Мазманишвили А.С., Решетняк Н.Г. Исследование формирования в радиальном и осевом направлениях электронного пучка, эмитированного вторичноэмиссионной магнетронной пушкой 116

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

Романов А.Ю., Американов А.А., Лежнев Е.В., Глухих А.Ю. Разработка универсальной роботизированной платформы 123

*Павліков В.В., Собколов А.Д.*Структурний синтез нового модуляційного радіометра.....127

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

УДК 621.396.965:621.391.26

АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ. 2. КВАЗИНЬЮТОНОВСКИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ АВТОКОМПЕНСАТОРЫ. АДАПТИВНЫЕ РЕШЕТЧАТЫЕ ФИЛЬТРЫ.

В.П. РЯБУХА

Вторая статья цикла статей по адаптивным системам защиты РЛС от маскирующих шумовых помех. Рассматриваются квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе оценок максимального правдоподобия (**МП** оценок) корреляционных матриц (**КМ**) помех общего вида, квазиньютоновские алгоритмы на основе диагонально регуляризованных **МП** оценок **КМ**, адаптивные решетчатые фильтры (**АРФ**), реализующие ленточно-диагональную регуляризацию. Показываются важные преимущества последних, рекомендуемых для практического использования в адаптивных системах пространственной обработки сигналов на фоне гауссовых шумовых помех.

Ключевые слова: шумовые помехи, адаптивные системы, объем обучающей выборки, быстродействие, оценки максимального правдоподобия, регуляризация, адаптивные решетчатые фильтры.

ВВЕДЕНИЕ

Данная статья – вторая в цикле статей по теории и технике адаптивной обработки сигналов на фоне шумовых помех (**ШП**).

В предыдущей статье [1] проанализированы относительно простые корреляционные автокомпенсаторы помех на основе градиентных алгоритмов адаптации. Их быстродействие сильно зависит от степени сложности помеховой обстановки – числа, расположения и интенсивности источников внешних шумовых помех (разброса собственных чисел пространственной корреляционной матрицы (**КМ**) **ШП**), что приводит к большому времени установления переходных процессов, т.е. к необходимости использования большого объема обучающих выборок. Однако в реальной сложной и динамично меняющейся обстановке выборки такого объема часто недоступны, что существенно снижает эффективность адаптивной обработки.

В данной статье рассмотрим более сложные и быстродействующие алгоритмы адаптации, практическая реализация которых в «доцифровую эпоху» не представлялась возможной. В настоящее время в связи с появлением и бурным развитием цифровой элементной базы, в частности, программируемых логических интегральных схем и сигнальных процессоров появилась возможность их реализации. Так, в одной из последующих статей цикла будет описан опытный образец адаптивного решетчатого фильтра (**АРФ**) для защиты РЛС от **ШП**.

Статья организована следующим образом.

В п. 1 рассматриваются квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе оценок максимального правдоподобия (**МП** оценок) пространственных **КМ** (**ПКМ**) гауссовых шумовых помех общего вида. В п.2 анализируются их регуляризованные разновидности, а п. 3 посвящен обоснованию целесообразности практической реализации этих алгоритмов на основе адаптивных решетчатых фильтров.

1. КВАЗИНЬЮТОНОВСКИЕ АЛГОРИТМЫ АДАПТАЦИИ НА ОСНОВЕ МП ОЦЕНОК ПКМ ОБЩЕГО ВИДА

А. В 1974 г. в статье [2] I.S. Reed, I.D. Mallet и L.E. Brennan предложили новый для того времени метод адаптации, основанный на использовании в качестве оценки неизвестной **КМ** выборочной матрицы

$$\hat{\mathbf{\Phi}} = \left(\varphi_{i,j}\right)_{i,j=1}^{M} = K^{-1}\cdot\mathbf{A},$$

$$\mathbf{A} = \left(a_{i,j}\right)_{i,j=1}^{M} = \mathbf{Y}\cdot\mathbf{Y}^{*} = \sum_{i=1}^{K}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^{*}, \qquad (1)$$

$$\mathbf{Y} = \left(\mathbf{y}_i\right)_{i=1}^{K},$$

которая для комплексных нормальных обучающих векторов шумовой помехи (рис. 1)

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}(t_i) = \left[y_1(t_i)\, y_2(t_i)...y_l(t_i)...y_M(t_i)\right]^T, \qquad (2)$$

удовлетворяющих условиям

$$\mathbf{y}_i = \left(y_l^{(i)}\right)_{l=1}^{M} \sim CN(0,\mathbf{\Phi}),$$
$$\overline{\mathbf{y}_i} = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_j^{*}} = \begin{cases}\mathbf{\Phi}, & i=j,\\ 0, & i\neq j,\end{cases} \quad i,j\in 1,K, \qquad (3)$$

является **оценкой максимального правдоподобия** (**МП** оценкой) пространственной **КМ** (**ПКМ**) общего вида. Здесь и далее черта сверху – знак статистического усреднения, а звездочка (*) – знак эрмитового сопряжения.

Как видно из (1), **МП** оценка **ПКМ** общего вида $\hat{\mathbf{\Phi}}$ связана с матрицей $\mathbf{A}$ через нормирующую константу $c_K = 1/K$:

$$\hat{\mathbf{\Phi}} = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = c_K \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \sum_{i=1}^{K}\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*. \qquad (4)$$

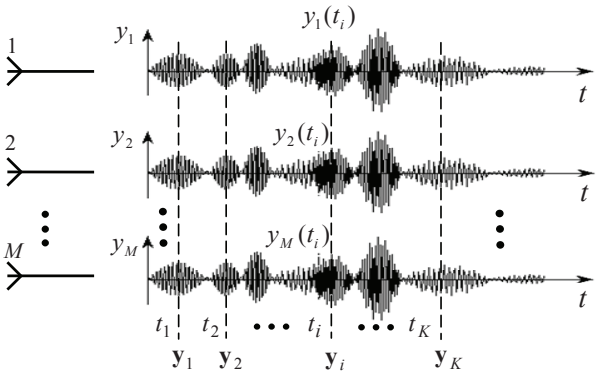


Рис. 1. Обучающие векторы **ШП**

Поскольку константа c_K не влияет на результирующее отношение сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**), оценкой $\hat{\mathbf{\Phi}}$ **ПКМ** общего вида служит случайная матрица $\mathbf{A}$ (1).

Сформированная из M-элементных векторов (2) со свойствами (3) случайная матрица $\mathbf{A}$ (1) имеет комплексное распределение **Уишарта** с плотностью [2 – 4, 26]

$$p(\mathbf{A}) = p(\mathbf{A};\delta,\mathbf{\Phi}) = c(\mathbf{\Phi})\cdot|\mathbf{A}|^{\delta}\cdot\exp\{-tr\,\mathbf{\Psi}\cdot\mathbf{A}\}, \quad \delta = K - M \ge 0, \qquad (5а)$$

где $tr\,\mathbf{G}$ и $|\mathbf{G}|$ – след и детерминант матрицы $\mathbf{G}$, $\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1}$ – матрица, обратная **КМ** $\mathbf{\Phi}$,

$$c(\mathbf{\Phi}) = \left(\pi^{M(M-1)/2}\cdot|\mathbf{\Phi}|^{K}\cdot\prod_{i=1}^{M}\Gamma(K+1-i)\right)^{-1} - \qquad (5б)$$

нормирующая константа, $\Gamma(n)$ – гамма-функция, для целого $n \ge 1$, равная $(n-1)!$

Формулой (5) "экономно" записана совместная плотность распределения

$$p(a_{11}, a_{22}, \ldots, a_{MM}, \mathrm{Re}\,a_{il}, \mathrm{Im}\,a_{il}),$$
$$(i \in 1, M-1;\ l \in i+1, M)$$

M^2 случайных действительных величин – M действительных диагональных и $M\times(M-1)$ реальных и мнимых частей комплексных наддиагональных элементов эрмитовой матрицы $\mathbf{A}$ (1), полностью ее определяющих. Параметрами плотности (5а) являются "эффективный объем выборки" $\delta \ge 0$ и истинная **КМ** $\mathbf{\Phi}$ векторов $\mathbf{y}_i$ (2), (3).

Б. Адаптация на основе **МП** оценки (1) пространственной **КМ** принципиально отличается от адаптации на основе градиентных процедур корреляционного автокомпенсатора (**АК**) **независимостью** скорости адаптации (**быстродействия**), определенной по разным критериям, **от** степени **сложности** помеховой обстановки (разброса собственных чисел **КМ ШП**).

Наиболее широко используется введенный в [2] "энергетический" критерий быстродействия. Так, для вектора пространственного сигнала (фазового распределения на апертуре) $\mathbf{x}$ случайная величина

$$\hat{\chi} = \frac{\hat{\mu}}{\mu} \le 1,$$
$$\hat{\mu} = \left|\mathbf{x}^*\cdot\hat{\mathbf{r}}\right|^2 \Big/ \hat{\mathbf{r}}^*\cdot\mathbf{\Phi}\cdot\hat{\mathbf{r}}, \quad \mu = \mathbf{x}^*\cdot\mathbf{\Psi}\cdot\mathbf{x}, \qquad (6)$$
$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}}\cdot\mathbf{x}, \quad \hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1},$$

имеет смысл **потерь** выходного **ОСПШ** $\hat{\mu}$ адаптивного фильтра с импульсной характеристикой (**ИХ**) $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}}\cdot\mathbf{x}$ по сравнению с максимальным **ОСПШ** $\mu = \mathbf{x}^*\cdot\mathbf{\Psi}\cdot\mathbf{x}$ оптимального фильтра с **ИХ** (весовым вектором) $\mathbf{r} = \mathbf{\Psi}\cdot\mathbf{x}$ в гипотетических условиях полной априорной определенности.

Объем выборки K, при котором потери **ОСПШ** (6) не превосходят допустимого уровня (обычно – 3дБ), мы далее для краткости будем называть "**энергетическим**" быстродействием соответствующего алгоритма адаптации.

При использовании оценки (1) с плотностью (5) случайная величина χ имеет установленное в [1] β-распределение [5]

$$p_\chi(z) = p_\chi(z,K) = \frac{(v+w-1)!}{(v-1)!(w-1)!}z^{v-1}(1-z)^{w-1},$$
$$v = v_0 = \delta + 2, \quad w = w_0 = M - 1,$$

с параметрами v_0 и w_0, зависящими только от известных "размерности задачи" M и эффективного объема $\delta \ge 0$ выборки, и не зависящими ни **от параметров** (количества, интенсивности и угловых координат) источников **ШП**, ни от **структуры** антенной системы. При *заданном количестве* M каналов обработки **средний уровень потерь** $\overline{\chi}$ определяется только **объемом** $K \ge M$ обучающей **выборки** [2]:

$$\overline{\chi} = \overline{\hat{\mu}}/\mu = v/(v+w) = (\delta+2)/(K+1) = (K-M+2)/(K+1) < 1 \qquad (7)$$

и не превосходят 3 дБ ($\overline{\chi} \ge 0{,}5$) уже при объеме выборки $K \ge 2\cdot M - 3$. Поэтому «энергетическое» **быстродействие** адаптивной обработки на основе **МП оценки** (1) **КМ** может быть **существенно выше**, чем при использовании **АК** с **градиентными** алгоритмами настройки.

В. Как известно, алгоритм адаптивной пространственной обработки на фоне **ШП** имеет вид [3]

$$u_\Sigma = \mathbf{y}^*\cdot\hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}\cdot\mathbf{x} = \mathbf{y}^*\cdot\hat{\mathbf{r}}, \quad \hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}}\cdot\mathbf{x}. \qquad (8)$$

Требуемая здесь оценка обратной матрицы $\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}$ может быть получена путем обращения оценки **ПКМ** $\hat{\mathbf{\Phi}}$ (1). Однако такое обращение на каждом шаге адаптации требует выполнения **порядка** M^3 операций комплексного умножения. В то же время в условиях (1) в этом нет необходимости,

поскольку соответствующие оценочные матрицы на каждом шаге представляют собой результат **однорангового** модификации (корректировки) матрицы предыдущего шага. В этом случае на каждом шаге можно не пересчитывать полностью обратную матрицу предыдущего шага, а только корректировать ее по вновь поступившей обучающей выборке, что требует меньшего объема вычислений.

В связи с этим перепишем оценку **ПКМ** $\hat{\mathbf{\Phi}}$ (1) для $(k+1)$-го шага адаптации:

$$\hat{\mathbf{\Phi}}_{k+1} = \frac{1}{k+1}\sum_{i=1}^{k+1}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^* = \frac{1}{k+1}\left[\sum_{i=1}^{k}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^* + \mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\right] = \\ = \frac{k}{k+1}\left[\hat{\mathbf{\Phi}}_k + \frac{1}{k}\mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\right], \qquad (9а)$$

где

$$\hat{\mathbf{\Phi}}_k = c_k\cdot\sum_{i=1}^{k}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^* = c_k\cdot\mathbf{A}_k, \\ \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^{k}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^*,\ \ c_k = \frac{1}{k}. \qquad (9б)$$

Сумма двух матриц вида $\ell\cdot(\mathbf{B}+\alpha\cdot\mathbf{b}\cdot\mathbf{b}^*)$ обращается по правилу Дуайра и Уо [6, 7] (если матрица $\mathbf{B}$ обратима, а матрица $\mathbf{b}$ – вектор-столбец) следующим образом:

$$\left[\ell\cdot(\mathbf{B}+\alpha\cdot\mathbf{b}\cdot\mathbf{b}^*)\right]^{-1} = \ell^{-1}\cdot\left[\mathbf{B}^{-1} - \frac{\alpha\cdot\mathbf{B}^{-1}\cdot\mathbf{b}\cdot\mathbf{b}^*\cdot\mathbf{B}^{-1*}}{1+\alpha\cdot\mathbf{b}^*\cdot\mathbf{B}^{-1}\cdot\mathbf{b}}\right].$$

Применяя это правило к (9а), получим алгоритм рекуррентного **МП,** оценивания матрицы $\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}$, обратной корреляционной $\hat{\mathbf{\Phi}}$ в следующем виде [3, 4]:

$$\hat{\mathbf{\Psi}}_{k+1} = \hat{\mathbf{\Phi}}_{k+1}^{-1} = \\ = \frac{k+1}{k}\left[\hat{\mathbf{\Psi}}_k - \frac{\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{\Psi}}_k}{k+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}}\right] = \qquad (10а) \\ = c\left[\hat{\mathbf{\Psi}}_k - \frac{\mathbf{v}_{k+1}\cdot\mathbf{v}_{k+1}^*}{k+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\mathbf{v}_{k+1}}\right],$$

где $c = (k+1)/k$, $\mathbf{v}_{k+1} = \hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}$, $\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Psi}}^*$ (эрмитова матрица).

Как отмечалось выше, оценкой $\hat{\mathbf{\Phi}}$ **ПКМ** общего вида (1) может служить матрица $\mathbf{A}$ (1). Аналогичным образом в (9б) оценкой **ПКМ** $\hat{\mathbf{\Phi}}_k$ на k-м шаге адаптации может служить матрица $\mathbf{A}_k$. В этом случае формулы (9а) и (10а) перепишутся следующим образом:

$$\hat{\mathbf{A}}_{k+1} = \sum_{i=1}^{k+1}\mathbf{y}_i\cdot\mathbf{y}_i^* = \hat{\mathbf{A}}_k + \mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*, \qquad (9в)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_{k+1}^{-1} = \hat{\mathbf{A}}_k^{-1} - \frac{\hat{\mathbf{A}}_k^{-1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{A}}_k^{-1}}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{A}}_k^{-1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}} = \\ = \hat{\mathbf{A}}_k^{-1} - \frac{\mathbf{v}_{k+1}\cdot\mathbf{v}_{k+1}^*}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\mathbf{v}_{k+1}}. \qquad (10б)$$

Переобозначая $\hat{\mathbf{A}}$ через $\hat{\mathbf{\Psi}}$, запишем

$$\hat{\mathbf{\Psi}}_{k+1} = \hat{\mathbf{\Psi}}_k - \frac{\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{\Psi}}_k}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}} = \\ = \hat{\mathbf{\Psi}}_k - \frac{\mathbf{v}_{k+1}\cdot\mathbf{v}_{k+1}^*}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\mathbf{v}_{k+1}}. \qquad (10в)$$

Как следует из формулы (10), затраты на корректировку обратной матрицы k-го шага $\hat{\mathbf{\Psi}}_k$ здесь составляют порядка M^2, а не M^3 операций.

Г. Теперь рассмотрим **АК** с квазиньютоновским рекуррентным алгоритмом адаптации с равноценными каналами и выделенным (нерегулируемым) основным каналом приема.

Умножая (10в) справа на вектор ожидаемого пространственного сигнала $\mathbf{x}$, получим алгоритм рекуррентного **МП** оцениваемого адаптивного весового вектора $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}}\cdot\mathbf{x}$ в виде:

$$\hat{\mathbf{r}}_{k+1} = \hat{\mathbf{r}}_k - \frac{\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}\cdot\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{r}}_k}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}} = \\ = \hat{\mathbf{r}}_k - \hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1}\cdot u_{\Sigma(k+1)}^*\cdot c_{k+1}; \qquad (11а)$$

$$u_{\Sigma(k+1)}^* = \mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\hat{\mathbf{r}}_k; \\ \mathbf{v}_{k+1} = \hat{\mathbf{\Psi}}_k\cdot\mathbf{y}_{k+1};\ \ c_{k+1} = \frac{1}{1+\mathbf{y}_{k+1}^*\cdot\mathbf{v}_{k+1}}; \qquad (11б)$$

$$\hat{\mathbf{\Psi}}_{k+1} = \hat{\mathbf{\Psi}}_k - \mathbf{g}_{k+1}\cdot\mathbf{v}_{k+1}^*;\ \ \mathbf{g}_{k+1} = c_{k+1}\cdot\mathbf{v}_{k+1}. \qquad (11в)$$

Построенная по последнему алгоритму схема последовательного (рекуррентного) формирования весовых векторов $\hat{\mathbf{r}}_k$ и комплексной амплитуды выходного напряжения адаптивного устройства пространственной обработки $u_{\Sigma(k+1)}^*$ с равноценными каналами показана на рис. 2 (Δ – элемент задержки на интервал временной дискретизации входного процесса).

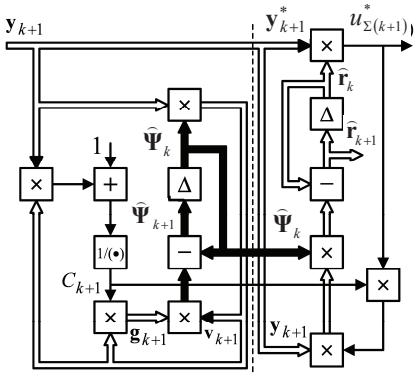


Рис. 2. Квазиньютоновский **АК** с равноценными каналами обработки

Блоки слева от штриховой вертикальной линии формируют оценку матрицы $\widehat{\mathbf{\Psi}}_{k+1}$ (11в), обратной к (несмещенной) **МП** оценке $\widehat{\mathbf{\Phi}}_{k+1}$ **КМ** помех на $(k+1)$-м шаге. Матрица $\mathbf{\Phi}$ является **гессианом** [6, 7] квадратичной формы

$$\overline{|u_\Sigma|^2} = \mathbf{r}^* \cdot \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{r} = 1/\psi_{11}, \qquad (12)$$

описывающей текущую мощность помехи $\overline{|u_\Sigma|^2} = \overline{|y_\Sigma|^2}$ на выходе корреляционного **АК**, показанного справа от штриховой линии. В нем, однако, в отличие от **АК** с градиентным алгоритмом адаптации, матрица усиления $\widehat{\mathbf{\Psi}}_k$ в цепях **КОС** не диагональная и, тем более, не скалярная, а обратна оценке этого гессиана. В связи с этим становится скалярной (пропорциональная единичной), рассмотренная в [1] (формула (10)), матрица $\mathbf{A}$, а ее собственные числа и определяемое ими быстродействие схемы рис. 2 перестают зависеть от **КМ** помех [2].

Направление движения к экстремуму на каждом шаге рекурсии в схеме рис. 2 коллинеарно не оценке градиента минимизируемой функции (мощности помехи), как в **АК** с градиентным алгоритмом настройки, а произведению матрицы, обратной оценке гессиана, на оценку градиента, что составляет основу **квазиньютоновских** методов отыскания экстремумов функций многих переменных (оптимизации) [6, 7] и объясняет название рассмотренных алгоритмов адаптации.

Схема рис. 2 рекуррентно формирует не только весовой вектор $\widehat{\mathbf{r}}$ по (11а), но и (попутно) выходной эффект $u^*_{\Sigma(k+1)} = \mathbf{y}^*_{k+1} \cdot \widehat{\mathbf{r}}_k$ (11б) адаптивной пространственной обработки (9) в целом. Фактически она представляет собой схему быстродействующего корреляционного **АК** с равноценными каналами и корреляционной обратной связью, отличающегося квазиньютоновским алгоритмом настройки от корреляционного «градиентного» **АК**.

Д. Структура **АК** с равноценными (регулируемыми) каналами может оказаться слишком сложной для практической реализации из-за большой размерности весового вектора, компоненты которого зависят от обычно априори неизвестной **ПКМ** помех. В связи с этим более распространены структуры систем пространственной обработки с выделенным (нерегулируемым) **основным** каналом приема, в котором реализована оптимальная (согласованная или близкая к ней) обработка для условий отсутствия излучений внешних источников. Основной канал защищается от внешних излучений системой дополнительных (компенсационных) каналов, число которых определяется числом внешних источников и поэтому может быть значительно меньше числа излучателей (модулей) ФАР. Кроме того, при разработке и эксплуатации радиолокаторов удобно, чтобы основной канал – канал согласованной обработки – был выделен в самостоятельную ветвь, оптимальную в часто имеющей место ситуации отсутствия внешних шумовых помех. При их появлении должны включаться дополнительные цепи, решающие задачу помехозащиты.

Схема рис. 2 с адаптивным управлением коэффициентами передачи всех каналов очевидным образом преобразуется для защиты от помех выделенного основного канала приема.

Так, рекуррентный алгоритм оценки весового вектора $\mathbf{k}$ адаптивного устройства пространственной обработки с **выделенным** (нерегулируемым) **основным каналом** в силу (11) и равенства $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{k} \end{bmatrix}^T$ можно записать в виде

$$u_{\Sigma(k+1)} = y_{0(k+1)} + \widehat{\mathbf{k}}^*_k \cdot \mathbf{y}_{_(k+1)}; \qquad (13а)$$

$$\widehat{\mathbf{k}}_{k+1} = \widehat{\mathbf{k}}_k - \frac{\widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot u^*_{\Sigma(k+1)}}{1 + \mathbf{y}_{_(k+1)} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}} = \qquad (13б)$$

$$= \widehat{\mathbf{k}}_k - \widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot u^*_{\Sigma(k+1)} \cdot c_{k+1};$$

$$\widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k+1)} = \widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k)} - \mathbf{g}_{k+1} \cdot \mathbf{v}^*_{-(k+1)}; \qquad (13в)$$

$$\mathbf{g}_{k+1} = c_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)};$$

$$\mathbf{v}_{-(k+1`)} = \widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)}; \qquad (13г)$$

$$c_{k+1} = \frac{1}{1 + \mathbf{y}_{_(k+1)} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}}.$$

Здесь $\widehat{\mathbf{\Psi}}_{-(k)}$ – оценка матрицы, обратной корреляционной матрице помех **компенсационных** (вспомогательных) каналов на k-м шаге адаптации, получаемой по классифицированной обучающей выборке **ШП** $\mathbf{y}_{_(k)}$ этих каналов.

Построенная по последнему алгоритму схема квазиньютоновского **АК** с выделенным основным каналом показана на рис. 3.

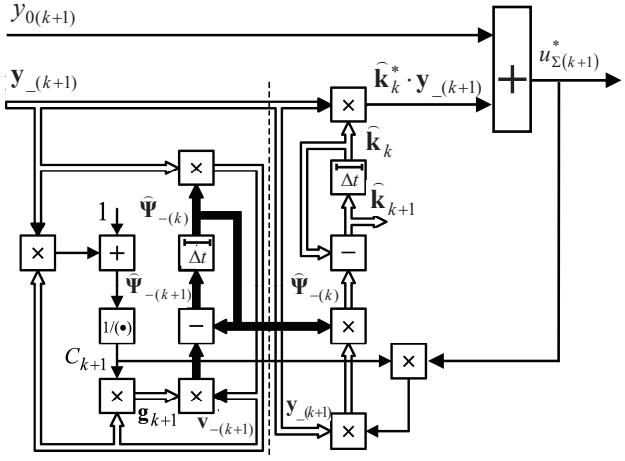


Рис. 3. Квазиньютоновский **АК** с выделенным основным каналом приема

Квазиньютоновский **АК** (рис. 3), работающий по алгоритму (13), при размерности весового вектора $\widehat{\mathbf{k}}$, равной $M-1$, эквивалентен по быстродействию в пе-

реходном и эффективности в установившемся режиме квазиньютоновскому **АК** с равноценными каналами (рис. 2), работающему по алгоритму (11) при размерности весового вектора $\hat{\mathbf{r}}$, равной M.

2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КВАЗИНЬЮТОНОВСКОГО АК С ГРАДИЕНТНЫМ АК

Проведем сравнительный анализ квазиньютоновского **АК** (формула (13), рис. 3) с **АК** с градиентным алгоритмом настройки ([1], формула (38), рис. 14) по быстродействию применительно к системе защиты двухмерной плоской ФАР от шумовых помех (рис. 4). Моделировалась плоская квадратная ФАР из 25×25 модулей по 4×4 смежных излучателя в каждом, расстояние между которыми $d=0.5\cdot\lambda$ (λ – длина волны) одинаково вдоль каждой из главных осей. Основной канал образован всеми $M=625$ модулями ФАР, вспомогательные (компенсационные) – $M_{comp}=4$ или $M_{comp}=6$ модулями.

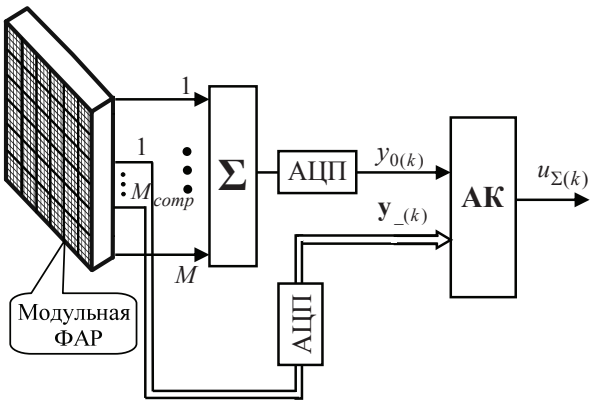


Рис. 4. Система защиты двухмерной плоской ФАР от **ШП**

Эффективность защиты оценивалась по зависимостям от объема K обучающей выборки потерь (6) в отношении сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**)

$$\hat{\chi}(K)=\frac{\hat{\mu}(K)}{\mu}\le 1 \qquad (14)$$

на выходе **АК** ($\hat{\mu}(K)$) по сравнению с его максимальным значением μ в гипотетической ситуации отсутствия априорной неопределенности.

На рис. 5 показаны зависимости среднего значения $\overline{\hat{\chi}(K)}$ потерь **ОСПШ** (14) (в дБ) от объема обучающей выборки K в цифровом квазиньютоновском **АК** (рис. 3) при воздействии $n=1$ (*а*) и $n=4$ (*б–г*) источников **ШП** (**ИШП**) с отношением помеха/шум (**ОПШ**) $h_0=35$ дБ (*а*, *б*, *г*) и $h_0=25$ дБ (*в*) в основном канале **АК** при 4-х (*а*, *б*, *в*) и 6-ти (*г*) компенсационных каналах.

Для сравнения на рис. 6 показаны аналогичные зависимости для **АК** с градиентным алгоритмом настройки.

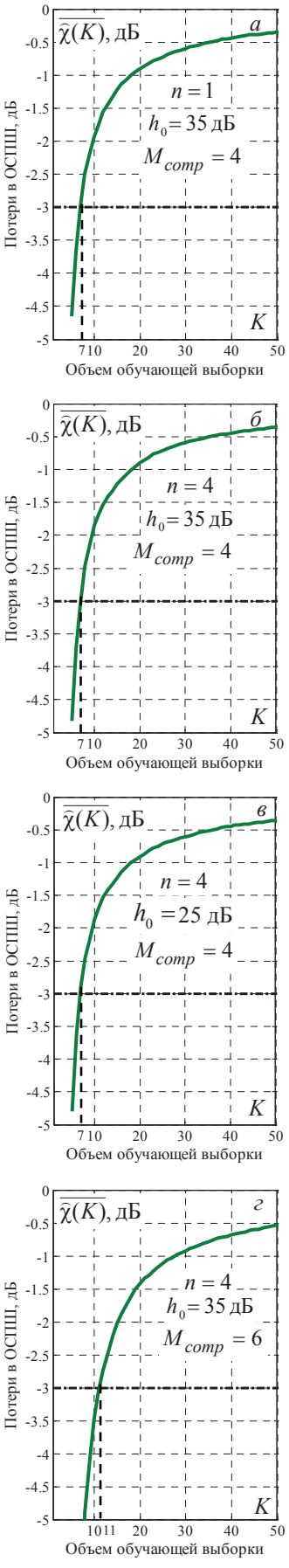


Рис. 5. Зависимости потерь в **ОСПШ** $\overline{\hat{\chi}(K)}$ (в дБ) от объема обучающей выборки K для квазиньютоновского **АК**

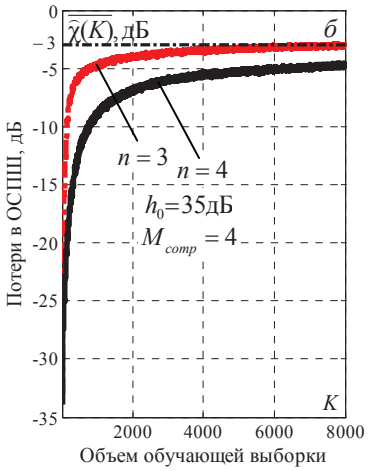


Рис. 6. Зависимости потерь в **ОСПШ** $\overline{\tilde{\chi}(K)}$ (в дБ) от объема обучающей выборки K для «градиентного» **АК**

Анализ рис. 5 показывает, что быстродействие рассматриваемого алгоритма адаптации (объем выборки, обеспечивающий средние потери **ОСПШ**, не превышающие 3 дБ) остается неизменным (близким к удвоенному числу адаптивно управляемых каналов [2]) во всех рассмотренных ситуациях, отличающихся числом и интенсивностью внешних источников мешающих излучений. Тем самым устраняется основной недостаток корреляционного **АК** с градиентным алгоритмом адаптации.

В этой связи из сравнения рис. 5, *б* и рис. 6, результаты которых получены при одинаковой помеховой обстановке (количество **ИШП** – $n = 4$, **ОПШ** – $h_0 = 35$ дБ) и одинаковом числе компенсационных каналов (M_{comp}=4), видно, что потери в **ОСПШ** в квазиньютоновском **АК** (рис. 5, *б*) не превосходят 3 дБ уже при $K = 7$ обучающих выборках. При этом эффективность «градиентного» **АК** даже при $K \geq 6000$ уже практически не увеличивается.

Основной **недостаток** рассмотренных выше алгоритмов **МП** оценивания (1), (10), (11), (13) заключается в **невозможности адаптироваться** на ее основе **до набора** обучающих **выборок объема** $K \geq M$ или $K \geq M_{comp}$ (см. рис. 5), а для того, чтобы потери **ОСПШ** (14) не превысили 3 дБ, требуются выборки примерно вдвое большего объема ($K \geq 2 \cdot M$). В широком классе многоканальных ($M >> 1$) систем, работающих в динамично меняющейся помеховой обстановке, выборки такого объема могут быть практически недоступными. Эффективная адаптация на основе этих оценок можно обеспечить *только* в относительно **малоканальных** системах обработки, например, при малом числе компенсационных каналов в квазиньютоновском **АК** с выделенным основным каналом (рис. 3) и, как следствие, только при малом числе источников **ШП**.

Причина этого недостатка в том, что ранг оценочной $M \times M$ матрицы (1) $r1 = \min\{K, M\}$, так что при объеме выборки $K < M$ эта матрица **вырождена**, обратные к ней матрицы (10), (11в), (13в) и требующиеся функции (8), (11а), (13в) от них не определены.

Этот недостаток отсутствует в рассматриваемых ниже квазиньютоновских алгоритмах адаптации на основе **регуляризованных МП** оценок **ПКМ** шумовых помех.

3. ДИАГОНАЛЬНАЯ РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ МП ОЦЕНКИ ПКМ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В КВАЗИНЬЮТОНОВСКОМ АЛГОРИТМЕ АДАПТАЦИИ

А. К настоящему времени предложены различные методы регуляризации – доопределения до положительно определенных **МП** оценочных **КМ**, вырожденных при упомянутом дефиците обучающих выборок. Наиболее известен и изучен [8–11] предложенный Ю.И. Абрамовичем метод диагонального "нагружения" (*diagonal loading* [8]), при котором матрица $\mathbf{A} = \mathbf{A}_k$ в оценке $\hat{\mathbf{\Phi}}$ (1) заменена невырожденной (обратимой) матрицей

$$\mathbf{A}_{rk} = \beta_o \cdot \mathbf{I} + \mathbf{A}_k, \quad \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^{k} \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad k \in 1, K, \quad \beta_o > 0, \tag{15}$$

положительно определенной при любых $K \geq 1$.

Дополнительная скалярная матрица – регуляризатор $\beta_o \mathbf{I}$ придает оценочной **ПКМ** (1) структуру **истинной ПКМ**. Она введена как возможный вариант **учета** достоверной **априорной** информации о взаимно некоррелированных собственных шумах каналов приема в соответствии с принципом "**ожидаемого** правдоподобия" (*expected-likelihood* (**EL**)) – конструктивной альтернативой принципу "**максимального** правдоподобия" (*maximum-likelihood* (**ML**)) в условиях выборок малого объема [13, 14]. Суть принципа **EL** оценивания заключается в том, что в качестве оценки априори неизвестной истинной **КМ** берется не матрица, максимизирующая отношение правдоподобия (**ОП**), а матрица, приближающая его значения к тем, которое можно ожидать от **ОП**, порождаемого **истинной КМ**.

Матрица (15) имеет полный ранг независимо от объема обучающей выборки, поэтому различные функции обратной ей матрицы $\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}$ (например, $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}} \cdot \mathbf{x}$), реализующие процедуру адаптации (8), могут формироваться уже с **первой** обучающей выборки. При соответствующем выборе параметра регуляризации β_o оценка (15) может **существенно повысить быстродействие** адаптивной обработки. Так, на ее основе вход в зону "3 дБ потерь" обеспечивается при выборке объема $K = 2 \cdot n$ [8–12], вдвое большего числа n внешних источников **ШП**, что в реальных

условиях $n << M$ существенно меньше, чем при адаптации на основе (1), (10), (11), (13).

Б. Покажем это на примере моделирования системы защиты плоской двухмерной ФАР от шумовых помех (рис. 4) при использовании цифрового квазиньютоновского **АК** с выделенным основным каналом (рис. 3). При регуляризации данный **АК** работает по тому же алгоритму (13), но процедура в (13в) "запускается" уже с первой обучающей выборки, для которой в роли начальной используется матрица

$$\hat{\mathbf{\Psi}}_{-(0)} = \beta_{DL} \cdot \mathbf{I} = \beta_o^{-1} \cdot \mathbf{I}, \qquad (16)$$

обратная диагональному регуляризатору **МП** оценки **ПКМ** общего вида $\beta_o \cdot \mathbf{I}$ (15) компенсационных каналов.

На рис. 7 пунктирными линиями показаны зависимости от объема обучающей выборки K среднего значения $\overline{\hat{\chi}(K)}$ случайных потерь (14) для этого **АК** с регуляризацией **МП** оценки **ПКМ** компенсационных каналов, а сплошными – для его «нерегуляризованного» прототипа.

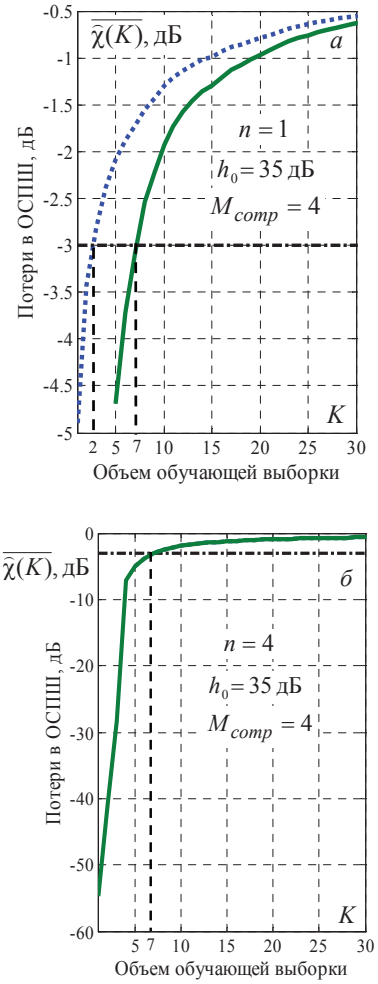


Рис. 7. Зависимости потерь в **ОСПШ** $\overline{\hat{\chi}(K)}$ (в дБ) от объема обучающей выборки K для квазиньютоновского **АК** с регуляризацией (пунктирная кривая) и без регуляризации (сплошная кривая) **МП** оценки $\hat{\mathbf{\Psi}}_-$

Число источников **ШП** – $n = 1$ (*а*) $n = 4$ (*б*), **ОПШ** в основном канале **АК** $h_0 = 35$ дБ, число компенсационных каналов $M_{comp} = 4$.

Как и следует из теории, для входа в зону "3 дБ потерь" регуляризованному **АК** в условиях рис. 7, *а* $(n = 1)$ требуется $K \approx 2$, обучающие выборки, тогда как "нерегуляризованному" его аналогу требуется $K \approx 2 \cdot M_{comp} = 8$, т.е. вчетверо больше.

В условиях рис. 7, *б* $(n = 4)$ требования к объему выборки для них одинаковы (удвоенное число источников равно удвоенному числу компенсационных каналов), в связи с чем соответствующие им зависимости в этих условиях сливаются.

4. ЗАЩИТА РЛС ОТ ШП НА ОСНОВЕ АДАПТИВНЫХ РЕШЕТЧАТЫХ ФИЛЬТРОВ

Теоретические достоинства рассмотренных алгоритмов адаптации, основанные на явно вычисленных оценках **ПКМ** $\hat{\mathbf{\Phi}}$ могут оказаться нереализованными на практике. Причиной может быть типичная для реальных условий плохая обусловленность этих явно сформированных оценок, которая при неизбежно **конечной разрядности** вычислений может приводить к большим ошибкам в значениях элементов обратных матриц $\hat{\mathbf{\Psi}}$ и, как следствие, весовых векторов $\hat{\mathbf{r}}$ или $\hat{\mathbf{k}}$ и выходных эффектов u_Σ в целом.

Обусловленное этим снижение эффективности адаптивной обработки может не только не компенсироваться, но даже усугубляться увеличением объема обучающей выборки [9].

Этот недостаток существенно ослабляется, если вместо явно сформированных оценочных **ПКМ** и матриц, обратных им, используются их так называемые мультипликативные (**факторизованные**) представления – в виде **произведения** слабозаполненных матриц различной структуры. Переход к ним назван в [15, с. 118] "фундаментальной идеей численного анализа больших систем".

Возможность представить произвольную матрицу $\mathbf{A}$ в факторизованной форме $\mathbf{A} = \prod_{i=1}^{m} \mathbf{B}_i$ означает возможность построить фильтр с требуемой матричной импульсной характеристикой (**МИХ**) $\mathbf{A}$ в виде последовательного соединения m ступеней с **МИХ** i-й ступени, равной i-му сомножителю $\mathbf{B}_i$ $(i \in 1, m)$ результирующей **МИХ**. Обучающая выборка используется в этом случае не для явного формирования прямой и обратной матриц, а для определения параметров их сомножителей $\mathbf{B}_i$ выбранного вида (параметров ступеней фильтра выбранной структуры).

Основные преимущества такой организации обработки порождены несколькими причинами. Наиболее важной из них является существенно лучшая обусловленность сомножителей, чем обратной матри-

цы в целом, число обусловленности которой зачастую равно произведению чисел обусловленности этих сомножителей. Практически важны также простота и "однородность" сомножителей, упрощающие структуру фильтра и наращивание его порядка. Многоступенчатое построение может оказаться и более экономичным по затратам памяти, поскольку общее число параметров, определяющих сомножители $\mathbf{B}_i$, может быть заметно меньше числа различных элементов произведения $\prod_{i=1}^{m}\mathbf{B}_i$.

В вычислительной математике используются различные виды сомножителей факторизованных представлений матриц, порождающие **многоступенчатые** фильтры различной структуры, в общем случае неравноценные по сложности и эффективности. Для решения задач пространственной и пространственно-временной обработки сигналов на фоне помех практически наиболее интересны сомножители "обобщенной факторизации Левинсона" [16], приводящие к адаптивным решетчатым фильтрам (**АРФ**) [16–18], подробно описанным в [19, 20].

Здесь лишь напомним, что обобщенной факторизацией Левинсона (**ОФЛ**) для $M\times M$ эрмитовой матрицы $\mathbf{\Phi}=\left(\varphi_{i\ell}\right)_{i,\ell=1}^{M}$ в [16] названо факторизованное представление

$$\mathbf{W}_1=\begin{bmatrix}\mathbf{H} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{N}^*\end{bmatrix}=\mathbf{D}_M\cdot\mathbf{D}_{M-1}\cdots\mathbf{D}_3\cdot\mathbf{D}_2\cdot\mathbf{V}\cdot\mathbf{S}_1 \qquad (17)$$

$2\cdot M\times M$ матрицы $\mathbf{W}_1$, образованной $M\times M$ нижней $(\mathbf{H})$ и $M\times M$ верхней $(\mathbf{N}^*)$ треугольными матрицами разложения **Холецкого** [6, 7] матрицы $\mathbf{\Psi}$ (рис. 8):

$$\mathbf{H}^*\cdot\mathbf{H}=\mathbf{\Psi}=\mathbf{N}\cdot\mathbf{N}^*. \qquad (18)$$

Рис. 8. Треугольные верхне-нижнее и нижне-верхнее разложения эрмитовой положительно определенной матрицы $\mathbf{\Psi}$

Здесь $\mathbf{H}$ и $\mathbf{N}$ – **нижние треугольные** матрицы с действительными положительными диагональными элементами, существующие для любых эрмитовых положительно определенных матриц, в том числе **КМ** и обратных им.

ОФЛ (17) образована диагональной $M\times M$ матрицей $\mathbf{S}_1=\operatorname{diag}\left(s_1(\ell)\right)_{\ell=1}^{N}$, $2\cdot M\times M$ матрицей "раздвоения" $\mathbf{V}=\mathbf{I}_N\otimes[1,1]^T$ ($\otimes$ – символ кронекеровского [7] перемножения) и $2\cdot M\times 2\cdot M$ блочно-диагональными матрицами вида

$$\mathbf{D}_i=\begin{bmatrix}\mathbf{I}_{i-1} & 0 & 0\\ 0 & \mathfrak{Э}_{ni} & 0\\ 0 & 0 & \mathbf{I}_{i-1}\end{bmatrix},\quad \begin{aligned}\mathfrak{Э}_{ni}&=\mathbf{S}_i\cdot\mathfrak{Э}_i,\\ \mathfrak{Э}_i&=\operatorname{diag}(\mathfrak{э}_i(\ell))_{\ell=1}^{M+1-i},\\ \mathbf{S}_i&=\operatorname{diag}(\mathbf{s}_i(\ell))_{\ell=1}^{M_i}\otimes\mathbf{I}_2,\end{aligned}$$

$$\mathfrak{э}_i(\ell)=\begin{bmatrix}\alpha_i(\ell) & 1\\ 1 & \alpha_i^*(\ell)\end{bmatrix},\qquad (19)$$

$$i\in 2,M;\quad \ell\in 1,M+1-i.$$

На рис. 9, *а* показан пример $M=4$ – входового решетчатого фильтра (**РФ**) с 8×4 **МИХ** $\mathbf{W}_1$ (17), а на рис. 9, *б* – "зеркальный" ему $2\cdot M=8$ – входовый **РФ** с 4×8 **МИХ**

$$\mathbf{W}_2=\mathbf{W}_1^*=\begin{bmatrix}\mathbf{H}^* & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{N}\end{bmatrix}=\mathbf{S}_1\cdot\mathbf{V}^T\cdot\mathbf{D}_2^*\cdot\mathbf{D}_3^*\cdots\mathbf{D}_{N-1}^*\cdot\mathbf{D}_N^*. \qquad (20)$$

Они строятся из набора показанных в штриховых рамках "элементарных **РФ**" (**ЭРФ**) – двухвходовых весовых сумматоров с перекрестными связями с **МИХ** $\mathfrak{э}_{ni}(\ell)$ (19) и $\mathfrak{э}_{ni}^*(\ell)$. Параметрами **ЭРФ** являются коэффициенты $\alpha_i(\ell)$, $\alpha_i^*(\ell)$ и определяющиеся ими множители $s_i(\ell)$. Число **ЭРФ** последовательно по ступеням уменьшается на единицу в первом (*а*) и увеличивается во втором (*б*) фильтрах.

Если при этом (действительные) коэффициенты передачи его первой ступени $s_1(\ell)$ будут нормировать к единице выходную мощность

$$s_1^2(\ell)\cdot\overline{|u_\ell|^2}=s_1^2(\ell)\cdot\varphi_{\ell\ell}=1,\qquad \ell\in 1,M, \qquad (21)$$

а параметры $\alpha_i(\ell)$ – взаимно декоррелировать процессы на выходах и регулируемых входах соответствующих **ЭРФ**, а $s_i(\ell)$ – нормировать к единице их выходные мощности, то $M\times M$ блоки $\mathbf{H}$ и $\mathbf{N}^*$ итоговой **МИХ** $\mathbf{W}_1$ удовлетворят равенствам (18). При этом **РФ** рис. 9 объединит два **обеляющих фильтра** [3, 19].

Соединение двух **РФ** рис. 9, *а* и рис. 9, *б* образует **обращающий фильтр** [3, 19] с **МИХ**

$$\mathbf{W}_2\cdot\mathbf{W}_1=\mathbf{W}_1^*\cdot\mathbf{W}_1=\mathbf{H}^*\cdot\mathbf{H}+\mathbf{N}\cdot\mathbf{N}^*=2\cdot\mathbf{\Psi}. \qquad (22)$$

В п. 3 была рассмотрена диагональная регуляризация **МП** оценок **ПКМ** шумовых помех, существенно ускоряющая процедуру адаптации при $n<<M$ источников **ШП**.

Еще один способ регуляризации заключается в **ленточной** (*band*) аппроксимации оценки обратной матрицы [17, 21, 22]. В качестве матрицы, обратной **КМ**, здесь используется ленточная **эрмитова** $M\times M$ матрица

$$\hat{\mathbf{\Psi}}=\hat{\mathbf{\Psi}}_b=\hat{\mathbf{H}}_b^*\cdot\hat{\mathbf{H}}_b=\hat{\mathbf{N}}_b\cdot\hat{\mathbf{N}}_b^*, \qquad (23)$$

сомножители которой – ленточные **треугольные** $M\times M$ матрицы с шириной ленты $m\le M$ (рис. 10).

На рис. 10 затемненными диагональными полосами выделены ненулевые элементы соответствующих диагоналей рассматриваемых матриц.

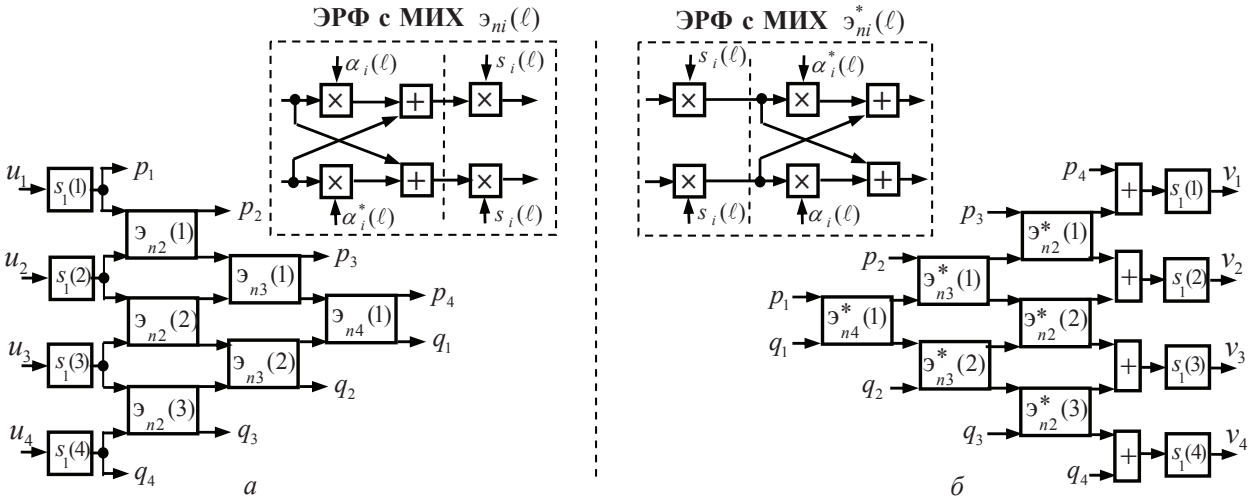


Рис. 9. Решетчатые фильтры с **МИХ** (17) (*а*) и **МИХ** (20) (*б*)

На рис. 11, *а* показан $M=6$ – входовой **РФ** с **ленточной** $2\cdot M\times M$ **МИХ** $\mathbf{W}_{1b}$, образованной $M\times M$ треугольными ленточными нижней $(\mathbf{H}_b)$ и верхней $(\mathbf{N}^*_b)$ **МИХ** с шириной ленты $zz=3$, равной числу используемых ступеней **РФ**.

Рис. 10. Треугольные ленточные верхне-нижнее и нижне-верхнее разложения эрмитовой ленточной матрицы $\mathbf{\Psi}_b$

Нижним индексом здесь указан номер ступени, а в скобках – номер **ЭРФ** с **МИХ** $э_{ni}(\ell)$ (19) в этой ступени. *"*Зеркальный*"* $2\cdot M=12$ – входовой трехступенчатый **РФ** с $M\times 2\cdot M$ **МИХ** $\mathbf{W}^*_{1b}$ из $M\times M$ треугольных ленточных верхней $(\mathbf{H}^*_b)$ и нижней $(\mathbf{N}_b)$ **МИХ** с той же шириной ленты $(zz=3)$ показан на рис. 11, *б*.

Ленточная аппроксимация обратной матрицы приводит к уменьшению числа компенсационных каналов и, соответственно, количества параметров, оцениваемых на этапе адаптации, что может снизить требования к объему обучающей выборки (повысить быстродействие) и одновременно упростить обработку [22].

Целесообразно использовать совместно ленточную и диагональную регуляризацию [21, 22]. Она может быть использована при решении широкого круга задач адаптивной пространственно-временной обработки сигналов, в частности, адаптивной пространственной обработки в условиях **ШП**.

"Ленточно-диагональная" регуляризация наиболее просто и эффективно реализуется в универсальных адаптивных решетчатых фильтрах, имеющих также важные дополнительные достоинства, обусловленные, в частности, многоступенчатым построением.

Так, здесь явно формируются (оцениваются) только сомножители **МИХ** $\mathbf{H}_b$ и $\mathbf{N}^*_b$ (параметры **ЭРФ** в ступенях **АРФ**). Именно этим объясняется более высокая численная устойчивость **АРФ** по сравнению с процедурами, в которых эти **МИХ** формируются явно.

Покажем это на примере моделирования системы защиты плоской двухмерной ФАР от шумовых помех (рис. 4).

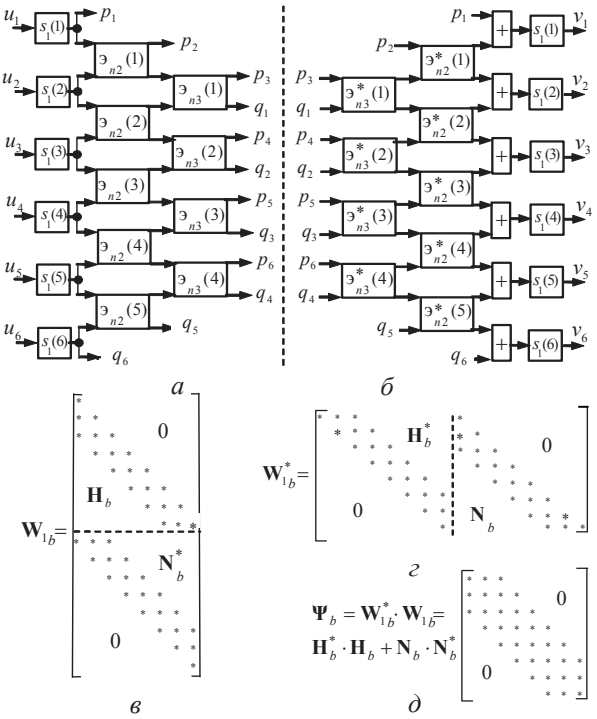


Рис. 11. **РФ** с ленточными **МИХ**

Этот эффект наглядно иллюстрируется результатами моделирования, показанными на рис. 12 для $M_{comp}=4$ компенсационных каналов и $n=4$ источников **ШП** в зоне боковых лепестков ДН с относи-

тельной интенсивностью в основном канале приема $h_0 = 25$ дБ (*а*) и $h_0 = 35$ дБ (*б*) при вычислениях с ограниченной (одинарной) разрядной сеткой в пакете программ «Matlab».

Видно, что в этих условиях в алгоритмах с явно формируемыми оценками **КМ** или матриц, обратных им, показанная сплошными кривыми эффективность обработки с ростом объема обучающей выборки может не только не увеличиваться, но даже снижаться, и тем сильнее, чем выше интенсивность помех.

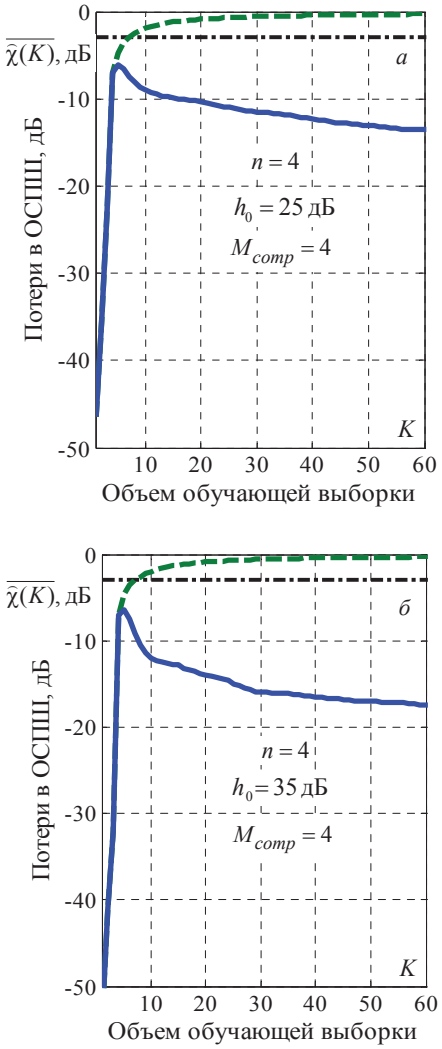


Рис. 12. Зависимости потерь в **ОСПШ** $\overline{\hat{\chi}(K)}$ (в дБ) от объема обучающей выборки K для квазиньютоновского **АК** с регуляризацией **МП** оценки общего вида (сплошные кривые) и **АРФ** (штриховые кривые)

В **АРФ** (штриховые кривые) этот эффект отсутствует, в связи с чем он оказывается существенно эффективнее теоретически эквивалентных методов, в которых оценки используемых матриц формируются явно. В частности, в приведенном иллюстративном примере при объеме обучающей выборки $K = 60$ выигрыш **АРФ** составляет примерно 13 дБ в условиях рис. 12, *а* и около 18 дБ – в условиях рис. 12, *б*.

Важным достоинством **АРФ** является также простота учета и использования для повышения эффективности обработки априорной информации различного вида о специфике структуры каналов приема и, как следствие, специфике соответствующих **КМ** [3, 16, 19, 20].

Так, следствием **эрмитовости КМ** является комплексная сопряженность параметров соответствующих **ЭРФ** (рис. 9, *а*, *б*).

Для ФАР с центрально-симметричным расположением элементов (модулей) следствием **персимметрии** (симметрии элементов матрицы относительно побочной диагонали) **КМ** является априорное равенство параметров

$$s_1(\ell) = s_1(M+1-\ell),\ \ell \in 1,M,\ \mathbf{э}_{ni}(\ell) = \mathbf{э}_{ni}(M_i+1-\ell),$$
$$i \in 2,M;\ \ell \in 1,M_i;\ M_i = M+1-i$$

РФ i-й $(i \in 1,M)$ ступени, симметричных относительно центрального. Это вдвое снижает количество оцениваемых параметров на этапе адаптации и практически вдвое повышает быстродействие адаптивной обработки [23, 24].

Для ФАР с эквидистантным расположением идентичных излучателей (модулей) вдоль главных осей следствием **теплицевости** (равенства элементов матрицы, расположенных на любой диагонали) **КМ** является одинаковость параметров всех **ЭРФ** каждой ступени **РФ**:

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1,\ \ell \in 1,M;\ \alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i,$$
$$s_i(\ell) = s_i(1) = s_i,\ i \in 2,M,$$

что создает предпосылки для резкого повышения быстродействия адаптивной обработки по сравнению с произвольной структурой каналов приема (с **КМ** общего вида) [3, 20, 25].

Таким образом, **АРФ** может рассматриваться в качестве **наиболее рациональной и эффективной структурно-алгоритмической основы** адаптивной защиты современных и перспективных РЛС от шумовых помех.

На его основе может быть также построена и система пеленгации внешних источников шумовых излучений, наиболее просто и эффективно реализующая современные известные и новые "сверхразрешающие" методы пространственного спектрального анализа, а также система междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех, решающая задачи СДЦ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проанализированы особенности адаптивной обработки в РЛС с ФАР на фоне шумовых помех (**ШП**) на основе оценок максимального правдоподобия (**МП** оценок) корреляционной матрицы (**КМ**) гауссовых **ШП** общего вида в квазиньютоновском автокомпенсаторе (**АК**). При таком оценивании по сравнению с градиентными алгоритмами существенно по-

вышается быстродействие **АК**, которое практически не зависит от степени сложности помеховой обстановки (разброса собственных чисел **КМ** помех). При этом в соответствии с "энергетическим" критерием необходимое количество обучающих выборок **ШП** для входа в зону "3 дБ потерь" в отношении сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**) определяется удвоенным количеством управляемых приемных каналов $K \approx 2 \cdot M_{comp}$.

Основной недостаток таких алгоритмов **МП** оценивания заключается в невозможности адаптироваться на их основе до набора обучающих выборок объема, равному количеству управляемых приемных каналов приема. Поэтому эффективная адаптация на основе этих оценок возможна только в относительно малоканальных системах обработки, при малом числе источников **ШП**.

2. Рассмотрены особенности адаптации на основе диагональной регуляризации **МП** оценок **КМ**, которая сводится к дополнению такой оценки скалярной (пропорциональной единичной) диагональной матрицей – регуляризатором.

При такой регуляризации адаптация начинается уже с первой обучающей выборки, а быстродействие существенно повышается. Так, вход в зону "3 дБ потерь" обеспечивается при выборке объема $K = 2 \cdot n$, вдвое большего числа n внешних источников **ШП**, что в реальных условиях $n << M$ существенно меньше, чем при адаптации на основе нерегуляризованных **МП** оценок **КМ**.

3. Проанализированы особенности адаптивной защиты РЛС с ФАР от шумовых помех на основе многоступенчатых адаптивных решетчатых фильтров (**АРФ**).

Показано, что для многоступенчатых **АРФ** характерна высокая численная устойчивость по сравнению с алгоритмами, основанных на явно вычисленных оценках **ПКМ** $\hat{\Phi}$. Так, по сравнению с квазиньютоновским **АК** при вычислениях с ограниченной (одинарной) разрядной сеткой в пакете программ «Matlab» выигрыш **АРФ** составил 13 дБ и более.

Учет и использование априорной информации о специфике структуры каналов приема и, как следствие, специфике соответствующих **КМ** (персимметрии, теплицевости) создает предпосылки для существенного повышения быстродействия адаптивной обработки.

Все это позволяет рассматривать **АРФ** как наиболее рациональную и эффективную структурно-алгоритмическую основу для адаптивной защиты современных и перспективных РЛС от шумовых помех.

Литература

[1] *Рябуха В.П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации/ В.П. Рябуха // Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — Т. 15, № 1 — С. 11–25.

[2] *Reed I.S.* Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays/ I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan // IEEE Transactions on Aerospace Electronic System. — November 1974. — Vol. AES-10. — P. 853–863.

[3] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Лещенко, Ю.И Лосев, А.И. Николаев, С.А Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника. — 2007. — 512 с.

[4] *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. — Радио и связь. — 1986. — 448 с.

[5] *Хастингс Н.* Справочник по статистическим распределениям / Н. Хастингс, Дж. Пикок. — М.: Статистика. 1980. — 95 с.

[6] *Фаддеев Д.К.* Вычислительные методы линейной алгебры, изд. 2-е / Д.К. Фаддеев, В.Н. Фаддеева. — М.–Л.: Физматгиз, 1963. — 655 с.

[7] *Воеводин В.В.* Матрицы и вычисления / В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов. — М.: Наука, 1984. — 320 с.

[8] *Абрамович Ю.И.* Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха / *Ю.И. Абрамович* // Радиотехника и электроника. — 1981. — т. 26, №3. — С. 543–551.

[9] *Абрамович Ю.И.* Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы/ Ю.И. Абрамович, А.И. Неврев // Радиотехника и электроника.— 1981. — Т. 26, № 12. — С. 2558–2566.

[10] *Черемисин О.П.* Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы/ О.П. Черемисин // Радиотехника и электроника. — 1982. — Т.27, №10. — С. 1933–1942.

[11] *Abramovich Y.I.* A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors / Y.I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. — July, 2007.— Vol. 43, № 3. — PP. 1017—1051.

[12] *Фридландер Б.* Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных / Б. Фридландер // ТИИЭР. — 1982. — Т. 70, № 8. — С. 54—91.

[13] *Abramovich Y.* Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations / Y. Abramovich, N. Spencer, M. Turley // IEEE Trans. Sig. Proc. — Apr. 2007.— Vol. 55, No. 4. — PP. 1298–1311.

[14] *Abramovich Y.* Band-inverse (TVAR) covariance matrix estimation for adaptive detection. / Y. Abramovich, N. Spencer, B.A. Johnson // IEEE Trans. Aero. Elect. Sys. — submitted 11 Dec 2006 + 15, Aug 2007, accepted 24 Sep 2008.

[15] Численные методы условной оптимизации / Под ред . Ф. Гилла и У. Мюррея. — М.: Мир, 1977. — 290 с.

[16] *Леховицкий Д.И.* Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры / Д.И. Леховицкий // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, № 9—10. — С. 790—808.

[17] *Леховицкий Д.И.* Методы адаптивной решетчатой фильтрации в задачах пространственно-временной обработки сигналов / Д. И. Леховицкий, В. И. Зарицкий, И. Д. Раков, Б. Г. Свердлов, М. В. Ратынский // Препринт 8610. — М.: РТИ АН СССР. — 1987. — 30 с.

[18] *Леховицкий Д.И.* К тридцатилетию харьковских исследований адаптивных решетчатых фильтров // XVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2011)» / Д.И. Леховицкий// Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2011. — Т. 1. — С. 217—228.

[19] *Леховицкий Д.И.* Адаптивные решетчатые фильтры. Часть I. Теория решетчатых структур II. / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманский // Прикладная радиоэлектроника. — 2011. — Т. 10, № 4 — С. 381–404.

[20] *Леховицкий Д.И.* Адаптивные решетчатые фильтры. Част. II. Алгоритмы настройки АРФ / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманский // Прикладная радиоэлектроника. — 2011. — Т. 10, № 4 — С. 405–418.

[21] *Леховицкий Д.И.* Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы / Д.И. Леховицкий, С.Б. Милованов, И.Д. Раков, Б.Г. Свердлов // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, №11–12. — С. 969–991.

[22] *Леховицкий Д.И.* Ленточно-диагональная регуляризация МП оценок корреляционных матриц в задачах адаптивной обработки на фоне гауссовых помех. / Д.И. Леховицкий, Ю.И. Абрамович, Д.С. Рачков, В.П. Рябуха, Г.А Жуга, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка // Прикладная радиоэлектроника. — 2011. — Т.10, № 4. — С. 381–404.

[23] *Nitzberg R.* Application of maximum likelihood estimation of persymmetric covariance matrices to adaptive processing / R. Nitzberg // IEEE Trans. Aerosp. And Electr. Syst. — 1980. — Vol.16, № 1. — P. 124–127.

[24] *Зарицкий В.И.* Рекуррентные алгоритмы адаптивной обработки при центральной симметрии пространственно-временных каналов приема / В.И. Зарицкий, В.Н. Кокин, Д.И. Леховицкий, В.В. Саламатин // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1985. — № 7. — С. 863–871.

[25] *Семеняка А.В.* О методах оценивания теплицевых корреляционных матриц в задачах адаптивной пространственно-временной обработки сигналов / А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, Д.И. Леховицкий // Прикладная радиоэлектроника. — 2011 — Т.10, № 4. — С. 441–447.

[26] *Robert A. Monzingo*. Introduction to Adaptive Arrays / Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller; 2nd Edition — SciTech Publishing. — Inc.Raleigh. — NC 27615. — 2011. — 686 pp.

Поступила в редколлегию 04.04.2016

Рябуха Вячеслав Петрович, канд. техн. наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов – радиолокационные системы, обнаружение и измерение параметров сигналов на фоне помех.

УДК 621.396.965:621.391.26

Адаптивні системи захисту РЛС від шумових завад. 2. Квазіньютонівські кореляційні автокомпенсатори. Адаптивні решітчасті фільтри / В.П. Рябуха // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. – С. 88– 99.

Друга стаття циклу статей з адаптивних систем захисту РЛС від маскувальних шумових завад. Розглядаються квазіньютонівські алгоритми адаптації на основі оцінок максимальної правдоподібності (**МП** оцінок) кореляційних матриць (**КМ**) завад загального виду, квазіньютонівські алгоритми на основі діагонально регуляризованих **МП** оцінок **КМ**, адаптивні решітчасті фільтри (**АРФ**), що реалізують стрічково-діагональну регуляризацію. Показано важливі переваги останніх, що рекомендуються для практичного використання в адаптивних системах просторової обробки сигналів на тлі гауссівських шумових завад.

Ключові слова: шумові завади, адаптивні системи, обсяг навчаючої вибірки, швидкодія, оцінки максимальної правдоподібності, регуляризація, адаптивні решітчасті фільтри.

Іл.: 12. Бібліогр.: 26 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

Adaptive radar noise jamming protection systems. 2. Quasi-Newton correlation self-compensators. Adaptive lattice filters. / V.P. Riabukha // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. – P. 88 – 99.

This is the second paper of a series on adaptive radar masking noise jamming protection systems. It considers: quasi-Newton adaptation algorithms based on maximum likelihood (ML) estimates of correlation matrices (CM) for jamming of general kind; quasi-Newton algorithms based on diagonally regularized ML estimates of CM; adaptive lattice filters that realize a strip-diagonal regularization. Important advantages of the latter are shown that are recommended to be applied in practice in adaptive systems for spatial processing of signals embedded in Gaussian noise jamming.

Keywords: noise jamming, adaptive systems, training sample size, performance, maximum likelihood estimates, regularization, adaptive lattice filters.

Fig.: 12. Ref.: 26 items.

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 681.78

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА ДИНАМИЧЕСКОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С МНОГОЧАСТОТНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНОЙ

Л.Ф. Купченко, О.А. Гурин, А.С. Рыбьяк, В.Ю. Вдовенков

Разработана методика экспериментальных исследований процесса динамической спектральной фильтрации с использованием взаимодействия полихроматического лазерного излучения с многочастотной акустической волной. В ходе экспериментального исследования использовался макет оптико-электронной системы, в которой для управления спектральным коэффициентом пропускания использовался акустооптический модулятор. Источниками оптического излучения служили три полупроводниковых лазера, работающих в диапазонах красного, зеленого и синего участков спектра, а в качестве элементов, имитирующих спектральные свойства отражающих поверхностей объекта и фона, использовались абсорбционные светофильтры. Аппаратная функция управляемого устройства спектральной селекции формировалась таким образом, чтобы обеспечивать подавление спектральных составляющих излучения фона с минимальным ослаблением оптического сигнала объекта.

Ключевые слова: динамическая спектральная фильтрация, брэгговская дифракция полихроматического лазерного излучения на многочастотном ультразвуке.

ВВЕДЕНИЕ

Основной проблемой при построении оптико-электронных приборов является определение наилучших способов и приемов обработки полезных сигналов при наличии помех, создаваемых окружающим фоном и средой распространения. При решении подобного класса задач используют определенное описание образов (совокупность обрабатываемых сигналов), составляющих отличительные признаки объектов. Наиболее часто используемыми группами признаков являются геометрические, спектральные, энергетические и динамические.

При обнаружении объектов по спектральным признакам отсутствует необходимость в высокой разрешающей способности, т. к. при этом для обнаружения достаточно использовать только один элемент разрешения. Поэтому использование спектральных, а не пространственных признаков объектов в оптико-электронных системах (ОЭС), иногда, оказывается предпочтительнее.

Спектральная фильтрация оптического излучения лежит в основе нового научного направления в оптоэлектронике – изображающей спектроскопии. Здесь под спектральной фильтрацией оптического излучения понимают регистрацию изображений объектов в узких спектральных диапазонах. Это позволяет наблюдать в изображениях различные фрагменты, которые отличаются спектральной яркостью.

Оптико-электронные системы, реализующие принципы изображающей спектроскопии, получили название изображающие спектрометры или видеоспектрометры. В таких системах принятое оптическое излучение после разложения в спектр преобразуется с помощью приемника излучения в электрические сигналы, а затем подвергается обработке в последетекторной области.

Динамическая спектральная фильтрация в ОЭС является дальнейшим развитием принципов изображающей спектроскопии и представляет собой согласованную оптимальную обработку оптического излучения в преддетекторной области. В отличие от видеоспектрометров в таких ОЭС диспергирующее устройство выполняет две функции. Во-первых, разлагает принятое излучение в спектр, а во-вторых, обеспечивают управляемое изменение коэффициента пропускания каждой спектральной составляющей, таким образом, чтобы обеспечить максимальное подавление излучения фона с минимальным ослаблением оптического сигнала объекта [1].

Эти задачи возможно решить с использованием дифракции светового излучения на многочастотном ультразвуке, что обеспечивает разложение принятого излучения на спектральные составляющие, и позволяет изменять их дифракционную эффективность (коэффициент пропускания) путем изменения амплитуды частотных компонент ультразвуковой волны в соответствии с управляющим сигналом.

Целью статьи является экспериментальное исследование принципов динамической спектральной фильтрации с использованием взаимодействия

полихроматического лазерного излучения с многочастотной акустической волной в интересах повышения контраста изображения объекта на выходе ОЭС.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При разработке макета оптико-электронной системы на основе дифракции светового излучения на многочастотном ультразвуке нас будут интересовать свойства акустооптического взаимодействия и, в частности, зависимость величины дифракционной эффективности от амплитуды акустического поля; ограничения, связанные с предельными значениями дифракционной эффективности, которые приводят к возникновению нелинейных искажений; зависимость угловой дисперсии (дифракции света на ультразвуковой волне) от параметров акустооптического взаимодействия (частоты ультразвуковой волны и длинны волны светового излучения).

В эксперименте будет использоваться режим брэгговской дифракции, когда свет падает на фронт ультразвуковой волны под углом Брэгга $\sin\theta_Б = -k_0/2k$, где k_0 и k – волновые числа ультразвука и света соответственно. После преобразования получим выражение удобное для практического использования

$$2 \cdot n \cdot V_0 \sin\theta_Б = f_0 \cdot \lambda, \qquad (1)$$

из которого следует, что произведение λ – длины световой волны на f_0 – частоту ультразвуковой волны при постоянных скорости распространения звука V_0 и угле взаимодействия света и звука $\theta_Б$ – величина постоянная. Здесь n – показатель преломления среды взаимодействия.

Выражение для дифракционной эффективности (отношения квадратов дифрагированной световой волны E_1 к падающей E_0), описывающее взаимодействие плоских световых и ультразвуковых волн в широком диапазоне расстроек относительно условий брэгговского синхронизма, имеет следующий вид [2]:

$$|\eta_l|^2 = \left|\frac{E_1}{E_0}\right|^2 = \frac{1}{1+\gamma^2}\sin^2\left(\frac{\Delta n}{n}\frac{kl}{2}\sqrt{1+\gamma^2}\right), \qquad (2)$$

где $\gamma = \varepsilon/2q$; $q = \frac{\Delta n}{n}\left(\frac{k}{k_0}\right)^2$ – параметр Рытова; $\varepsilon = 1 + \frac{2k\sin\theta}{k_0}$ – параметр расстройки, характеризующий отличие параметров и геометрии акустооптического взаимодействия от условий брэгговского синхронизма; $\Delta n/n$ – относительное изменение амплитуды коэффициента преломления среды под действием звука; l – длина взаимодействия света с ультразвуком.

При дифракции света на многочастотном звуке дифракционное световое поле адекватно отражает набор спектральных компонент в акустооптическом сигнале только при небольшом значении дифракционной эффективности [3].

Из выражения (1) следует, что максимальная дифракционная эффективность будет при достижении аргумента синуса следующего значения:

$$\frac{\Delta n}{n}\frac{kl}{2}\sqrt{1+\gamma^2} = \frac{\pi}{2}. \qquad (3)$$

Будем считать, что если частота анализируемого сигнала соответствует частоте, обеспечивающей условие брэгговского синхронизма, и, следовательно, параметр $\gamma = 0$, то предельные значения величины изменения $\Delta n/n$ можно определить из условия $\Delta n/n = \pi/kl$.

В работе [4] приведена зависимость изменения $\Delta n/n$ от величины акустической мощности $P_{ак}$ в звукопроводе и геометрических размеров возбудителя ультразвука l и b, а также от свойств материала звукопровода, который обычно характеризуется коэффициентом M_2 – параметром акустооптического качества. Эта зависимость имеет следующий вид:

$$\frac{\Delta n}{n} = \sqrt{\frac{M_2 P_{ак}}{lb}}. \qquad (4)$$

При акустооптическом взаимодействии угловое положение дифракционных компонент первого порядка связано с проекциями волнового вектора света $k_2 = k\sin\theta$, $k_1 = k\cos\theta$ на оси координат и волновым числом звука k_0 соотношением

$$\mathrm{tg}\varphi = \frac{k_2 + k_0}{k_1}. \qquad (5)$$

Можно показать, что при взаимодействии немонохроматического света с многочастотным звуком претерпевают рассеяние те составляющие светового излучения, для которых выполняются условия брэгговского синхронизма с одной из частотных составляющих звукового поля. Существенно, что при дифракции немонохроматического света на многочастотном звуке пространственные дифракционные компоненты светового излучения с различными длинами волн на выходе звукового поля образуют в пространстве единый световой пучок.

2. ОСНОВНОЙ РАЗДЕЛ

Настоящая статья посвящена экспериментальным исследованиям макета оптико-электронной системы с динамической спектральной фильтрацией и развивает экспериментальные исследования, результаты которых изложены в работе [1].

Структурная схема экспериментальной установки, представленная на рис.1, включает следующие элементы и устройства:

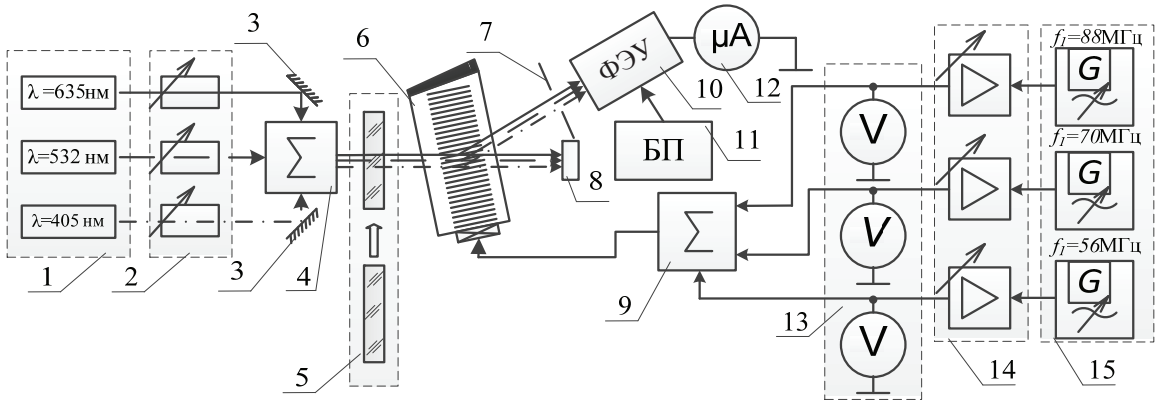


Рис 1.Структурная схема экспериментальной установки

1. Лазерный блок
2. Аттенюаторы
3. Направляющие зеркала
4. Смеситель оптического излучения
5. Блок сменных светофильтров
6. Акустооптический модулятор
7. Диафрагма
8. Поглотитель светового излучения
9. Сумматор напряжения
10. Приемник излучения ФЭУ
11. Блик питания (БП) ФЭУ
12. Микроамперметр
13. Блок вольтметров;
14. Блок регулировки напряжения ВЧ
15. Блок генераторов ВЧ

- источник оптического излучения, в качестве которого использовались три полупроводниковых лазера, работающих в диапазонах красного, зеленого и синего участков спектра;

- формирователей оптических сигналов подлежащих селекции, в качестве которых использовались два сменных абсорбционных светофильтра с известными спектральными коэффициентами пропускания;

- акустооптический модулятор МЛ-201 на основе стекла ТФ-7, в котором возбуждалась продольная акустическая волна;

- три высокочастотных генератора Г4-107;

- три усилителя напряжений, которые обеспечивали требуемую величину высокочастотного напряжения на возбудителе ультразвука акустооптического модулятора в соответствии с расчетными значениями;

- приемник излучения, в качестве которого использовался фотоэлектронный умножитель ФЭУ-51, ток на выходе которого регистрировался микроамперметром.

Методика проведения эксперимента включала следующие этапы.

Этап 1. Определялась частота генераторов из условий брэгговского синхронизма (1) таким образом, чтобы произведение длины волны каждого из трех лазеров на частоту звука была постоянна $f_0 \cdot \lambda = const$.

Этап 2. Измерялся коэффициент пропускания (дифракционная эффективность) акустооптического модулятора в диапазонах красного, зеленого и синего участков спектра при выполнении брэгговского синхронизма для каждого из спектральных каналов и фиксированном значении высокочастотного напряжения на его входе.

Этап 3. Измерялся коэффициент пропускания абсорбционных светофильтров в каждом из трех спектральных каналов, и вычислялось значение контрастности оптических сигналов до управляемой фильтрации. Для этого устанавливалась постоянная величина амплитуд высокочастотных сигналов каждого из генераторов, а затем последовательно устанавливались абсорбционные светофильтры, обладающие различной величиной коэффициента пропускания «объект», «фон-1» и «фон-2» и регистрировался ток на выходе ФЭУ для каждого спектрального канала отдельно.

Этап 4. Вычислялась аппаратная функция (вектор фильтра) с использованием выражения

$$\vec{F} = \frac{\vec{T} - N\vec{B}}{\left\| \vec{T} - N\vec{B} \right\|}, \qquad (6)$$

где вектор $\vec{T}$ отображает спектральный коэффициент пропускания светофильтра «объект» в трехмерном спектральном пространстве, а вектор $\vec{B}$ – спектральный коэффициент пропускания светофильтра «фон»; $N = \vec{T}^{T}\vec{B} / \vec{B}^{T}\vec{B}$ – коэффициент, пропорциональный величине проекций вектора объекта $\vec{T}$ на вектор фона $\vec{B}$; $\|\bullet\|$ – норма (длина) вектора [1].

Этап 5. В соответствии с вычисленной аппаратной функцией акустооптического модулятора устанавливались амплитуды высокочастотных управляющих сигналов каждого из трех генераторов, обеспечивающие требуемую величину коэффициента пропускания акустооптического модулятора в каждом из спектральных каналов.

Этап 6. Измерялись суммарные значения токов на выходе приемника излучения, величины которых пропорциональны световым потокам соответствующих светофильтров «объект» и «фон», используемых в эксперименте, и вычислялось значение контрастности оптических сигналов на выходе ОЭС.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Эффективность спектральной фильтрации определялась путем сравнения контраста объекта и фона до проведения спектральной фильтрации и по ее окончанию. Контраст объекта и фона определялся с использованием следующего соотношения:

$$K = (T - B)/(T + B), \qquad (7)$$

где T и B – суммарные значения токов на выходе приемника излучения, пропорциональные световым потокам прошедшим соответствующие светофильтры «объект» или «фон».

В процессе проведения эксперимента исследовались два набора («объект» – «фон») абсорбционных светофильтров, отличающихся спектральными коэффициентами пропускания. В первом случае в качестве «объекта» использовался синий светофильтр СС-6, а в качестве «фона» – оранжевый светофильтр ОС-11. Спектральные характеристики пропускания используемых абсорбционных светофильтров приведены на рисунке 2. Из анализа графиков видно, что спектральные коэффициенты пропускания пары светофильтров СС-6 – ОС-11 существенно отличаются.

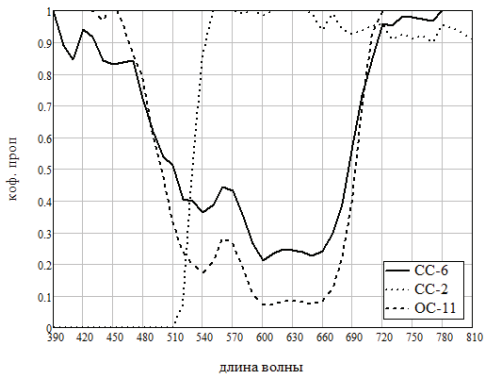


Рис. 2. Коэффициенты пропускания для трех абсорбционных светофильтров

Во втором случае в качестве «фона» использовался светофильтр СС-2, спектральные характеристики пропускания которого в значительно меньшей степени отличаются от характеристик светофильтра СС-6, выполняющего роль «объекта».

Для определения начального контраста устанавливалась постоянная величина амплитуд высокочастотных сигналов каждого из генераторов, и регистрировался ток на выходе ФЭУ в каждом спектральном канале отдельно, пропорциональный световому потоку, прошедшему соответствующий светофильтр (СС-6 «объект», ОС-11 «фон-1» , СС-2 «фон-2»).

Результаты измерений представлены в таблицах 1, 2. Среднее значение контраста для двух светофильтров СС-6 и ОС-11 без управляемой фильтрации составило – -0,33, а для светофильтров СС-6 и СС-2 – 0,35.

Далее осуществлялся процесс спектральной фильтрации, позволяющий обеспечить максимальную величину спектрального коэффициента пропускания акустооптического модулятора для одного из абсорбционных светофильтров. Результаты вычисления контраста при спектральной фильтрации представлены в таблицах 1 и 2. Средний контраст объекта для первого набора светофильтров составил 0,95, а для второй – 0,88.

Таблица 1

№п\п	Суммарный ток ФЭУ без фильтрации, мкА		Суммарный ток ФЭУ с фильтрацией, мкА	
	СС-6	ОС-11	СС-6	ОС-11
1.	136	233	71	0
2.	109	218	71	1
3.	88	156	101	0
4.	117	330	71	4
5.	95	150	81	2
<I>	109	217	79	2
<K>	-0,33		0,95	

Таблица 2

№ п\п	Суммарный ток ФЭУ без фильтрации, мкА		Суммарный ток ФЭУ с фильтрацией, мкА	
	СС-6	СС-2	СС-6	СС-2
1.	297	117	65	5
2.	180	87	20	0
3.	240	102	46	6
4.	204	117	75	0
5.	194	117	25	3
<I>	223	108	46,2	2,8
<K>	0,35		0,88	

Сравнение контраста излучений двух светофильтров, регистрируемых без фильтрации и при наличии согласованной фильтрации, показал, что в результате спектральной селекции удается повысить контраст примерно в два – три раза.

ВЫВОДЫ

Экспериментально установлена возможность создания управляемого селектирующего устройства, позволяющего обеспечить различный спектральный коэффициент пропускания для двух оптических сигналов, отличающихся по спектральному составу. В ходе эксперимента спектральная селекция обеспечивалась путем изменения амплитуды частотных компонент ультразвуковой волны в соответствии с управляющим сигналом при дифракции полихроматического лазерного излучения на многочастотном ультразвуке.

Эффективность процесса фильтрации определялась по величине контраста до фильтрации и после фильтрации. Экспериментально установлено, что при наличии трех спектральных каналов селекции удается повысить контраст на выходе в несколько раз.

Показано, что величина контраста изображения «объекта» на выходе зависит от различия спектральных характеристик пропускания двух абсорбционных светофильтров. Например, при существенном различии величина контраста составила – 0,95, а при относительно близких характеристиках светофильтров величина контраста составила – 0,88.

Литература

[1] *Купченко Л. Ф.* Динамическая спектральная фильтрация оптического излучения в оптоэлектронных системах/ Л. Ф. Купченко, А. С. Рыбьяк // Электромагнитные волны и электронные системы. – Международный научно-технический журнал. – М.: Радиотехника, 2011.– Т.16. – Вып. 4. – С. 32 – 43.

[2]Акустооптические эффекты при сильном взаимодействии. Теория и эксперимент (Метод непрерывных дробей при решении акустооптических задач) Под ред. Л.Ф. Купченко: Монография. – Х.:ООО «ЭДЕНА» 2009.– 264 с.

[3] Высокоэффективная акустооптическая дифракция света на многочастотном звуке в геометрии неаксиального дефлектора / С. Н.Антонов, А. В. Вайнер, В. В. Проклов, Ю. Г. Резвов // Журнал технической физики. – 2008. – С. 79–83.

[4] *В.И.Балакший, В.Н.Парыгин, Л.Е.Чирков.* Физические основы акустооптики.-М.: Радио и связь. 1985. – 285 с.

Поступила в редколлегию 31.05.2016

Купченко Леонид Федорович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры, Харьковский университет Воздушных Сил. Научные интересы: акустооптика, акустоэлектроника, изображающая спектроскопия, оптико-электронные системы.

Гурин Олег Александрович, адъюнкт, Харьковский университет Воздушных Сил. Научные интересы: акустооптика, акустоэлектроника, оптикоэлектронные системы, изображающая спектроскопия.

Рыбьяк Анатолий Степанович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Харьковский университет Воздушных Сил. Научные интересы: изображающая спектроскопия, акустоэлектроника, акустооптика, оптико-электронные системы, .

Вдовенков Владимир Юрьевич, кандидат технических наук, доцент, Харьковский университет Воздушных Сил. Научные интересы: изображающая спектроскопия, акустооптика, акустоэлектроника, оптико-электронные системы.

УДК 681.78

Експериментальні дослідження процесу динамічної спектральної фільтрації з використанням взаємодії лазерного випромінювання з багаточастотною акустичною хвилею/ Л.Ф. Купченко, О.О. Гурін, А.С. Риб'як, В.Ю. Вдовенков// Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15., №2 – С. 100 – 104.

Розроблено методику експериментальних досліджень процесу динамічної спектральної фільтрації з використанням взаємодії поліхроматичного лазерного випромінювання з багаточастотною акустичною хвилею. В ході експериментального дослідження використовувався макет оптико-електронної системи, в якій для управління спектральним коефіцієнтом пропускання використовувався акустооптичний модулятор. Джерелами оптичного випромінювання служили три напівпровідникових лазера, що працюють в діапазонах червоного, зеленого і синього ділянок спектра, а як елементи, що імітують спектральні властивості відбивальних поверхонь об'єкта і фону, використовувалися абсорбційні світлофільтри. Апаратна функція керованого пристрою спектральної селекції формувалась так, щоб забезпечити заглушення спектральних складових випромінювання фону з мінімальним ослабленням оптичного сигналу об'єкта.

Ключові слова: динамічна спектральна фільтрація, брегівска дифракція поліхроматичного лазерного випромінення на багаточастотному ультразвуці.

Іл.: 02. Табл.: 02. Бібліогр.: 04 найм.

UDC 681.78

Experimental researches of dynamic spectral filtration using laser radiation interaction with multifrequency acoustic wave/ L.F. Kupchenko, O.A. Goorin, A.S. Rybiak, V.Yu.Vdovenkov// Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. – P. 100 – 104.

The paper describes the technique of experimental researches of the dynamic spectral filtering using polychromatic laser radiation interaction with a multifrequency acoustic wave. The experimental research is based on applying the layout of electro-optical systems, in which an acousto-optic modulator was used to control the spectral transmittance. Optical radiation sources were three semiconductor lasers operating in the bands of red, green and blue portions of the spectrum, as well as elements simulating the spectral properties of the reflective surfaces of the object and the background are used as absorption filters. The hardware function of a managed spectral selection device was formed in such a way as to ensure the suppression of spectral components of the background radiation with minimal attenuation of the optical signal of the object.

Keywords: dynamic spectral filtering, Bregg diffraction of polychromatic laser radiation on multifrequency ultrasound

Fig.: 02. Tab.: 02. Ref.: 04 items.

UDC 621.396.96

ANALYTICAL MODELS OF STOCHASTIC RADIOTHERMAL SIGNALS

KIEM NGUYEN VAN, K. N. NEZHALSKAYA, O. M. TYMOSHCHUK

The analytical models of stochastic radiometric ultra-wideband signals at the outputs of directional and omnidirectional multi-antenna arrays are developed. Such arrays are typical for radiometric complexes, which provide high resolution on angular coordinates. Examples of simplification of multi-dimensional signals in the case of using a single antenna (directional or omnidirectional) are shown. The statistical characteristics of developed models are investigated. Heuristic algorithms of signal processing for radiometric imaging which follow from analysis of these characteristics are studied. Examples of constructing likelihood functionals are given which are necessary to solve the problems of synthesis of the optimal algorithms.

Keywords: analytical model of signal, radiometric signal, passive radar.

INTRODUCTION

The knowledge of analytical models of radiometric signals plays a key role in the synthesis of algorithms of signal processing for solving problems of Earth remote sensing, radio astronomy, radiolocation [1-4], etc.

These signals depend on many factors such as electrical parameters and physical conditions of observation objects, antenna system and predetection sections of receiver. The important stage in the creation of analytical relationships between the parameters and characteristics precedes the solution of many radiometry problems. This result forms the adequate analytical models of signals, analysis of which in the following are isolated the main processing operation.

It is known [5] that radiothermal radiation is the random process with Gaussian distribution and zero mean. Therefore, only the analytic expression is not enough for complete task of model. It is necessary to investigate the statistical characteristics of these models.

In the article, we develop the analytical models of stochastic radiothermal signals and investigate their statistical characteristics. Herewith the models must be applied to all radiometric complexes, systems and devices [5-10].

1. DEVELOPMENT OF ANALYTICAL MODELS OF STOCHASTIC RADIOTHERMAL SIGNALS FOR RADIOMETRIC MULTI-ANTENNA COMPLEXES

The models of radiometric signals at the outputs of antenna systems with the directional or omnidirectional antennas are considered.

THE GENERAL ANALYTICAL MODEL OF STOCHASTIC RADIOTHERMAL SIGNALS FOR DIRECTIONAL ANTENNAS IN THE ARRAY

Radiometric signals are ultra wideband (UWB) random processes whose spectra substantially continuous all over radio frequency band. We will form a model of radiometric signal, which own emissivity of each element (within the limits range of angels $d\vec{\vartheta}$ and frequency df) is characterized by function [5]

$$\dot{A}(f,\vec{\vartheta})\exp\left[j2\pi ft\right]dfd\vec{\vartheta}, \qquad (1)$$

where $\dot{A}(f,\vec{\vartheta})$ is the spectral-angular density of the complex amplitude, df is the infinitesimal frequency band, $d\vec{\vartheta}$ is the infinitesimal range of vector of direction cosines. The real and imaginary parts of spectral density $\dot{A}(f,\vec{\vartheta})$ at the fixed frequency is often seen in technical applications as the real and imaginary coherent image of observation object.

It is assumed that there is the multi-antenna radiometric complex (RMC) (Fig. 1) with directional antennas in array. The antenna A_i ($i=1..M$) is limited by area D_i' and is connected to the i^{th} predetection section of the receiver, frequency characteristic $\dot{K}(j2\pi f)$ of which satisfies the conditions of UWB. Predetection section limits bandwidth of frequency signal $s_{Ai}(t)$ (see Fig. 1) at the i^{th} antenna output and adds noise $n_i(t)$ in the observation. Position of the i^{th} antenna phase center is characterized by vector $\vec{a}_i$, within initial point with coordinates $(0,0)$. Radius vector $\vec{r}_i' \in D_i'$ characterizes the position of an arbitrary elementary area within the region D_i'.

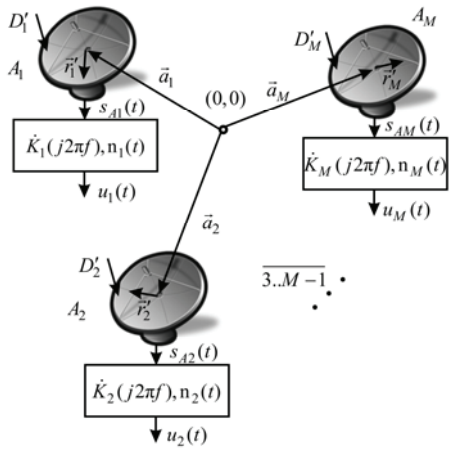


Fig. 1. Multi-antenna radiometric complex

Radiometric signals $s_i(t) = s(t - t_{delay}(\vec{a}_i))$ have common part of the time delay $t_0 = R_0/c$ (R_0 is the distance from radiation point to the phase center of antenna array) and differ only by the time delay of propagation from i^{th} antenna phase center to the phase center of antenna array

$$t_{delay}(\vec{a}_i) = t_0 + \Delta t_{delay}(\vec{a}_i) = R_0/c + \vec{\vartheta}\vec{a}_i/c .$$

The distance R_0 is usually unknown and the radiation sources are located in the Fraunhofer region. Therefore, they can be excluded from consideration, leaving only the time $\Delta t_{delay}(\vec{a}_i) = \vec{\vartheta}\vec{a}_i/c$, and we will write signals in the form

$$s_i(t) = s_i\left[t - \Delta t_{delay}(\vec{a}_i)\right] = s_i\left[t - \vec{\vartheta}\vec{a}_i/c\right].$$

Then the signal at the output of predetection section can be written as follows:

$$s_i(t) = s_i\left[t - \Delta t_{delay}(\vec{a}_i)\right] =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \int\limits_{D'} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} C_f \dot{I}_i(f, \vec{r}' - \vec{a}_i) \dot{K}(j2\pi f) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \times$$

$$\times \exp\left\{-j2\pi f\left[t - (\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\vec{r}' c^{-1}\right]\right\} d\vec{\vartheta} df d\vec{r}' = \left|\begin{array}{l} \vec{r}' - \vec{a}_i = \vec{r}_i', \\ \vec{r}' = \vec{r}_i' + \vec{a}_i \\ d\vec{r}' = d\vec{r}_i', \end{array}\right| =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} C_f \dot{K}(j2\pi f) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{F}_i(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \times$$

$$\times \exp\left[-j2\pi f (t - (\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\vec{a}_i c^{-1})\right] d\vec{\vartheta} df , \tag{2}$$

where $\dot{I}_i(f, \vec{r}' - \vec{a}_i)$ is the amplitude-phase distribution (APhD) of the i^{th} antenna,

$$C_f = fc^{-1}\left\{\int \left|\dot{F}\left(f, \vec{\vartheta}\right)\right|^2 d\vec{\vartheta}\right\}^{-1},$$

$$\dot{F}_i(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) = \int\limits_{D_i'} \dot{I}_i(f, \vec{r}_i') \exp(j2\pi f (\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\vec{r}_i' c^{-1}) d\vec{r}_i'$$

is the i^{th} antenna pattern.

Any models on the right side of (2) can be used to solve synthesis problems and analysis of the RMC.

SIMPLIFICATION WITH USING OF OMNIDIRECTIONAL ANTENNAS IN THE ARRAY

Omnidirectional antenna [11] is a class of antenna which radiates radio wave power uniformly in all directions in one plane, with the radiated power decreasing with elevation angle above or below the plane, dropping to zero on the antenna's axis.

While using omnidirectional antennas, we assume that

$$\dot{I}_i(f, \vec{r}_i') \to \dot{I}_0(f)\delta(\vec{r}_i') ,$$

where $\delta(\vec{r}_i')$ is the Dirac delta function.

Then received signal (2) at the output of receiver predetection section of each omnidirectional antenna takes the form:

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} C_f \dot{K}(j2\pi f) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{I}_0(f) \times$$

$$\times \exp\left[-j2\pi f (t - (\vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)\vec{a}_i c^{-1})\right] d\vec{\vartheta} df . \tag{3}$$

SIMPLIFICATION WITH USING OF AN ANTENNA

Now, let us consider the case of using only one antenna (directional or omnidirectional antenna). In this case, the phase center of the RMC coincides with the phase center of the antenna, that means $\vec{a}_i \to 0$.

Put $\vec{a}_i \to 0$ in the expressions (2), we obtain the received signal while using a directional antenna

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} C_f \dot{K}(j2\pi f) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) d\vec{\vartheta} df \tag{4}$$

and the received signal while using an omnidirectional antenna

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{-\infty}^{\infty} C_f \dot{K}(j2\pi f) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{I}_0(f) d\vec{\vartheta} df . \tag{5}$$

The expressions (2)–(5) describe the analytical models of radiometric signals which can be used for analysis and synthesis of radiometric devices, systems and complexes for various purposes. Probabilistic characteristics give full description of these processes. They will be discussed in the following paragraph.

2. RESEACH OF STATISTICAL CHARACTERISTIC OF SIGNALS

We will consider statistical characteristics of radiometric signals (models are given earlier).

It is known [5] that radiometric signal is the random zero mean Gaussian process $\langle s_i(t) \rangle = 0$, where $\langle \cdot \rangle$ is the sign of statistical average. According to this, the full description of random process contains its correlation function.

We will write signals at the output of M antenna array as a vector (look at (2))

$$\vec{s}(t) = \left\{s_i(t)\right\}_{i=1}^{M} . \tag{6}$$

The matrix of correlation functions of signals (6) can be written in the form

$$\underline{R}_s\left(t_1 - t_2, B(f, \vec{\vartheta})\right) = \left\langle \vec{s}(t_1)\vec{s}^T(t_2) \right\rangle =$$

$$= \left\| \begin{array}{cccc} R_{s11} & R_{s12} & \cdots & R_{s1M} \\ R_{s21} & R_{s22} & \cdots & R_{s2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{sM1} & R_{sM2} & \cdots & R_{sMM} \end{array} \right\|, \tag{7}$$

where R_{sij} ($i, j = 1..M$) is the cross-correlation function between signals on the outputs of channels i and j,

$$R_{sij}(t_1-t_2,B(f,\vec{\vartheta}))=\left\langle s_i(t_1)\mathrm{s}_j(t_2)\right\rangle=$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}A_{eff}(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0)\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2B(f,\vec{\vartheta})\times \quad (8)$$

$$\times\exp\{j2\pi f(\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0)\vec{a}_{ij}c^{-1}\}d\vec{\vartheta}\exp\{-j2\pi f(t_1-t_2)\}df.$$

Here $A_{eff}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0\right)=C_f^2\left|\dot{F}\left(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0\right)\right|^2$ is the effective area of antenna, $B(f,\vec{\vartheta})$ is the spectral-angular power density (is the radiometric image).

For models of signals (3)–(5), correlation function (8) takes the following forms:

$$R_{sij}(t_1-t_2,B(f,\vec{\vartheta}))=$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}C_f^2\left|\dot{I}_0\left(f\right)\right|^2\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\int_{-\infty}^{\infty}B(f,\vec{\vartheta})\times \quad (9)$$

$$\times\exp\{j2\pi f(\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0)\vec{a}_{ij}c^{-1}\}d\vec{\vartheta}\exp\{-j2\pi f(t_1-t_2)\}df,$$

$$R_s(t_1-t_2,B(f,\vec{\vartheta}))=$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\int_{-\infty}^{\infty}A_{eff}(f,\vec{\vartheta}-\vec{\vartheta}_0)B(f,\vec{\vartheta})d\vec{\vartheta}\times \quad (10)$$

$$\times\exp\{-j2\pi f(t_1-t_2)\}df,$$

$$R_s(t_1-t_2,B(f,\vec{\vartheta}))=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}B(f,\vec{\vartheta})d\vec{\vartheta}\times$$

$$\times C_f^2\left|\dot{I}_0\left(f\right)\right|^2\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\exp\{-j2\pi f(t_1-t_2)\}df. \quad (11)$$

From the analysis of correlation functions (8) − (11) follows that the information about the radiometric image $B(\cdot,\vec{\vartheta})$ can be identified using directional and omnidirectional antenna system, as well as when using a single directional antenna. While using the single omnidirectional antenna, the information about angular radio brightness is excluded by averaging over all of angular coordinates, i.e. $\int_{-\infty}^{\infty}B(f,\vec{\vartheta})d\vec{\vartheta}$.

Signals (2)–(5) and their statistical characteristics (7)–(11) can be used for analysis of existing devices, systems and complexes and for calculating perspective algorithms of signal processing.

3. CONSTRUCTION OF LIKELIHOOD FUNCTION

Statistical theory of synthesis of radiometric systems is used while developing the optimal algorithm of signal processing. To do this, it is usually necessary to concretize the Likelihood function. We will construct several types of Likelihood function, which are needed to solve problems of statistical synthesis of radiometric complexes and devices [5–9].

We shall restrict our consideration to the additive model of observation

$$\vec{u}\left(t\right)=\left\{u_i(t)\right\}_{i=1}^{M}=\left\{s_i\left(t\right)+n_i\left(t\right)\right\}_{i=1}^{M}, \quad (12)$$

where $n_i(t)$ is the internal noise of the i^{th} channel of receiver.

Depending upon the restrictions imposed on the signals and internal noises in (12), we will consider several types of Likelihood function. Below, the estimate parameters will be denoted as the vector $\vec{\lambda}$. In the particular case λ can be the radiometric imaging $B(f,\vec{\vartheta})$ or $\int B(f,\vec{\vartheta})df$.

Initially, we write the Likelihood function for M channels of RMC in general form [5]

$$p\left[\vec{u}(t)\mid\vec{\lambda}\right]=$$

$$=k(\vec{\lambda})\exp\left[-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T\vec{u}^T(t_1)\underline{W}(t_1,t_2,\vec{\lambda})\vec{u}(t_2)dt_1dt_2\right], \quad (13)$$

where $W(t_1,t_2,\vec{\lambda})$ is the inverse correlation matrix, which is determined by equation

$$\int_0^T\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda})\underline{W}(t_2,t_3,\vec{\lambda})dt_2=\underline{I}\delta(t_1-t_3), \quad (14)$$

$$\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda})=\underline{R}_s(t_1,t_2,\vec{\lambda})+\underline{R}_n(t_1,t_2), \quad (15)$$

$k(\vec{\lambda})$ is the coefficient, which depends on the parameter $\vec{\lambda}$ in the case of evaluation of energy parameters.

Depending upon the type of correlation matrix (15) we distinguish the following characteristic cases.

NOISES ARE CORRELATED BETWEEN CHANNELS ALSO IN TIME

The expression (15) will have the form

$$\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda})=\underline{R}_s\left(t_1,t_2,\vec{\lambda}\right)+\underline{R}_n\left(t_1,t_2\right)=$$

$$=\begin{Vmatrix}R_{s11}&R_{s12}&\cdots&R_{s1M}\\R_{s21}&R_{s22}&\cdots&R_{s2M}\\\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\R_{sM1}&R_{sM2}&\cdots&R_{sMM}\end{Vmatrix}+ \quad (16)$$

$$+\begin{Vmatrix}\sigma_{11}&\rho\sigma_1\sigma_2&\cdots&\rho\sigma_1\sigma_M\\\rho\sigma_2\sigma_1&\sigma_{22}&\cdots&\rho\sigma_2\sigma_M\\\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\\rho\sigma_M\sigma_1&\rho\sigma_M\sigma_2&\cdots&\sigma_{MM}\end{Vmatrix},$$

where $\rho=\frac{\left\langle n(t_1)n(t_2)\right\rangle}{\sigma_1\sigma_2}$ is the correlation coefficient of noises between $n_i(t)$ and $n_j(t)$, $\sigma_i=\sqrt{\left\langle n_i^2(t)\right\rangle}$.

Function $\underline{W}(t_2,t_3,\vec{\lambda})$ is solved by solving (14) and substituting into it (16).

NOISE ARE CORRELATED BETWEEN CHANNELS BUT NOT IN TIME

In this case $\rho=\frac{N_{0n}}{2}\frac{\delta(t_1-t_2)}{\sigma_1\sigma_2}$ the equation (16) takes the form

$$\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda})=\underline{R}_s\left(t_1,t_2,\vec{\lambda}\right)+\underline{R}_n\left(t_1,t_2\right)=$$

$$=\begin{Vmatrix}R_{s11}&R_{s12}&\cdots&R_{s1M}\\R_{s21}&R_{s22}&\cdots&R_{s2M}\\\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\R_{sM1}&R_{sM2}&\cdots&R_{sMM}\end{Vmatrix}+\frac{N_{0n}}{2}\begin{Vmatrix}1&1&\cdots&1\\1&1&\cdots&1\\\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\1&1&\cdots&1\end{Vmatrix}\delta(\mathrm{t}_1-\mathrm{t}_2). \quad (17)$$

NOISES ARE NOT CORRELATED BETWEEN CHANNELS ALSO IN TIME

In this case

$$\left\langle n_i(t_1)n_j(t_2)\right\rangle = 0\,,\ \left\langle n_i(t_1)n_i(t_2)\right\rangle = 0{,}5N_{0n}\delta(\mathrm{t}_1-\mathrm{t}_2)\,,$$

then

$$\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda}) = \underline{R}_s\left(t_1,t_2,\vec{\lambda}\right)+\underline{R}_n\left(t_1,t_2\right) = \left\|\begin{matrix} R_{s11} & R_{s12} & \dots & R_{s1M} \\ R_{s21} & R_{s22} & \dots & R_{s2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{sM1} & R_{sM2} & \dots & R_{sMM}\end{matrix}\right\| + \tag{18}$$

$$+0{,}5N_{0n}\left\|\begin{matrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1\end{matrix}\right\|\delta(\mathrm{t}_1-\mathrm{t}_2).$$

USING A SINGLE ANTENNA

While using a single antenna, Likelihood function (13) takes the form

$$p\left[u(t)\,|\,\vec{\lambda}\right] = k(\vec{\lambda})\exp\left[-\left(N_{0s}(\vec{\lambda})+\mathrm{N}_{0n}\right)^{-1}\int_0^T u^2(t)dt\right]. \tag{19}$$

USING SPECIAL CONTINUAL REGISTERING MEDIUM

It is evident that the continual processing in the majority of the existing antenna radio-band (if we not use the special continual registering medium) is practically impossible. The exception is the holographic processing of radiations in the optical range, where it is possible to create continual registering medium and processing medium as the photographic films, lenses, crystals, special fluids and others.

In the future we will use continual aperture, which is the presupposing possibility of registering and processing fields at each point. Also this is the presupposing possibility of the transition to the final stage of synthesis algorithms to real discrete aperture of antenna array.

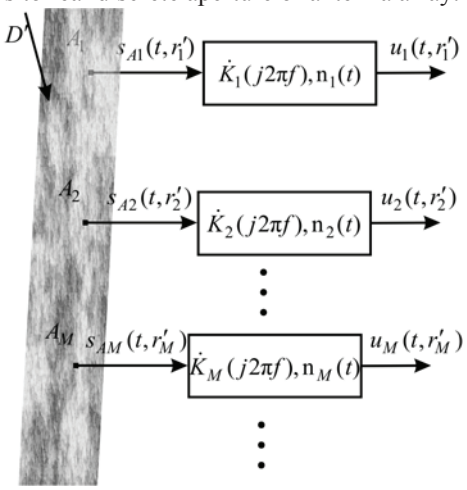


Fig. 2. The geometry of problem

The simplest observation equation in this case has the form:

$$\begin{gathered} u\left(t,r'\right) = s\left(t,r'\right)+n\left(t,r'\right), \\ r'\in D',\ t\in(0,T), \end{gathered} \tag{20}$$

where $r' = (x',y',z')$ is the coordinate of the point in the registering medium.

For the noises which are correlated in time and spatial coordinates r'

$$p\left[u(t,r')\,|\,\vec{\lambda}\right] = k(\vec{\lambda})\exp\left[-\frac{1}{2}\int_{D'}\int_{D'}\int_0^T\int_0^T u(t_1,\mathrm{r}_1')W(t_1,t_2,\mathrm{r}_1',\mathrm{r}_2',\vec{\lambda})\times \atop \times u(t_2,\mathrm{r}_2')dt_1dt_2dr_1'dr_2'\right]. \tag{21}$$

Here $W(t_1,t_2,\mathrm{r}_1',\mathrm{r}_2',\vec{\lambda})$ is the continual function.

For the limited number of points in the space, the vector equation of observation can be written:

$$\vec{u}\left(t,r'\right) = \left\{u(t,r_i')\right\}_{i=1}^M = \left\{s\left(t,r_i'\right)+n\left(t,r_i'\right)\right\}_{i=1}^M. \tag{22}$$

The Likelihood function is written as follow:

$$p\left[\vec{u}(t)\,|\,\vec{\lambda}\right] = k(\vec{\lambda})\exp\left[-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T \vec{u}^T(t_1)\underline{W}(t_1,t_2,\vec{\lambda})\vec{u}(t_2)dt_1dt_2\right], \tag{23}$$

where inverse matrix $\underline{W}(t_1,t_2,\vec{\lambda})$ can be found from the following equation

$$\int_0^T \underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda})\underline{W}(t_2,t_3,\vec{\lambda})dt_2 = \underline{I}\delta(t_1-t_3). \tag{24}$$

Here

$$\underline{R}(t_1,t_2,\vec{\lambda}) = \underline{R}_s(t_1,t_2,\vec{\lambda})+\underline{R}_n(t_1,t_2) = \left\|\begin{matrix} R_{s11} & R_{s12} & \dots & R_{s1M} \\ R_{s21} & R_{s22} & \dots & R_{s2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{sM1} & R_{sM2} & \dots & R_{sMM}\end{matrix}\right\| +$$

$$+0{,}5N_{0n}\left\|\begin{matrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1\end{matrix}\right\|\delta(t_1-t_2).$$

CONCLUSIONS

The analytical models of stochastic radiothermal signals for directional antennas and omnidirectional antennas are developed. The statistical characteristics of signals are derived.

The observation equations which are given and Likelihood function are constructed. Classification of the possibility of internal noises in all channels have been implemented to facilitate calculations of correlation functions and Likelihood function.

ACKNOWLEDGMENT

The authors thank Prof. V. K. Volosyuk and D.Sc. V. V. Pavlikov for their constructive comments and suggestion.

The work was supported by the Ministry of Education and Science of Ukraine.

References

[1] *A. Perley.* Synthesis Imaging in Radio Astronomy / A. Perley, *F. R.* Schwab and A. H. Bridle // Astronomical Society of the Pacific Conference Series, vol. 6, 1994.

[2] *Lillesand T. M.* Remote sensing and image interpretation (5th ed.) / Lillesand T. M. R. W. Kiefer J. W. // Wiley. ISBN 0-471-15227-7- 2003.

[3] *Ben-David C.* Parametric high resolution techniques for radio astronomical imaging / Ben-David C., Leshem A. // IEEE J. Sel. Topics in Signal Processing 2(5), 670–684 (2008).

[4] *M. Berger [et al.]*. Measuring Ocean Salinity with ESA's SMOS Mission / ESA Bulletin. – 2002. – № 111. pp. 113–121.

[5] *Volosyuk V. K.* Statistical theory of radio-engineering systems of remote sensing and radar / Volosyuk V. K., Kravchenko V. F. // Fizmatlit, Moscow 2008 (in Russian).

[6] *Volosyuk V. K.* Review of modern algorithms for high resolution imaging with passive radar / Volosyuk V. K., Kravchenko V. F., Kutuza B. G., and Pavlikov V. V. // Antenna theory and techniques. ICATT'2015 : proc. of the X Intern. conf., Apr. 21–24 2015. − Kharkiv, Ukraine. 2015. – pp. 45-50.

[7] *V. V. Pavlikov.* Optimal signal processing for radiometric imaging with multi-antenna & multi-band passive radars / V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, Nguyen Van Kiem and O.V. Odokienko // Antenna theory and techniques. ICATT'2015 : proc. of the X Intern. conf., Apr. 21–24, 2015. − Kharkiv, Ukraine, 2015. – pp. 179-181.

[8] *Pavlikov V. V.* Optimal algorithm for estimation of radio brightness of an extended source of radio thermal radiation in the ultra-wideband radiometric complex with a three element-antenna system / Pavlikov V. V., Kiem Nguyen Van. // proceedings of the XIIIth international conference TCSET'2016, February 23-26, 2016, Lviv-Slavske, Ukraine, pp. 236-239.

[9] *V. V. Pavlikov.* Optimal Structural Synthesis of Multi-Antenna Ultra-Wideband Radiometric Complex / V. V. Pavlikov, Kiem Nguyen Van, O. M. Tymoshchuk // proceedings of the 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, MSMW'2016, Ukraine.

[10] *Kiem Nguyen Van.* Development and research of mathematical models of stochastic radiothermal signals / Kiem Nguyen Van, K. N. Nezhalskaya, O. M Tymoshchuk // proceedings of the first international scientific and technical conference "RadioElectronic &InfoCommunications", sep. 11-16, 2016, Kyiv, Ukraine. [in the print]

[11] *Johnson R.* Antenna Engineering Handbook / Johnson R. Jasik H. ed. (1984).

Manuscript received June, 06, 2016

Kiem Nguyen Van, PhD student of Department of Design of Radio Engineering Systems of Aircraft, National Aerospace University named after N.E. Zhukovskiy "Kharkiv Aviation Institute", Ukraine.

Kseniya Mykolaivna Nezhalska, Candidate of technical science of Department of Design of Radio Engineering Systems of Aircraft, National Aerospace University named after N.E. Zhukovskiy "Kharkiv Aviation Institute", Ukraine.

Tymoshchuk Olena Mykolaivna, Director of the institute of Water Transport, Kyiv State Maritime Academy named after hetman Petro Konashevych-Sahaydachniy, Kyiv, Ukraine.

УДК 621.396.96

Аналитические модели стохастических радиотепловых сигналов /Нгуен Ван Кием, К. Н. Нежальская, Е. Н. Тимощук // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2016. Том 15, № 2. – С. 105 – 109.

Разработаны математические модели сверхширокополосных стохастических радиометрических сигналов, наблюдаемых на выходах многоантенных решеток, составленных из направленных и слабонаправленных антенн. Такие решетки характерны для радиометрических комплексов, обеспечивающих высокую разрешающую способность по угловым координатам. Приведены примеры упрощения многомерных сигналов на случай использования одной антенны (направленной или слабонаправленной). Исследованы статистические характеристики моделей.

Даны примеры конструирования функционалов правдоподобия, необходимые для решения оптимизационных задач синтеза радиометрических комплексов.

Ключевые слова: аналитическая модель сигнала, радиометрический сигнал, пассивный радар.

Ил.: 02. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.96

Аналітичні моделі стохастичних радіотеплових сигналів /Нгуєн Ван Кієм, К. М. Нежальская, О. М. Тимощук // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. – С. 105 – 109.

Розроблено математичні моделі надширокосмугових стохастичних радіометрічних сигналів, які спостерігаються на виходах багатоантенних решіток із направлених і слабконаправлених антен. Такі решітки характерні для радіометричних комплексів, що забезпечують високу роздільну здатність по кутових координатах. Наводяться приклади спрощення багатовимірних сигналів на випадок використання однієї антени (направленої або слабконаправленої). Досліджено статистичні характеристики моделей.

Наведено приклади конструювання функціоналів правдоподібності, необхідні для вирішення оптимізаційних задач синтезу радіометричних комплексів.

Ключові слова: аналітична модель сигналу, радіометричний сигнал, пасивний радар.

Іл.02.: Бібліогр.: 11 найм.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 351.861+504.064

МЕТОДОЛОГІЯ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ ЗА ОСНОВНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗАСОБІВ ЗВ'ЯЗКУ ТА ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

В.В. ТЮТЮНИК, В.Д. КАЛУГІН

Наведено основи системного підходу для синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій (НС) залежно від виду та властивостей технічних засобів, які застосовані для зв'язку та передачі інформації, за допомогою комплексних параметрів, які визначають ефективну функціональність системи для забезпечення відповідного рівня безпеки життєдіяльності на території України.

Ключові слова: система моніторингу надзвичайних ситуацій, технічні засоби зв'язку та передачі інформації, комплексні показники синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій

ВСТУП

Актуальною для України є необхідність технічної реалізації заходів попередження та недопущення впливу небезпечних факторів на процес життєдіяльності населення та функціонування різного роду об'єктів держави [1 – 4]. Створені в Україні правові основи моніторингу НС визначають суб'єкти моніторингу, інструменти яких самостійно функціонують як системи гідрометеорологічного прогнозу, системи сейсмічного, екологічного та радіаційного моніторингу, системи навігації та безпеки на авіаційному, залізничному, автомобільному та магістральному транспорті тощо. Ці обставини свідчать, що в Україні не вирішена проблема комплексного контролю та регулювання рівня небезпеки території держави з позиції системного аналізу в умовах прояву НС різного характеру. Виходячи з цих позицій, розробка науково-технічних основ синтезу єдиної системи моніторингу НС в Україні є актуальною науково-прикладною проблемою в галузі цивільного захисту.

ОСНОВНИЙ МАТЕРІАЛ

Створення комплексної територіальної системи моніторингу НС в Україні ґрунтується на декількох факторах. По-перше, в основі системи моніторингу НС в Україні – класичний контур управління, рис. 1 [5]. Отримана засобами контролю первинна інформація про фактори небезпеки на локальній території (регіон, держава, місто) або потенційно небезпечному об'єкті по кабелях або радіоканалу транслюється до пристроїв другого рівня, які призначені виконувати обробку отриманої інформації та подавати її у вигляді, необхідному для третього рівня. Обробка отриманої інформації може виконуватися як в одному місці, так і на декількох, залежно від конкретної системи моніторингу та розмірів контрольованої нею локальної території. Оброблена інформація у відповідному вигляді надходить на третій рівень, де виконується її аналіз та систематизація даних, на основі чого робиться висновок про стан небезпеки локальної території. Особливо важливим для забезпечення швидкодії системи є використання автоматизованих засобів обробки інформації, яке прискорить процеси на другому та третьому рівнях системи моніторингу, дозволить створити електронні, доступні в реальному масштабі часу, бази даних і знань. Використання математичних методів дозволить на основі отриманої інформації виконати моделювання небезпечної ситуації, прогнозування її розвитку та рівня, відображати прогнозовану динаміку катастрофічних подій графічно (у тому числі з використанням електронних карт).

Друга інформаційна підсистема є системою підтримки ухвалення рішення. Особа, що приймає рішення, визначає один або декілька критеріїв, відповідно до яких здійснюється прогностичне моделювання розвитку НС та виробляються варіанти управлінських рішень, які обґрунтовані відповідними розрахунками. З набору варіантів управлінських рішень особа обирає один, або задає ще додаткові критерії, відповідно до яких виконується моделювання та розробка управлінських рішень, направлених на недопущення розвитку небезпеки до рівня катастрофи. Якщо ж катастрофи вже не уникнути, то розробка управлінських рішень направлена на мінімізацію наслідків від неї. Рішення надходить до підсистеми виконання після затвердження його особою, що приймає рішення (рис. 1), де виконується його формалізація та доведення до виконавців. Зміни стану локальної території та зміни стану небезпеки на ній викликатимуть зміни у величинах вимірюваних параметрів, що фіксуються пристроями контролю. Подальше моделювання покаже ефективність виконання управлінського рішення – контур управління замкнувся.

По-друге, правові основи для створення системи моніторингу НС в Україні закріплені в законах та інших підзаконних актах, які ґрунтуються на Міжнародній правовій базі [6 – 10]. Так, питання організації та

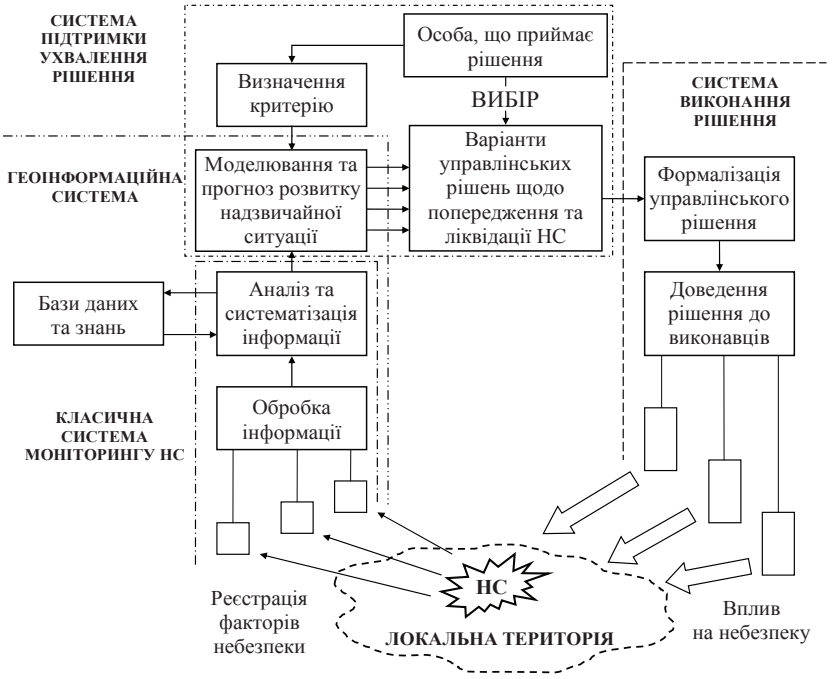


Рис 1. Схема структури моніторингу НС як засобу управління

функціонування системи моніторингу та прогнозування НС визначені Кодексом цивільного захисту України, в якому вказано, що суб'єкти моніторингу, спостереження, лабораторного контролю та прогнозування НС на регіональному, місцевому та об'єктовому рівнях визначаються Кабінетом Міністрів, відповідними місцевими державними адміністраціями, органами місцевого самоврядування, суб'єктами господарювання.

По-третє, матеріально-технічна база для створення системи моніторингу НС включає функціонуючі в Україні системи гідрометеорологічного прогнозу, системи сейсмічного, екологічного, радіаційного моніторингу та системи навігації та безпеки на авіаційному, залізничному, автомобільному та магістральному транспорті тощо [11 – 15].

Тому, в рамках реалізації основних положень Кодексу цивільного захисту України відкритим залишається питання щодо раціонального об'єднання в єдину систему моніторингу НС окремо функціонуючих у державі підсистем. Для цього необхідно розробити науково-технічні основи синтезу єдиної системи, процедуру якого схематично наведено на рис. 2, де для забезпечення ефективності функціонування системи моніторингу НС та забезпечення необхідного рівня безпеки життєдіяльності в Україні обрано сім напрямків аналізу, які описуються комплексними показниками, а саме [16]:

$$G_{\text{eff.}}^{\text{СМНС}} = \varphi\left(G_{\text{I}}, G_{\text{II}}, G_{\text{III}}, G_{\text{IV}}, G_{\text{V}}, G_{\text{VI}}, G_{\text{VII}}\right), \quad (1)$$

де $G_{\text{eff.}}^{\text{СМНС}}$ – показник ефективності функціонування комплексної територіальної багаторівневої (з взаємозв'язками між об'єктовим, місцевим, регіональним і державним рівнями) системи моніторингу НС [1, 4]; G_{I} – показник синтезу системи моніторингу (ПССМ) за природою та параметрами прояву небезпек, на які спрямована система моніторингу; G_{II} – ПССМ від режимів функціонування; G_{III} – ПССМ від характеру використання інформації про небезпеки; G_{IV} – ПССМ від архітектури обміну інформації про небезпеки; G_{V} – ПССМ залежно від виду та властивостей технічних засобів для реєстрації факторів небезпек; G_{VI} – ПССМ залежно від виду та властивостей технічних засобів, що застосовані для зв'язку та передачі інформації; G_{VII} – ПССМ залежно від використання методів моделювання та прогнозування розвитку НС.

Метою цього дослідження є розвиток уявлень про синтез системи моніторингу НС залежно від виду та властивостей технічних засобів зв'язку та передачі інформації, які відповідають умовам життєдіяльності на локальній території, де систему моніторингу планується застосовувати.

Показник синтезу системи моніторингу залежно від виду та властивостей технічних засобів зв'язку та передачі інформації можна подати у вигляді такого функціоналу:

$$G_{VI} = \varphi_{VI}\left(g_{6.1}, g_{6.2}, g_{6.3}, g_{6.4}, g_{6.5}\right), \quad (2)$$

де $g_{6.1}$ – ПССМ за типами ліній зв'язку; $g_{6.2}$ – ПССМ за основними характеристиками ліній зв'язку; $g_{6.3}$ – ПССМ за структурою каналів передачі інформації; $g_{6.4}$ – ПССМ за способом розділення каналів передачі інформації; $g_{6.5}$ – ПССМ системи за видами сигналів, які використовуються для опису інформації.

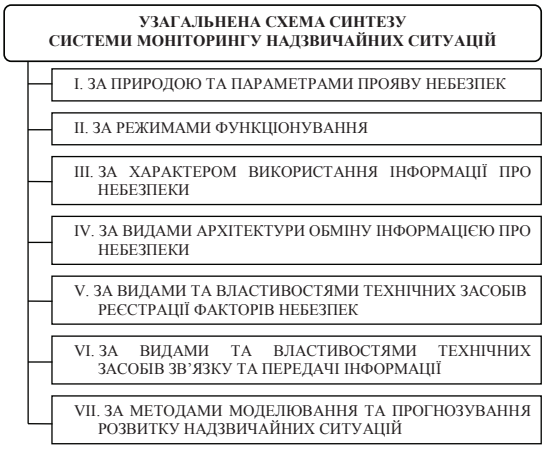


Рис 2. Узагальнена схема синтезу системи моніторингу НС

За типами ліній зв'язку ПССМ можна подати як:

$$g_{6.1} = \varphi_{6.1}\left(g_{6.1.1}, g_{6.1.2}, g_{6.1.3}, g_{6.1.4}, g_{6.1.5}\right), \quad (3)$$

де $g_{6.1.1}$ – показник організаційно-технічних вимог до системи моніторингу (ПОТВдоСМ) за умов використання механічної лінії зв'язку; $g_{6.1.2}$ – ПОТВдоСМ за умов використання акустичної лінії зв'язку; $g_{6.1.3}$ – ПОТВдоСМ за умов використання електричної (дротяної) лінії зв'язку; $g_{6.1.4}$ – ПОТВдоСМ за умов використання радіо (без дротяної) лінії зв'язку; $g_{6.1.5}$ – ПОТВдоСМ за умов використання оптичної лінії зв'язку.

За структурою каналів передачі інформації ПССМ має вигляд:

$$g_{6.2} = \varphi_{6.2}\left(\begin{matrix} g_{6.2.1}, g_{6.2.2}, g_{6.2.3}, g_{6.2.4}, \\ g_{6.2.5}, g_{6.2.6}, g_{6.2.7} \end{matrix}\right), \quad (4)$$

де $g_{6.2.1}$ – ПОТВдоСМ за амплітудно-частотними характеристиками каналів передачі інформації; $g_{6.2.2}$ – ПОТВдоСМ за рівнем загасання сигналів у каналах передачі інформації; $g_{6.2.3}$ – ПОТВдоСМ за рівнем перехресних наведень на ближньому кінці лінії каналу передачі інформації; $g_{6.2.4}$ – ПОТВдоСМ за смугою пропускання каналу передачі інформації; $g_{6.2.5}$ – ПОТВдоСМ за стійкістю каналу передачі інформації до завад; $g_{6.2.6}$ – ПОТВдоСМ за пропускною здатністю каналу передачі інформації; $g_{6.2.7}$ – ПОТВдоСМ за достовірністю передачі даних у каналі передачі інформації.

За структурою каналів передачі інформації ПССМ об'єднує такі показники:

$$g_{6.3} = \varphi_{6.3}\left(\begin{matrix} g_{6.3.1}, g_{6.3.2}, g_{6.3.3}, g_{6.3.4}, \\ g_{6.3.5}, g_{6.3.6}, g_{6.3.7} \end{matrix}\right), \quad (5)$$

де $g_{6.3.1}$ – ПОТВдоСМ за умов використання елементарного каналу передачі інформації; $g_{6.3.2}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з модуляцією; $g_{6.3.3}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з модуляцією та кодуванням; $g_{6.3.4}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з розрахунковим пристроєм на прийомі; $g_{6.3.5}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з розрахунковим пристроєм на прийомі та передачі; $g_{6.3.6}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з інформаційним зворотним зв'язком; $g_{6.3.7}$ – ПОТВдоСМ за умов використання каналу передачі інформації з розрахунковим зворотним зв'язком.

За способом розділення каналів передачі інформації ПССМ можливо подати як:

$$g_{6.4} = \varphi_{6.4}\left(\begin{matrix} g_{6.4.1}, g_{6.4.2}, g_{6.4.3}, g_{6.4.4}, g_{6.4.5}, \\ g_{6.4.6}, g_{6.4.7}, g_{6.4.8}, g_{6.4.9}, g_{6.4.10} \end{matrix}\right), \quad (6)$$

де $g_{6.4.1}$ – ПОТВдоСМ за умов просторового розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.2}$ – ПОТВдоСМ за умов диференційного розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.3}$ – ПОТВдоСМ за умов частотного розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.4}$ – ПОТВдоСМ за умов часового розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.5}$ – ПОТВдоСМ за умов фазового розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.6}$ – ПОТВдоСМ за умов кодового розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.7}$ – ПОТВдоСМ за умов розділення каналів передачі інформації за рівнями сигналів; $g_{6.4.8}$ – ПОТВдоСМ за умов розділення каналів передачі інформації за формами сигналів; $g_{6.4.9}$ – ПОТВдоСМ за умов кореляційного розділення каналів передачі інформації; $g_{6.4.10}$ – ПОТВдоСМ за умов частотно-часового розділення каналів передачі інформації.

За видом сигналу (для опису інформації) ПССМ становить:

$$g_{6.5} = \varphi_{6.5}\left(g_{6.5.1}, g_{6.5.2}, g_{6.5.3}, g_{6.5.4}\right), \quad (7)$$

де $g_{6.5.1}$ – ПОТВдоСМ за умов використання аналогових сигналів; $g_{6.5.2}$ – ПОТВдоСМ за умов використання дискретних сигналів; $g_{6.5.3}$ – ПОТВдоСМ за умов використання квантових сигналів; $g_{6.5.4}$ – ПОТВдоСМ за умов використання цифрових сигналів.

Комбінування усіма, відповідно до виразів (2) – (7), багатофакторними організаційно-технічними показниками [17 – 21] дозволить комплексно підійти до вирішення проблеми розбудови ефективної, залежно від виду та властивостей технічних засобів для реєстрації факторів небезпек, системи моніторингу НС для забезпечення необхідного рівня безпеки життєдіяльності на території Україні, узагальненим критерієм оцінки ефективності розбудови та функціонування якої є:

$$G_{\text{eff.}}^{\text{СМНС}} \sim \begin{cases} \dfrac{P'_{\text{НС}}}{P_{\text{НС}}} \le Z_{\text{НС}}^{\text{СМНС}}; \\ \dfrac{U_{\text{СМНС}}}{U_{\text{ВВП}}} \le Z_{\text{Економ.}}^{\text{СМНС}}; \\ \dfrac{E_{\text{СМНС}}^{\text{Т}}}{E_{\text{НС}}} \le Z_{\text{Енерг.}}^{\text{СМНС}}; \\ \dfrac{N_{\text{СМНС}}}{N^{\text{Насел.}}} \le Z_{\text{Соц.}}^{\text{СМНС}}, \end{cases} \quad (8)$$

де $P_{\text{НС}}$ – ймовірність виникнення на локальній території НС за умов не функціонування системи моніторингу; $P'_{\text{НС}}$ – ймовірність виникнення на локальній території НС за умов функціонування системи моніторингу; $Z_{\text{НС}}^{\text{СМНС}}$ – встановлений рівень безпеки життєдіяльності на локальній території, який має забезпечувати система моніторингу НС [22]; $U_{\text{СМНС}}$ – розмір фінансування на розбудову та функціонування системи моніторингу НС; $U_{\text{ВВП}}$ – розмір внутрішнього валового продукту у державі; $Z_{\text{Економ.}}^{\text{СМНС}}$ – економічний критерій ефективності системи моніторингу НС [23, 24]; $E_{\text{СМНС}}^{\text{Т}}$ – величина енергії техногенного походження, необхідної на розбудову та функціонування системи моніторингу НС ($E_{\text{СМНС}}^{\text{Т}} = E_{\text{П}} + E_{\text{Е}}$, де $E_{\text{П}}$ – енергія різних видів палив; $E_{\text{Е}}$ – електрична енергія); $E_{\text{НС}}$ – енергія НС, на протидію яких спрямована система безпеки; $Z_{\text{Енерг.}}^{\text{СМНС}}$ – енергетичний критерій ефективності системи моніторингу НС [25 – 27]; $N_{\text{СМНС}}$ – штатна чисельність системи моніторингу НС; $N^{\text{Насел.}}$ – чисельність наявного населення в державі; $Z_{\text{Соц.}}^{\text{СМНС}}$ – соціальний критерій ефективності системи моніторингу НС.

ВИСНОВКИ

1. Сформульовані науково-технічні основи синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій. Показано, що основою для реалізації державної політики в галузі цивільного захисту є складова частина класичного контуру управління, яка забезпечує збір, обробку та аналіз інформації, моделювання розвитку обстановки на об'єкті управління та розвиток надзвичайних ситуацій на території України.

2. Для організаційно-технічної реалізації уявлень за п.1 вперше розроблено системний підхід для синтезу комплексної територіальної багаторівневої (з взаємозв'язками між об'єктовим, місцевим, регіональним та державним рівнями) системи моніторингу надзвичайних ситуацій залежно від низки комплексних параметрів за видами та властивостями технічних засобів зв'язку та передачі інформації.

3. Узагальнено підхід до оцінки ефективності розробленої системи моніторингу надзвичайних ситуацій за чотирма критеріями: рівнем безпеки життєдіяльності на локальній території, який має забезпечити розроблена система моніторингу; економічним, енергетичним та соціальними критеріями ефективності розробленої системи моніторингу.

Література

[1] *Калугін В.Д.* Розробка науково-технічних основ для створення системи моніторингу, попередження та ліквідації надзвичайних ситуацій природного та техногенного характеру та забезпечення екологічної безпеки / В.Д. Калугін, В.В. Тютюник, Л.Ф. Чорногор, Р.І. Шевченко // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2013. – Вип. 9(116). – С. 204 – 216.

[2] *Тютюник В.В.* Оцінка відносної інтенсивності між надзвичайними ситуаціями природного та техногенного характеру в регіонах України / В.В. Тютюник // Проблеми надзвичайних ситуацій. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2015. – Вип. 21. – С. 112 – 120.

[3] *Тютюник В.В.* Нейромережеве прогнозування залежності рівня техногенної небезпеки регіонів України від умов життєдіяльності / В.В. Тютюник // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015. – № 1 (18). – С. 191 – 196.

[4] *Тютюник В.В.* Створення комплексної системи моніторингу надзвичайних ситуацій в регіонах України / В.В. Тютюник // Автореф. … доктора технічних наук за спец. 21.02.03 – Цивільний захист. – Київ: НАН України. ДП «Інститут геохімії навколишнього середовища НАН України». – 2015. – 42 с.

[5] *Азаренко Е.В.* Проблема управления экологической безопасностью прибрежных вод и пути ее решения / Е.В. Азаренко, Ю.Ю. Гончаренко, М.М. Дивизинюк // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2012. – Вип. 2(100). – С. 271 – 275.

[6] Кодекс цивільного захисту України від 2 жовтня 2012 року № 5403-VI // Голос України. – 2012.– листопад (№ 220 (5470)). – С. 4 – 20.

[7] Постанова Кабінету Міністрів України від 30 березня 1998 року №391 «Про затвердження Положення про державну систему моніторингу довкілля» [Електрон. ресурс] .– Режим доступу: http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/391-98-%D0%BF.

[8] Наказ МНС України від 06 листопада 2003 року №425 «Про затвердження Положення про моніторинг потенційно небезпечних об'єктів» [Електрон. ресурс] – Режим доступу: http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/z1238-03.

[9] *Малишева Н.Р.* Гармонізація екологічного законнодавства в Європі / Н.Р. Малишева – Київ, 1996. – 148 с.

[10] Збірник нормативно-правових актів Європейського Союзу у сфері охорони навколишнього середовища. – Львів, 2004. – 192 с.

[11] Український Гідрометцентр [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://meteo.gov.ua/ua/33345/hmc/hmc_main/

[12] Комплексная система обеспечения безопасности движения поездов [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.eav.ru/publ1.php?publid=2009-12a09

[13] «Укрзалізниця» підвищує рівень безпеки руху поїздів [Електронний ресурс] – Режим доступу:

http://economics.unian.ua/transport/539737-ukrzaliznitsya-pidvischue-riven-bezpeki-ruhu-pojizdiv.html

[14] Автоматизована система управління дорожнім рухом та контролю за станом покриття [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.asfalt.kiev.ua/stt_asursp.html

[15] На автодороге Киев-аэропорт «Борисполь» установлены автоматизированные системы управления дорожным движением [Электронный ресурс] – Режим доступа:http://www.rbc.ua/rus/news/economic/na_avtodoroge_kiev_aeroport_borispol_ustanovleny_avtomatizirovannye_sistemy_upravleniya_dorozhnym_dvizheniem_mintranssvyazi_030220090

[16] *Тютюник В.В.* Розвиток науково-технічних основ синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій на території України в рамках державної політики в галузі цивільного захисту / В.В. Тютюник, В.Д. Калугін // Державне управління у сфері цивільного захисту: наука, освіта, практика: матеріали Всеукраїнської науково-практичної конференції, 28–29 квітня 2016 р. / за заг. ред. В.П. Садкового. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2016. – С. 286 – 288.

[17] *Тютюник В.В.* Оценка уровня техногенной опасности территории по основным показателям жизнедеятельности методами факторного анализа и анализа главных компонент/В.В. Тютюник, Н.В. Бондарев, Р.И. Шевченко, Л.Ф. Черногор, В.Д. Калугин // Научные и образовательные проблемы гражданской защиты. – Химки: Академия гражданской защиты МЧС РФ, 2014. – № 3(22). – С. 47 – 57.

[18] *Тютюник В.В.* Кластерный анализ территории Украины по основным показателям повседневного функционирования и проявления техногенной опасности / В.В. Тютюник, Н.В. Бондарев, Р.И. Шевченко, Л.Ф. Черногор, В.Д. Калугин // Геоінформатика. – Київ: Інститут геологічних наук НАН України, 2014. – 4(52). – С. 63 – 72.

[19] *Тютюник В.В*. Дерева класифікації території України за основними показниками повсякденного функціонування та прояву техногенної небезпеки / В.В. Тютюник, М.В. Бондарєв, Р.І. Шевченко, Л.Ф. Чорногор, В.Д. Калугін//Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2014. – Вип. 9(125). – С. 228 – 237.

[20] *Тютюник В.В*. Нейромережеве моделювання умов життєдіяльності території України за основними показниками повсякденного функціонування та прояву техногенної небезпеки / В.В. Тютюник, М.В. Бондарєв, В.А. Андронов, В.Д. Калугін // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2014. – № 8(124). – С. 194 – 209.

[21] *Тютюник В.В.* Дискримінантний та канонічний аналізи результатів кластеризації території України за основними показниками повсякденного функціонування та прояву техногенної небезпеки / В.В. Тютюник // Системи озброєння і військова техніка. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015. – № 1(41). – С. 173 – 178.

[22] *Тютюник В.В.* Системний підхід до оцінки динаміки прояву надзвичайних ситуацій на території України / В.В. Тютюник, В.Д. Калугін // Проблеми надзвичайних ситуацій: Зб. наук. праць. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2015. – Вип. 22. – С. 137 – 149.

[23] *Тютюник В.В.* Формування критерію „ефективність – інтегральна ціна", як основи принципу комплектування технічними засобами інтегральної системи безпеки / В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // Проблемы пожарной безопасности. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2008. – Вып. 23. – С. 202 – 216

[24] *Тютюник В.В.* Принцип комплектування технічними засобами складової «інформаційна безпека» інтегральної системи безпеки за критерієм «ефективність – інтегральна ціна» / В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // Системи озброєння і військова техніка. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2009. – № 2 (18). – С. 159 – 165.

[25] *Тютюник В.В.* Системний підхід до оцінки небезпеки життєдіяльності при територіально-часовому розподілі енергії джерел надзвичайних ситуацій / В.В. Тютюник, Л.Ф. Чорногор, В.Д. Калугін // Проблеми надзвичайних ситуацій: Зб. наук. праць. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2011. – Вип. 14. – С. 171 – 194.

[26] *Калугін В.Д.* Системний підхід до оцінки ризиків надзвичайних ситуацій в Україні / В.Д. Калугін, В.В. Тютюник, Л.Ф. Чорногор, Р.І. Шевченко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – 1/6 (55). – С. 59 – 70.

[27] *Тютюник В.В.* Використання енергетичного підходу для оцінки ефективності функціонування комплексної автоматизованої системи моніторингу, попередження та ліквідації надзвичайних ситуацій на локальній території / В.В. Тютюник, Л.Ф. Чорногор, В.Д. Калугін // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2016. – Вип. 1(138). – С. 183 – 194.

Надійшла до редколегії 02.06.2016

Тютюник Вадим Володимирович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, начальник навчальної науково-дослідної лабораторії піротехнічних та спеціальних робіт Національного університету цивільного захисту України. Наукові інтереси: моніторинг надзвичайних ситуацій природного та техногенного характеру, прогнозування та оцінка небезпек, автоматизовані системи безпеки.

Калугін Володимир Дмитрович, доктор хімічних наук, професор, академік Міжнародної Академії Наук прикладної радіоелектроніки, професор кафедри спеціальної хімії і хімічної технології Національного університету цивільного захисту України. Наукові інтереси: фізико-хімічні проблеми моніторингу та ліквідації надзвичайних ситуацій природного та техногенного характеру.

УДК 351.861+504.064

Методология синтеза системы мониторинга чрезвычайных ситуаций с использованием основных характеристик средств связи и передачи информации / В.В. Тютюник, В.Д. Калугин// Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. С. 110 – 115.

Представлены основы системного подхода для синтеза системы мониторинга чрезвычайных ситуаций, в зависимости от вида и свойств используемых технических средств связи и передачи информации, с помощью комплексных показателей, определяющих эффективную функциональность системы для достижения соответствующего уровня безопасности жизнедеятельности на территории Украины.

Ключевые слова: система мониторинга чрезвычайных ситуаций, технические средства связи и передачи информации, комплексные показателя синтеза системы мониторинга чрезвычайных ситуаций.

Ил.: 02. Библиогр.: 27 назв.

UDC 351.861+504.064

Synthesis methodology of an emergency situations monitoring system with use of the main characteristics of communication and information transfer means / V.V. Tiutiunik, V.D. Kalugin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. P. 110 – 115.

Bases of synthesis methodology of an emergency situations monitoring system, depending on a type and properties of the used technical communication and information transfer means by means of complex indicators determining the effective functionality of the system for achievement of an appropriate health level and safety on the territory of Ukraine have been suggested.

Keywords: emergency situations monitoring system, technical communication and information transfer means, complex indicators of emergency situations monitoring system.

Fig.: 02. Ref.: 27 items.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

УДК 621.384.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ В РАДИАЛЬНОМ И ОСЕВОМ НАПРАВЛЕНИЯХ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА, ЭМИТИРОВАННОГО ВТОРИЧНОЭМИССИОННОЙ МАГНЕТРОННОЙ ПУШКОЙ

А.Н. ДОВБНЯ, Н.А. ДОВБНЯ, А.С. МАЗМАНИШВИЛИ, Н.Г. РЕШЕТНЯК

Представлены экспериментальные данные и результаты численных расчетов по генерации электронного пучка магнетронной пушкой с вторичноэмиссионным катодом. Изучено формирование пучка в радиальном и осевом направлениях при транспортировке в магнитном поле соленоида при энергии 55 кэВ. Транспортировка пучка осуществлялась в системе, состоящей из медных колец, смещенной от среза магнетронной пушки. Изучена зависимость итогового вертикального распределения на внутренней стенке цилиндрической мишени и цилиндре Фарадея от распределения магнитного поля вдоль оси системы. Приводятся результаты численного моделирования по движению трубчатого электронного потока. Полученные результаты моделирования согласуются с данными эксперимента.

Ключевые слова: магнетронная пушка, вторичноэмиссионный катод, электронный пучок, распределение магнитного поля, математическое моделирование, гистограмма.

ВВЕДЕНИЕ

Изучение электронных пучков различной конфигурации и интенсивности связаны с их применением в высоковольтной импульсной СВЧ электронике, электронно-лучевых технологиях, ускорительной технике и т.д. [1–3]. Круг задач, для решения которых применяются электронные пучки, постоянно расширяется, при этом для генерации электронных пучков используются электронные эмиттеры различных типов.

На практике разрабатываются и внедряются в промышленное производство пучковые технологии обработки материалов. Этими методами достигается повышение износостойкости, коррозионной стойкости, усталостной прочности материалов, полировка поверхности и т.д. Для решения этих задач широко используются ускорители интенсивных электронных пучков с энергией электронов 100…400 кэВ [4, 5].

В ННЦ ХФТИ проводятся исследования с источниками электронов с холодными катодами, работающими в режиме вторичной эмиссии. В качестве источника электронов используется магнетронная пушка. Вторичноэмиссионный механизм генерации пучка, вследствие его слаборазрушающего действия на материал катода, обуславливает сохранение эмиссионных свойств электронного источника в течение длительного времени. На основе магнетронной пушки со вторичноэмиссионным катодом создан ускоритель электронов [5], в котором используется осевой электронный пучок для облучения металлических мишеней.

В данной работе представлены результаты исследований по формированию в радиальном и осевом направлениях электронного пучка, генерируемого магнетронной пушкой, при его транспортировке в магнитном поле соленоида, и построена математическая модель движения электронного потока в этом поле.

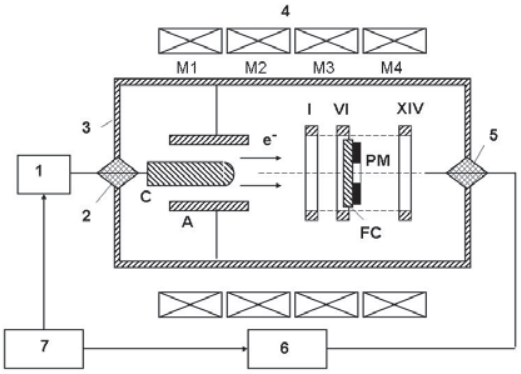
1. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА И МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

На ускорителе электронов проведены исследования по формированию радиального электронного пучка магнетронной пушкой с вторичноэмиссионным катодом и измерению его параметров при транспортировке пучка в спадающем магнитном поле соленоида.

Блок-схема установки приведена на рис. 1.

Для питания магнетронной пушки использовался импульсный генератор (1), который обеспечивал получение импульса напряжения с выбросом на вершине ~150 кВ, амплитудой плоской части импульса ~100 кВ и длительности импульса ~15 мкс. Источник электронов (С – катод, А – анод) размещался в вакуумном объеме 3. Для получения электронного пучка использовалась магнетронная пушка с диаметром анода 78 мм и диаметром катода 36 мм. Магнитное поле для генерации и транспортировки электронного пучка создавалось соленоидом (4), состоящим из 4 секций. Питание секций осуществлялось от источников постоянного тока.

Регулируя ток в катушках соленоида можно было изменять амплитуду и продольное распределение магнитного поля вдоль оси магнетронной пушки и ка-



1 – высоковольтный импульсный генератор; магнетронная пушка с вторичноэмиссионным катодом С и анодом А; 2, 5 – изоляторы; 3 – вакуумная камера; 4 – соленоид (катушки М1, М2, М3, М4); 6 – компьютерная измерительная система; 7 – блок синхронизации; FC – цилиндр Фарадея; PM – постоянные магниты; I÷XIV – металлические кольца

Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки

нала транспортировки пучка, а также скорость спада магнитного поля соленоида. Это позволило получать различные режимы формирования электронного пучка. На рис. 2 приведены три распределения продольного магнитного поля вдоль оси магнетронной пушки и канала транспортировки (кривые Н1, Н2, Н3), при которых проводились эксперименты.

Транспортировка пучка осуществлялась в системе, состоящей из 14-ти медных колец с внутренним диаметром ~66 мм, находящейся на расстоянии ~85 мм от среза магнетронной пушки (рис. 1). Ширина колец 8 мм, расстояние между ними 1,5 мм. На середине 6-го кольца располагался цилиндр Фарадея, который служил для измерения тока в осевом направлении.

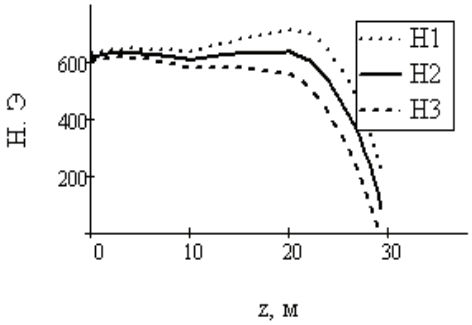


Рис. 2. Распределение продольного магнитного поля вдоль оси магнетронной пушки и канала транспортировки пучка

Измерительная система находится в магнитном поле, создаваемом соленоидом. Кроме того, для локального изменения скорости спада магнитного поля соленоида использовалось рассеянное магнитное поле, создаваемое кольцевыми магнитами из материала $SmCo_5$, размещенными на оси системы за цилиндром Фарадея (рис. 1).

Приведенные на рис. 2 кривые амплитудного распределения получены путем изменения магнитного поля, создаваемого катушкой М4. При этом поле Н1 создавалось путем суммирования поля катушки М4 и остальных катушек, Н3 – путем вычитания поля М4 из поля остальных катушек, наконец, поле Н2 создавалось при выключенной катушке М4. Далее удобно пользоваться параметром вариации k таким, что $-1 \le k \le 1$. Тогда, варьируя ток в катушке М4, можно было получать поле H_k такое, что

$$H_k = H2 + k(H1 - H2), \qquad (1)$$

при этом $H1=H_{+1}$ и $H3=H_{-1}$.

2. ПОДГОТОВКА ДАННЫХ К МАТЕМАТИЧЕСКОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ

Из нижеприведенных уравнений движения электрона в магнитном поле (5) следует, что амплитуду $f(z)$ магнитного поля как функцию продольной координаты z необходимо задавать в аналитическом виде. То же относится и к её производной $\partial f(z)/\partial z$. Поэтому для проведения моделирующих расчетов была составлена отдельная процедура, позволяющая на основании измеренного массива магнитного поля (рис. 2), а также известным геометрическим характеристикам использованных катушек соленоида, восстанавливать распределение амплитуды магнитного поля вдоль оси z. Аналитическое представление для функции $f(z)$ возможно восстановить, опираясь на известную формулу [6]

$$A(z) = \frac{1}{4}\left(\frac{z - z_r}{\sqrt{(z - z_r)^2 + R^2}} - \frac{z - z_l}{\sqrt{(z - z_l)^2 + R^2}} \right), \qquad (2)$$

в которой $A(z)$ – соленоидальная функция магнитного поля, R – радиус, z_l и z_r – левая и правая границы катушки, и аналогично для каждого из катушек. Набор из M экземпляров такого рода соленоидальных функций не образует полного базиса, пригодного для решения. Однако если учесть, что катушки следуют последовательно вдоль оси z, а левые и правые фронты спадания магнитного поля в каждой из них достаточно малы относительно продольных размеров, то можно принять, что в совокупности свойства каждой из этих функций близки к свойствам тета-функций Хэвисайда, пригодных для использования их в качестве базиса.

Сопоставляя имеющиеся две группы данных, можно записать уравнения для амплитуд магнитного поля $\{H_m\}$ в каждой из точек измерения $\{z_n\}$, $n = 0,1,...,N$, вдоль оси z:

$$\sum_{m=1}^{M} H_m A_m(z_n) = X_n, \qquad (3)$$

в которых последовательностью $\{X_n\}$ обозначена совокупность результатов измерения объемом $N+1$. В качестве решения можно рассматривать набор *оценок* значений величин $\{H_m\}$, $m = 0,1,...,M$.

При подготовке расчетов по моделированию применен метод наименьших квадратов [6], на основании которого в качестве решения принимается такое решение, которое наилучшим образом приближается к точному в смысле его наименьшего среднеквадратичного отклонения. В результате получаем искомое решение $\{H_m\}$, $m = 0,1,...,M$.

На рис. 3 приведен результат выполненного восстановления на примере поля H2, характеризующий качество аппроксимации.

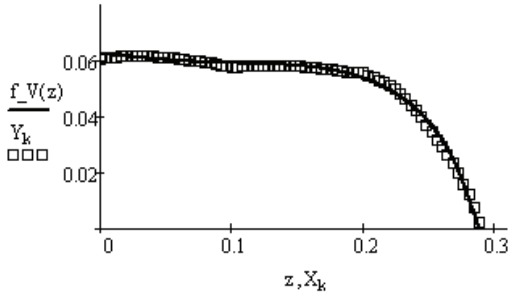


Рис. 3. Пример аппроксимации амплитуды магнитного поля вдоль оси z; квадратики – поле H2, линия – результат аппроксимации f_V(z)

На основании полученного аналитического выражения для функции аппроксимации f_V(z) соответствующую производную $\partial f(z)/\partial z$ можно получить, опираясь на выражение (2). Пример результата расчетов, в которых использовано аналитическое выражение для производной $dA(z)/dz$, основанное на формуле (2), приведен на рис. 4.

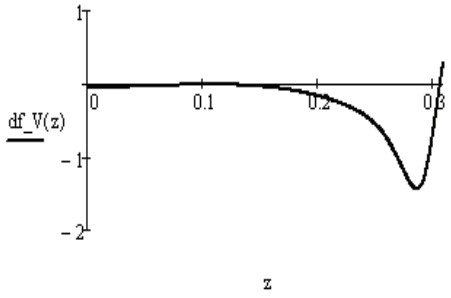


Рис. 4. Пример результата расчета производной $dA(z)/dz$, основанного на аналитической формуле

В качестве начальных условий для электронного пучка принималось: начальный радиус $r_0 = 0.020$ м (средний радиус кольца эмиссии); $z_0 = 0.014$ м (место эмиссии по вертикали); координата z_0' определялась энергией частиц (в полученных зависимостях энергия E частиц равнялась 55 кэВ). При этом начальное распределение по азимуту ϑ_0 задавалось равномерным на $(0,2\pi)$, а разброс отклонения частиц по радиусу от r_0 подчинялся нормальному закону со среднеквадратическим отклонением Δr_0 =0.001 м.

Эскиз двухмерной гауссовской плотности распределения эмиттируемых частиц в плоскости катода с параметрами $r_0 = 0{,}020$ м и $\Delta r_0 = 0{,}001$ м приведен на рис. 5.

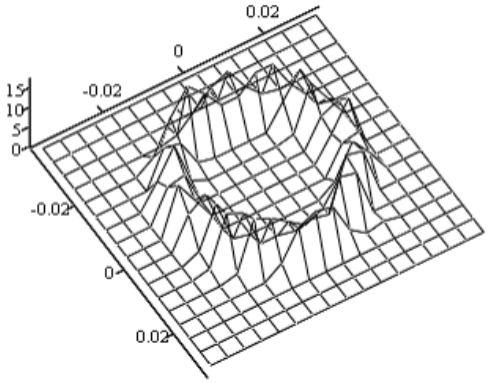


Рис. 5. Плотность распределения электронов в (x, y)-плоскости катода пушки

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для понимания и интерпретации физических процессов, сопровождающих механизм такого формирования электронного пучка, был проведен теоретический анализ.

Постановка задачи. Рассматривается задача, в которой поток электронов с энергией *E*, движущихся параллельно оси (или под углом к ней) на некотором расстоянии r_0 от неё на старте, распространяется в заданном соленоидальном магнитном поле. Требуется определить координату *Z* на заданном радиусе *R* для каждого из электронов. Обобщением является та же задача, но для пучка исходных электронов с заданным стартовым распределением по r_0 и по направлениям r_0', а также по другим начальным координатам.

Гамильтониан рассматриваемой задачи в полярной системе координат (r, z, ϑ) имеет вид

$$H = \frac{p_r^2 + p_z^2}{2m} + \frac{1}{2m}\left(\frac{p_\vartheta}{r} - e_0 A\right)^2, \qquad (4)$$

где e_0, m – заряд и масса покоя электрона, p_r, p_z, p_ϑ – канонические импульсы, A – магнитный потенциал, который с учетом азимутальной симметрии пока записывается в виде $A = A(r,z) = Brf(z)$, где $f(z)$ – амплитудная функция магнитного поля, B – напряженность магнитного поля в начальной точке.

В результате для уравнений движения запишем

$$\begin{cases} \dot{r} = \dfrac{p_r}{m}, \\ \dot{z} = \dfrac{p_z}{m}, \\ \dot{\vartheta} = \dfrac{1}{m}\left(\dfrac{p_\vartheta}{r} - e_0 Brf\,(z)\right)\dfrac{1}{r}, \\ \dot{p}_r = -\dfrac{1}{m}\left(\dfrac{p_\vartheta}{r} - e_0 Brf\,(z)\right)\left(-\dfrac{p_\vartheta}{r^2} - e_0 Bf\,(z)\right), \\ \dot{p}_z = -\dfrac{1}{m}\left(\dfrac{p_\vartheta}{r} - e_0 Brf\,(z)\right)\left(-e_0 Br\,\dfrac{\partial}{\partial z} f(z)\right), \\ \dot{p}_\vartheta = 0. \end{cases} \quad (5)$$

К уравнениям (5) необходимо присоединить начальные условия для r_0, z_0, ϑ_0, а также для p_{r0}, p_{z0}, $p_{\vartheta 0}$. Устойчивость численного алгоритма решения связана с шагом Δs, где $s = ct$ – пройденный частицей путь (t – текущее время), и ларморовским параметром $\mu = e_0 B/mc$. Поэтому при выполнении условия $\mu \Delta s << 1$ обеспечивается сходимость численного решения системы к его аналитическому аналогу. Условие $\mu \Delta s << 1$ будет выполняться, если $\Delta s << 0.1$ мм.

С вычислительной точки зрения задача может быть сформулирована как задача Коши, т.е. задача нахождения решений системы обыкновенных дифференциальных уравнений с заданными начальными условиями. При проведении численных расчетов использовался метод Рунге-Кутта. Было установлено, что относительная точность расчета была не хуже, чем 0.005.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Численно проведено изучение динамики движения электронов для количества частиц, равного *N*=1000, в соленоидальном магнитном поле. При такой величине объема выборки по форме статистических гистограмм возможно получать информацию о различных характеристиках пучка частиц и судить о виде соответствующих плотностей распределения частиц.

Условия расчетов выбирались в различных вариантах, связанных с возможностью вариации магнитного поля. В настоящей работе приводятся данные, отвечающие магнитным полям с коэффициентами вариации *k*=0.4 и *k*=0.9, которые оказались наиболее интересными с точки зрения их интерпретации. Значения всех координат задавались фиксированными, кроме радиальной плотности (средний начальный радиус, равный r_0= 0.018 м, и среднеквадратичное отклонение Δr_0 =0.001 м), а также азимутального угла вылета, равномерно распределенного на (0,2 π).

Результатом расчетов будет являться набор из *N* траекторий электронов, отвечающих для каждого из них набору начальных условий (или пучок таких траекторий). Потребовав выполнения заданного условия (например, достижение радиальной компонентой r некоторого значения r_U), можно, зафиксировать значения других компонент траектории электрона и сформировать в момент выполнения указанного условия распределение результирующего пучка.

На рис. 6 и 7 приведены два семейства характеристик пучка частиц для двух параметров вариации магнитного поля k =0.4 и k =0.9 (рис. 6, *а* и рис. 7, *а*). Из этих рисунков видно, что частицы пучка, распространяясь вдоль оси z в спадающем магнитном поле, испытывают радиально-азимутальное движение.

Примеры горизонтальных сечений потока траекторий показаны на рис. 6, *б* и 7, *б*, а набор из 10 траекторий – на рис 6, *в* и 7, *в*.

Из фазовых (r, z)-карт движения электронов, показанных на рис. 6, *г* и 7, *г*, можно видеть схему достижения частицей внутренней стенки мишени радиусом r_U =0.033 м.

Примеры зависимостей радиальной компоненты движения *r*=*r*(*s*) от пройденного пути *s* для выбранных частиц с энергией *E* = 55 кэВ и начальным радиусом r_0=0.018 м приведены на рис. 6, *д* и 7, *д*, на которых также горизонтальной линией показан уровень достижения по радиусу значения радиуса мишени r_U =0.033 м.

На рис. 6, *е* и 7, *е* показаны массивы $\{z_U\}$ объемом *N*=500 значений координаты *z*, отвечающих условию попадания на стенку мишени радиусом r_U =0.033 м.

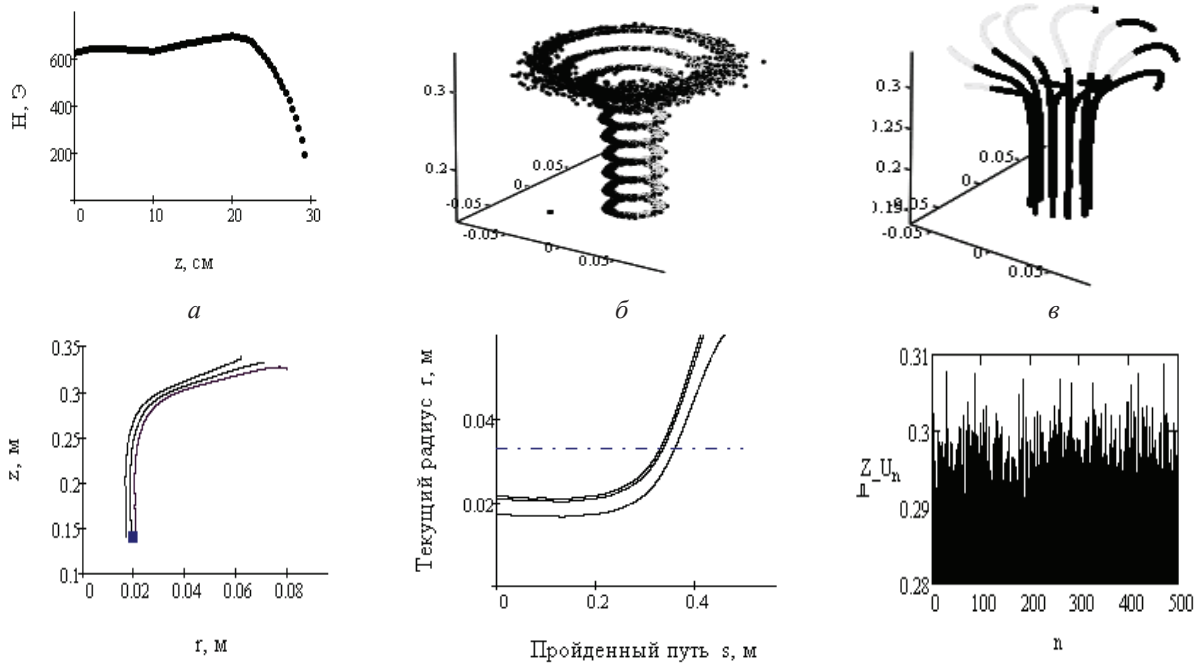
5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

В проведенных исследованиях в диапазоне энергий электронов 35…55 keВ получено, что ток пучка в радиальном и осевом направлениях зависит от амплитуды и распределения магнитного поля вдоль оси системы.

На рис. 8, *а* и 9, *а* приведены гистограммы распределения токов в вертикальном направлении на ламелях и цилиндре Фарадея для различных распределений магнитного поля (*k*=0.4 и *k*=0.9).

В экспериментах получено, что при распределении магнитного поля (*k*=0.4), как видно из рис. 8, *а*, поток электронов регистрировался с 4-го по 6-е кольца и составлял ~50% тока пучка. Ток, идущий на цилиндр Фарадея, составлял ~50% тока пучка. Магнитное поле в области расположения колец было 0.042 Т.

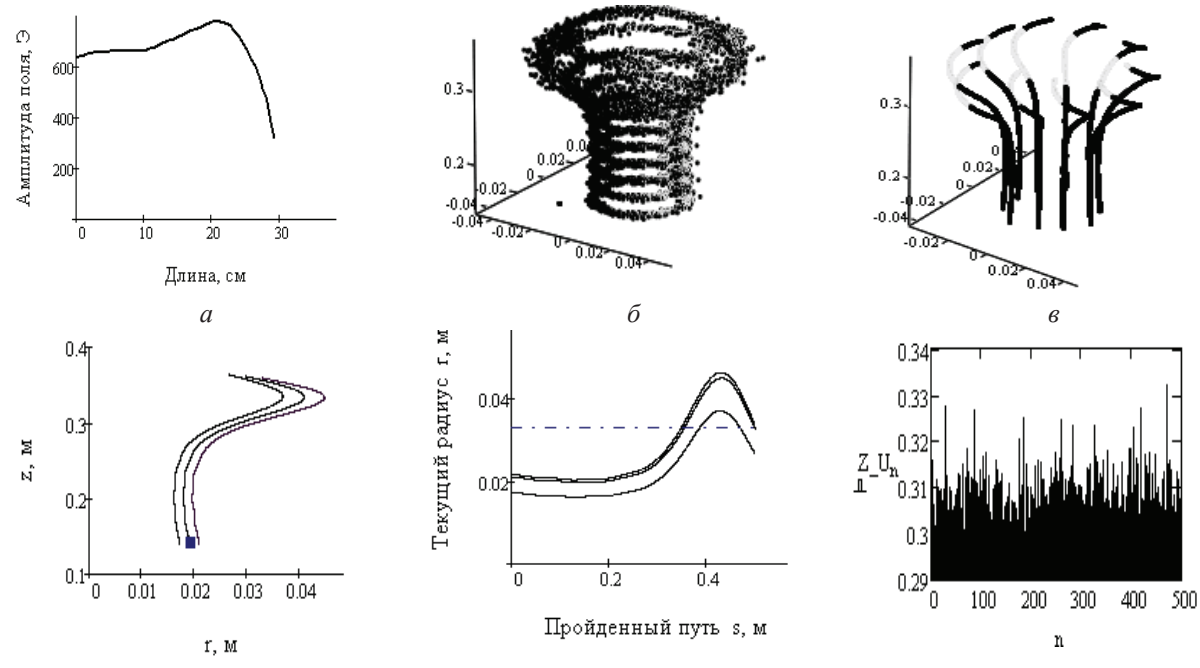
С увеличением соленоидального магнитного поля (*k*=0.9) практически весь поток электронов попадал на цилиндр Фарадея (рис. 9, *а*), при этом малая его часть попадала на 6-е кольцо и составляла ~5% тока пучка. Такой режим формирования пучка осуществлялся при магнитном поле в области расположения колец напряженностью 0.065 Т и градиентом спаде поля 0.035 Т/см. Это не дало возможности изменить характер движения потока частиц с осевого на радиальный.



а *б* *в* *г* *д* *е*

а – конфигурация амплитуды магнитного поля; *б* – горизонтальные сечения пучка; *в* – траектории частиц; *г* – фазовая (*r,z*)-карта траекторий; *д* – зависимость радиальной компоненты движения *r* от пройденного пути *s* для выбранных частиц; *е* – массив значений координаты *z* при попадании на мишенную стенку

Рис. 6. Расчетные зависимости характеристик пучка Параметр поля k=0.4



а *б* *в* *г* *д* *е*

а – конфигурация амплитуды магнитного поля; *б* – горизонтальные сечения пучка; *в* – траектории частиц; *г* – фазовая (*r,z*)-карта траекторий; *д* – зависимость радиальной компоненты движения *r* от пройденного пути *s* для выбранных частиц; *е* – массив значений координаты *z* при попадании на мишенную стенку

Рис. 7. Расчетные зависимости характеристик пучка Параметр поля k=0.9

На рис. 8, *б* и 9, *б* приведены результаты расчета гистограмм вертикальных значений z_U частиц при достижении ими заданного радиального уровня r_U =0.033 м.

Из расчетов следует, что для обоих вариантов магнитного поля поток электронов попадает на вертикальный участок, протяженность которого Δz_U составляет единицы миллиметров. Такая концентрация обусловлена спадающим характером магнитного соленоидального поля и исходным распределением частиц по координате r_0.

Сопоставление приводимых на рис. 8 и 9 данных эксперимента (токов на ламелях и цилиндре Фарадея)

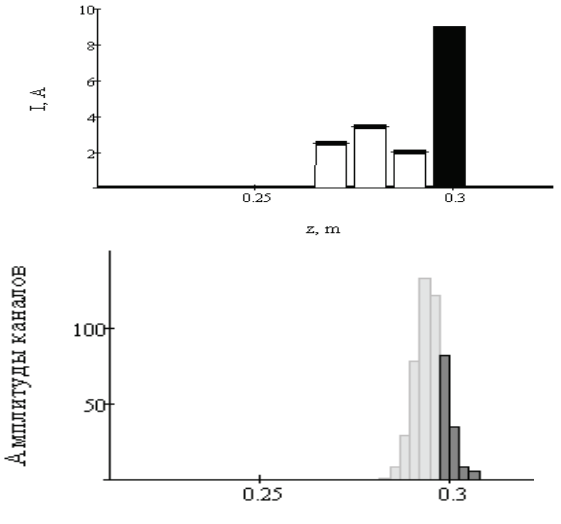


Рис. 8. Распределения токов на ламелях и цилиндре Фарадея (*а*) и расчетные гистограммы попадания частиц на мишенную стенку (*б*). Черным цветом указано попадание на цилиндр Фарадея

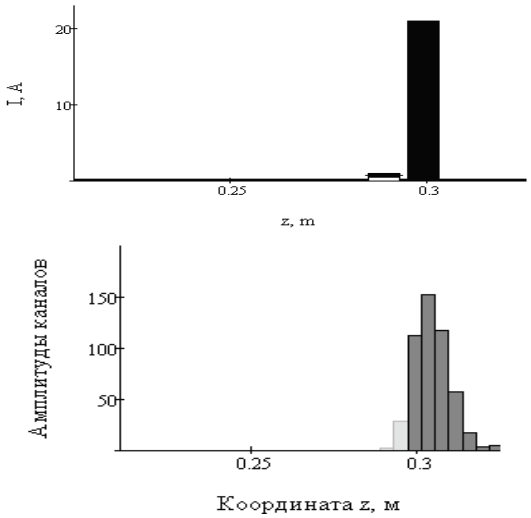


Рис. 9. Распределения токов на ламелях и цилиндре Фарадея (*а*) и расчетные гистограммы попадания частиц на мишенную стенку (*б*). Черным цветом указано попадание на цилиндр Фарадея

и численных результатов (гистограмм вертикальных значений z_U частиц при достижении ими заданного радиального уровня r_U =0.033 м) говорит о достаточно хорошем их соответствии.

Итак, обнаружено, что для рассматриваемых условий моделирования изменение конфигурации магнитного поля влияет только на общее смещение пучка электронов, но не приводит к заметному уширению вида итогового распределения потока частиц на стенке мишени по координате z .

В работе было выполнено исследование зависимости средней точки Z_{sr} распределения пучка на стенке мишени от коэффициента вариации k магнитного поля. Из рис. 10 можно видеть, что искомая зависимость носит монотонный и почти линейный характер, что указывает на возможность регулировки попадания пучка на мишень.

На рис. 11 приведены относительные интенсивности потоков частиц, попадающих на цилиндр Фарадея и на стенку мишени, в зависимости от коэффициента вариации k магнитного поля. Из рисунка видно, что при k<0.1 практически все частицы попадают на стенку мишени.

В расчетах рассматривался также вариант начальных условий с увеличенным значением среднеквадратичного отклонения пучка при эмиссии (Δr_0 =0.003 м). Для него влияние увеличения разброса на старте проявилось лишь в соответствующем уширении расчетной гистограммы попадания частиц на стенку мишени (Δz_U =0.015 м).

На рис. 11 приведены относительные интенсивности потоков частиц, попадающих на цилиндр Фарадея и на стенку мишени, в зависимости от коэффициента вариации k магнитного поля. Из рисунка видно, что при k<0.1 практически все частицы попадают на стенку мишени.

При рассмотрении потоков частиц с фазовым объемом исходных величин увеличенного размера, в частности, с большим разбросом по импульсам, можно ожидать соответствующее увеличение вертикального участка Δz_U , на котором реализуется выполнение условия попадания.

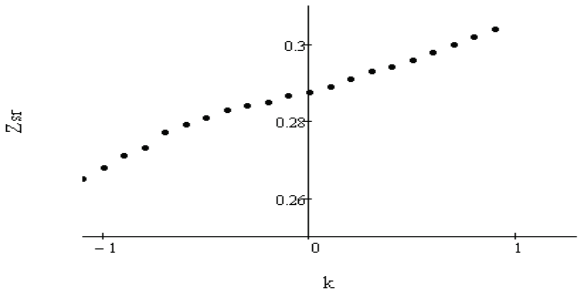


Рис. 10. Зависимость средней точки Zsr распределения пучка электронов на стенке мишени от коэффициента вариации k магнитного поля

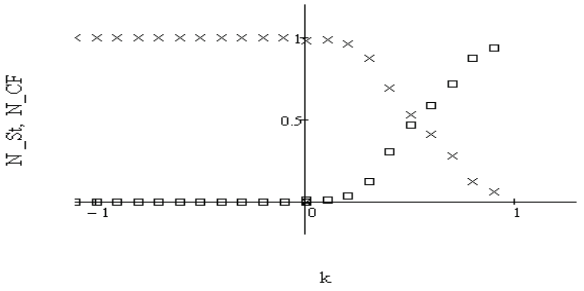


Рис. 11. Доли частиц, попадающих на цилиндр Фарадея (крестики) и на мишенную стенку (кружочки) в зависимости от коэффициента вариации k магнитного поля

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из проведенных исследований следует, что возможно устойчивое формирование электронного пучка в радиальном и осевом направлениях при транспортировке в магнитном поле соленоида. Экспериментально установлено, что величина тока в радиальном направлении и его распределение вдоль металических колец зависит от распределения магнитного поля вдоль оси системы. Получены решения прямой задачи моделирования траекторий электронов для заданных начальных условий и параметров системы. Показано, что поток электронов попадает на вертикальный участок, длина которого составляет несколько миллиметров. Полученные численные зависимости согласуются с экспериментальными результатами. Показана возможность регулировки места попадания пучка на вертикальную стенку при вариации амплитуды управляющего магнитного поля.

Литература

[1] *Волколупов Ю.Я., Довбня А.Н., Закутин В.В., Митроченко В.В., Красноголовец М.А., Решетняк Н.Г., Ромасько В.П., Чурюмов Г.И.* Генерация электронных пучков в магнетронном диоде с металлическим вторичноэмиссионным катодом // ЖТФ. – 2001. – Т71. – В.7. – С.88 – 91.

[2] *Saveliev Y.M., Sibbet W., Parkes D.M.* Self-excitation and characteristics of the crossed-fields emission electron source // Review of Scientific Instruments.-1999.-Vol.70, №12.-P.4502-4514.

[3] *Aizatsky N.I., Churyumov G.I., Dovbnya A.N., Zakutin V.V., Reshetnyak N.G., Starchevskiy Y.L.* Generation and formation of axially symmetrical tubular electron beam in a cold metal secondary-emission cathode magnetron gun. Part 1. Experiment // IEEE Transaction and electron device, Vol. 63, №4, April, 2016. – P.1704-1709.

[4] *Engelko V., Mueller G., Andreev A., Berutchev N., Komarov O., Petuchov A., Tkatchenko K.* Pulsed electron beam facilities (GESA) for surface treatment of materials / Proceedings of the 10th International Conference on Applied Charged Particle Accelerators in Medicine and Industry (St.-Petersburg, Russia, 2001). – P.412-417.

[5] *А.Н. Довбня, В.В. Закутин, Н.Г. Решетняк, В.П. Ромасько, И.А. Чертищев, В.Н. Борискин, Н.А. Довбня, Т.А. Коваленко.* Исследование формирования пучка в ускорителе электронов с вторичноэмиссионным источником // Вісник ХНУ. Сер.: Ядра, частинки, поля. – 2006. – № 732, вип. 2(30). – С. 96–100.

[6] *Маделунг Э.* Математический аппарат физики. – М.: Госиздат физ.-мат. литературы. – 1960. – 619 с.

Поступила в редколлегию 12.05.2016

Довбня Анатолий Николаевич, член-корреспондент Национальной Академии Наук Украины, доктор физ.-мат. наук, профессор, директор НИК «Ускоритель» ННЦ ХФТИ. Область научных интересов: физика высоких энергий, применение ускоренных пучков электронов в промышленности и медицине.

Довбня Наталья Анатольевна, младший научный сотрудник НИК «Ускоритель» ННЦ ХФТИ. Область научных интересов: математическое моделирование и применение электронных пучков.

Мазманишвили Александр Сергеевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, старший научный сотрудник НИК «Ускоритель» ННЦ ХФТИ. Область научных интересов: физика высоких энергий, применение ускоренных пучков.

Решетняк Николай Григорьевич, кандидат физ.-мат. наук, доцент, старший научный сотрудник НИК «Ускоритель» ННЦ ХФТИ. Область научных интересов: техника ускорения, формирования и использования потоков заряженных частиц.

УДК 621.384.6

Дослідження формування в радіальному та вісьовому напрямках електронного пучка, що ермітований вторинноемісійною магнетронною гарматою / А.М. Довбня, Н.А. Довбня, О.С. Мазманішвілі, М.Г. Решетняк // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. С. 116 – 122.

Наведено дослідницькі дані і результати чисельних експериментів з генерації електронного пучка магнетронною гарматою з вторинноемісійним катодом при енергії 55 кеВ. Вивчено формування його розподілу в ході транспортування в магнітному полі соленоїда. Наводяться результати чисельного моделювання за рухом трубчастого електронного потоку.

Ключові слова: магнетронна гармата, вторинноемісійний катод, електронний пучок, розподіл магнітного поля, математичне моделювання, гістограма.

Іл. 11.: Бібліогр.: 06 найм.

UDC 621.384.6

Study of secondary-emission cathode magnetron gun emitted electron beam formation in radial and axial directions / A.N. Dovbnya, N.A. Dovbnya, A.S. Mazmanishvili, N.G. Reshetnyak // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. – P. 116 – 122.

The present paper describes experimental and theoretical data on radial electron beam energy of 55 keV formed by a magnetron gun with a secondary-emission cathode. Numerical simulation data on the tubular electron flux motion in a decreasing magnetic solenoidal field are presented. Results of numerical modeling on the movement of the electron beam tube are given.

Keywords: magnetron gun, secondary-emission cathode, electron beam, magnetic-field distribution, mathematical simulation, histogram.

Fig. 11.: Ref.: 06 items.

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

УДК [004.896:681.5.01]:[004.934+004.93'12]

РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ РОБОТИЗИРОВАННОЙ ПЛАТФОРМЫ

А.Ю. РОМАНОВ, А.А. АМЕРИКАНОВ, Е.В. ЛЕЖНЕВ, А.Ю. ГЛУХИХ

Представлено описание разработки роботизированной платформы для помещений. Универсальность платформы дает возможность ее применения в различных областях человеческой жизнедеятельности как при дистанционном управлении, так и в автономном режиме. Описаны этапы создания роботизированной платформы, приведены ее характеристики и представлены результаты ее работы.

Ключевые слова: роботизированная платформа, навигация в пространстве, робот, распознавание речи, распознавание образов, автоматическое управление.

ВВЕДЕНИЕ

Широкое применение подвижных роботизированных устройств в повседневной жизни человека сделало робототехнику одной из наиболее быстроразвивающихся и актуальных областей науки, что способствовало появлению на рынке большого спектра устройств отличающихся, как конструктивно, так и по видам выполняемых задач. В отдельную категорию подвижных роботизированных устройств выделяют устройства, предназначенные для работы в помещениях. Всем производителям таких механизмов приходится разрабатывать не только часть, отвечающую за передвижение роботизированного устройства, но и механизмы, непосредственно отвечающие за выполнение основной задачи, которая стоит перед роботизированным устройством. Это приводит к увеличению срока разработки и стоимости создаваемого робота, и определяет актуальность создания универсальной роботизированной платформы.

Статья организована следующим образом: в п. 1. приведен обзор наиболее распространенных конструкций подвижных платформ; в п. 2 формализированы основные этапы проектирования роботизированных платформ, а в п. 3, 4, 5 дано их описание.

1. АНАЛИЗ ПРИМЕРОВ КОНСТРУКЦИЙ ПОДВИЖНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ ПЛАТФОРМ

В настоящее время существуют различные типы конструкций для наземных подвижных платформ. В основном можно выделить следующие типы привода платформ: шагающий, гусеничный, колесный и гибридный.

Шагающие платформы используют в качестве движителя различные конечности. Такие платформы имеют хорошую проходимость на местности с трудным рельефом, но сложны и дороги в реализации. Для обеспечения эффективной работы при поломке одной или нескольких конечностей таких платформ необходимо применять ресурсоемкие алгоритмы, которые позволяли бы подстраивать алгоритм движения без участия неисправных компонентов. В статье [1] описывается концепция одного из таких алгоритмов, который основан на применении генетических алгоритмов. Также среди недостатков шагающих платформ можно отметить тряску во время движения, что может неблагоприятно сказаться на датчиках и оборудовании.

Примером реализации такой платформы является четырехногий робот «BigDog», описанный в [2].

Гусеничный привод имеет большую площадь соприкосновения с поверхностью, что обеспечивает низкое среднее давление на грунт. Это позволяет платформе с гусеничным двигателем быть более проходимой и управляемой на поверхностях с проседающим и сыпучим грунтом, например, на песке. Регулирование скорости вращения гусениц при разгоне и торможении позволяет достигать плавности в перемещении платформы по поверхности. Отсутствие резких рывков благоприятно сказывается на дополнительно установленном оборудовании, корректность данных которого зависит от тряски. Недостатками такого вида конструкции является быстрый износ трущихся деталей и ее неспособность корректно передвигаться при поломке хотя бы одной из гусениц. Примером реализации гусеничной платформы является мобильная роботизированная платформа «Варан», описанная в источнике [3].

Колесный привод также широко используется в реализации подвижных платформ. Данный привод используется в роботе «Вездеход ТМЗ», описанном в работе [3]. Концепция создания робота на колесной подвижной платформе также сформулирована в источнике [4]. Основными достоинствами данного вида платформ является простота реализации, плавность хода, возможность создания конструкции, которая способна делать разворот на месте. Из недостатков можно отметить более низкую проходимость, чем у других видов подвижных платформ, а также плохое управление и возможную пробуксовку ведущих колес на сыпучем грунте.

Также существуют различные гибридные виды платформ, которые сочетают в себе достоинства и недостатки приводов платформ, описанных выше (в частности, робот «BEAR», разработанный компанией «Vecna Technologies» [5]). Данный робот сочетает в себе возможности как гусеничных, так и шагающих платформ. Также в [5] представлен вариант реализации, в котором гусеничный привод заменяется на колесный.

Среди алгоритмов навигации платформ внутри помещений можно выделить способы навигации, основанные на получении данных от внешних источников. К ним относятся навигация по Wi-Fi точкам доступа [6] и навигация по beacon маячкам [7]. Однако общим недостатком таких способов навигации является необходимость создания широкой инфраструктуры датчиков внутри помещения. А в случае с навигацией по Wi-Fi точкам доступа также проявляется и малая точность позиционирования, которая исключает применение такой технологии на роботизированных платформах. Описанный в [8] способ навигации по распределению магнитных полей избавлен от необходимости расстановки датчиков внутри помещения, однако при сильных наводках от неконтролируемых источников магнитного поля построенная карта будет сильно отличаться от реальной. Описанный в работе [9] метод SLAM требует дорогостоящего лидара для своей работы и не может применяться в динамической среде.

Для распознавания образов в настоящее время широко применяются алгоритмы, основанные на библиотеке OpenCV. Это связано с поддержкой данной библиотекой следующих алгоритмов распознавания: Виолы-Джонса, Eigenface, Fisherface, LBHP [10]. Работа алгоритма Eigenface описана в работе [11]. Его преимуществом является автоматизированный процесс создания базы данных распознаваемых лиц. Описанный в [12] алгоритм Fisherface имеет ряд преимуществ над алгоритмом Eigenface – в частности, лучшее распознавание при меньшем количестве изображений. Однако при большом количестве фотографий в базе он показывает худшие результаты, чем у Eigenface.

Для распознавания речи существует множество библиотек и сервисов, однако среди них можно выделить два наиболее удачных – это Google Speech API и CMU Sphinx [13]. Библиотека CMU Sphinx стала популярна благодаря возможности применения множества настроек. Можно создавать свои лингвистические и акустические модели, имеется поддержка всех современных операционных систем, а также возможность работы без подключение к Интернету. Google Speech API доступна при подключении к Интернету, но содержит большой набор языков, а также обеспечивает высокое качество распознавания и отсутствие необходимости самостоятельной настройки.

Цель статьи – описание разработки роботизированной платформы, способной стать универсальной основой для создания на ее базе широкого спектра устройств.

2. РАЗРАБОТКА РОБОТИЗИРОВАННОЙ ПЛАТФОРМЫ

Весь процесс проектирования разделен на 3 этапа:

1. Выбор конфигурации подвижной части платформы, ее создание, а также разработка программного обеспечения для управления аппаратной составляющей (моторами и датчиками).
2. Разработка программного обеспечения, реализующего навигацию платформы в помещении, а именно: построение карты помещения и навигация по ней, объезд препятствий, а также обеспечение управления роботизированной платформой при помощи удаленного устройства.
3. Разработка программного обеспечения для взаимодействия с окружающей средой – распознавание лиц, распознавание речи, выдача необходимой информации на устройства вывода.

3. РАЗРАБОТКА ПОДВИЖНОЙ ЧАСТИ ПЛАТФОРМЫ

Подвижная часть реализована в виде четырехколесной платформы. Данный тип подвижной части выбран в связи с простотой его реализации, высокой надежностью. Платформа приводится в движение четырьмя мотор-редукторами, подведенными к каждому колесу и жестко закрепленными в корпусе. Повороты платформы осуществляются бортовым способом, что делает подвижную часть достаточно маневренной для прохождения узких мест в помещении за счет поворота на одном месте, уменьшает сложность механической части платформы и габариты подвижной части. Выбранные мотор-редукторы позволяют развить скорость роботизированной платформы до 4 км/ч, что сопоставимо со средней скоростью передвижения человека.

На платформе установлено 5 датчиков, определяющих расстояние до препятствия (их расположение показано на рис. 1), связка гироскопа и акселерометра (на их основе программно создается гирокомпас) и аппаратная платформа Arduino (на основе микроконтроллера ATmega2560). Arduino принимает команды от вычислительного устройства и непосредственно управляет всей электроникой платформы. В качестве вычислительного устройства выбран одноплатный компьютер «Cubieboard 4 (CC A80)». Данный компьютер имеет малые размеры и высокую вычислительную производительность, что делает его удобным для установки на платформу. Модель корпуса платформы с размещенными дальномерами представлена на рис. 1.

Питание силовой и логической частей платформы выполнено раздельным. Данное решение позволяет избежать поломки устройств логической части

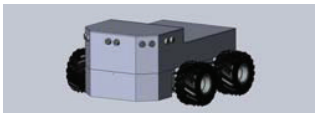


Рис. 1. Внешний вид платформы

при неполадках в питании силовой части. Для питания силовой части платформы, к которой относятся моторы, используются два аккумулятора по 12 В и емкостью 7 Ач каждый. К каждому аккумулятору через коммутатор подключено по 2 мотора таким образом, что передние два мотора подключаются к первому аккумулятору, в задние два – ко второму. Такое решение позволяет платформе при выходе из строя одного из контуров питания сохранять возможность передвигаться. Питание логической части, к которой относятся датчики, микроконтроллеры и вычислительное устройство, выполнено от третьего аккумулятора с такими же характеристиками, как и у аккумуляторов силовой части. Общая схема системы энергоснабжения платформы представлена на рис. 2.

Рис. 2. Система энергоснабжения платформы

4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ НАВИГАЦИИ В ПРОСТРАНСТВЕ

Разработанное программное обеспечение реализовано в виде отдельных модулей, что позволяет добавлять или удалять их отдельные части без серьезных изменений во всем программном обеспечении. Модуль составления карты обеспечивает построение карты помещения любой конфигурации и площади. Полная карта помещения хранится в памяти в виде набора отдельных файлов, которые представляют собой квадратные области. Каждая такая часть хранится в памяти как квадратная матрица размером 200x200 ячеек. Считывание данных с дальномеров производится при смещении на 5 см от предыдущего положения, поэтому каждая такая матрица может хранить площадь в 100 м2, а ячейки матрицы – соответственно по 25 см2. Каждая матрица имеет строго фиксированное название, формирующееся по правилу: «X_Y», где X и Y – это координаты на соответствующих осях карты, что делает возможным вне зависимости от ранее просмотренных частей карты определять область, в которой находится роботизированная платформа. В каждой ячейке матрицы хранится определенное значение: 0 – свободное пространство; 1 – местоположение платформы; -1 – препятствие; -2 – место назначения движения.

Алгоритм составления карты основывается на показаниях, полученных от установленных на платформе датчиков. Считываются показания дальномеров и гирокомпаса. Гирокомпас показывает поворот платформы относительно созданной локальной системы координат, а показания дальномеров указывают на расстояние до препятствий. На основе собранных с датчиков данных, а также данных о направлении передвижения (вперед или назад) формируется пакет и передается по каналу Bluetooth на вычислительное устройство, на котором непосредственно идет обработка данных и построение карты.

Навигация по карте осуществляется путем построения маршрута до выбранной точки. Маршрут строится с помощью алгоритма Ли [14] с выбором окрестности Мура вокруг точки на карте. Особенностью реализации алгоритма Ли в данном случае является выполнение дополнительной проверки ширины пути при распространении волны и при восстановлении маршрута, что позволяет проложить маршрут с необходимой шириной коридора, по которому сможет пройти разрабатываемая подвижная платформа.

По типу автономности программное обеспечение является гибридным, т. к. предусмотрен модуль управления оператором движением платформы. Этот выбор обусловлен возможностью появления необходимости управлять передвижением платформы в случаях, когда возникают непредвиденные ситуации, которые невозможно спрогнозировать заранее. Реализация управления передвижения оператором основана на получении команд не с установленного на платформе вычислительного устройства, а со стороннего устройства. Стороннее устройство передает команды управления на установленное на платформе вычислительное устройство по беспроводной локальной сети, которое далее выполняет эти команды.

5. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДОЙ

В разработанное программное обеспечение входят модули распознавания лиц, голоса, а также взаимодействия с пользователем. Модуль распознавания лиц использует для своей работы библиотеки JavaCV и OpenCV [10]; для его работы необходима видео-камера. В его возможности входит распознание лица из видеопотока, обучение, занесение лиц в базу данных и выдача ответа о результате распознавания. Модуль распознавания речи при наличии Интернет-соединения использует для работы Google Speech API. При его отсутствии есть возможность выбора автономного распознавания с помощью CMU Sphinx [13]. Для его работы требуется наличие микрофона. С помощью загруженных акустической и лингвистической моделей, а также грамматического словаря, или с помощью выбранного языкового пакета, данный мо-

дуль пытается распознавать речь и предлагает варианты ответа, если таковые предусмотрены. Модуль ответа пользователю отвечает за предоставление информации на основе полученных аудио- или видеоданных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе анализа существующих решений разработан опытный образец роботизированной платформы, который способен стать основой для создания на его базе широко спектра роботизированных устройств, способных работать в помещениях как в окружении людей, так и при их отсутствии.

Литература

[1] *Лежнев Е.В., Американов А.А., Романов А.Ю.* Применение генетических алгоритмов при разработке адаптивных алгоритмов передвижения робота// Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ им. Е.В. Арменского. Материалы конференции. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2015. – С. 58.

[2] *Raibert M., Blankespoor K., Nelson G., Playter R.* Bigdog, the rough-terrain quadruped robot // Proceedings of the 17th World Congress, 2008. Vol. 17. No. 1. P. 10822–10825.

[3] *Маслов О.А.* Мобильные роботы для обнаружения и уничтожения взрывных устройств // Специальная техника. 2006, № 4. – С. 12–16.

[4] *Американов А.А., Романов А.Ю.* Проектирование робота на базе подвижной платформы // Информатика, математика, автоматика: 2015. Материалы научно-технической конференции. Сумы: СумДу, 2015. – С. 167.

[5] *Theobald D.* Mobile extraction-assist robot: пат. US8106616 B1 США. – 2010.

[6] *Миниахметов Р.М., Рогов А.А., Цымблер М.Л.* Обзор алгоритмов локального позиционирования для мобильных устройств//Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика. Челябинск: ЮУрГУ, 2013, № 2.

[7] *Фальков Е.В., Романов А.Ю.* Применение маячков Beacon и технологии Bluetooth Low Energy для построения систем навигации в зданиях // Новые информационные технологии в автоматизированных системах: материалы восемнадцатого научно-технического семинара. М.: Институт прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, 2015. – С. 62–65.

[8] *Vallivaara I., Haverinen J., Kemppainen A.* Simultaneous localization and mapping using ambient magnetic field // Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems (MFI). 2010. – P. 14–19.

[9] *Kummerle R., Grisetti G., Burgard W.* Simultaneous calibration, localization, and mapping // Intelligent Robots and Systems (IROS), 2011 IEEE/RSJ International Conference. IEEE, 2011. – P. 3716–3721.

[10] *Bradski G., Kaehler A.* Learning OpenCV: Computer vision with the OpenCV library. O'Reilly Media, 2008. 556 p.

[11] *Turk M., Pentland A.* Eigenfaces for Recognition // Journal of Cognitive Neuroscience. 1991. P. 71–86.

[12] *Belhumeur P.N., Hespanha J., Kriegman D.* Eigenfaces vs Fisherfaces: Recognition Using Class Specific Linear Projection // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence (1997). IEEE, 1997. P. 711–720.

[13] *Lamere P., Kwok P., Gouvea E., et. al.* The CMU SPHINX-4 speech recognition system // IEEE Intl. Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2003). Hong Kong, 2003. Vol. 1. P. 2–5.

[14] *Rubin F.* The Lee path connection algorithm // IEEE Transactions on Computers. 1974. Vol. 100. No. 9. P. 907–914.

Поступила в редколлегию 05.05.2016

Романов Александр Юрьевич, канд. техн. наук, ст. преп. МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научные интересов – интеллектуальные робототехнические системы, нейронные сети.

Американов Александр Александрович, магистр МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научных интересов – робототехника, алгоритмы навигации.

Лежнев Евгений Владимирович, магистр МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научных интересов – робототехника, алгоритмы навигации, человеко-машинное взаимодействие.

Глухих Александр Юрьевич, магистр МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научных интересов – робототехника, человеко-машинное взаимодействие.

УДК [004.896:681.5.01]:[004.934+004.93'12]

Розробка універсальної роботизованої платформи / О.Ю. Романов, А.А. Американов, Є.В. Лежнєв, О.Ю. Глухіх// Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. – С. 123 – 126.

Наведено опис розробки роботизованої платформи для приміщень. Універсальність платформи дає можливість її застосування у різних областях людської життєдіяльності як при дистанційному керуванні, так і в автономному режимі. Описано етапи створення роботизованої платформи, наведено її характеристики та результати її роботи.

Ключові слова: роботизована платформа, навігація в просторі, робот, розпізнавання мови, розпізнавання образів, автоматичне управління.

Іл.: 02. Бібліогр.: 14 назв.

UDC [004.896:681.5.01]:[004.934+004.93'12]

The development of a universal robotic platform / A.Yu. Romanov, A.A. Amerikanov, E.V. Lezhnev, A.Yu. Glukhikh // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. – P. 123 – 126.

The paper describes the development of a robotic platform for buildings. The versatility of the platform allows its applying in various fields of human activity, both in remote control and autonomous regime. The main steps involved in creating the robotic platform are described; its characteristics and working results are given.

Keywords: robotic platform, space navigation, robot, speech recognition, image recognition, automatic control.

Fig.: 02. Ref.: 14 items.

УДК 621.396.96

СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ НОВОГО ТИПУ МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА

В. В. ПАВЛІКОВ, А. Д. СОБКОЛОВ

Синтезовано новий алгоритм обробки радіометричних сигналів у радіометрі модуляційного типу і розроблено відповідну структурну схему приймача. На відміну від відомих модуляційних радіометрів, результати вимірювання і оцінки параметрів радіотеплових сигналів на виході нового радіометра не залежать від нестабільності додетекторної секції приймача. Така компенсація нестабільності досягається діленням потужностей сигналів з шумами на сусідніх напівперіодах функції модуляції (меандру). Виведено аналітичні вирази для граничної похибки та потенційної флуктуаційної чутливості радіометра.

Ключові слова: пасивні радари, обробка сигналів, модуляційний радіометр.

ВСТУП

Мікрохвильові радіометри [1] використовують у різних галузях науки (радіоастрономії, дистанційному зондуванні Землі, …) та народного господарства (визначення біомаси, ступеня зрілості і ураження шкідниками сільськогосподарських рослин, вологості та солоності ґрунтів,…). Вони є енергоефективними, екологічно та біологічно безпечними, а їхнє функціонування відповідає ідеології «Green Engineering». На разі радіометри характеризуються важливим недоліком – вплив нестабільності вхідних каскадів на результати вимірювань параметрів радіотеплових (стохастичних) сигналів. Ці похибки через розв'язання зворотних задач радіофізики призводять до зміщення оцінок статистичних параметрів і електрофізичних характеристик досліджуваних об'єктів, що знижує достовірність інформації. Наявні методики зменшення впливу нестабільності на результати вимірювань зменшують ефективний час спостереження об'єкта, здорожують собівартість апаратури та потребують втручання оператора у процес вимірювання.

Зважаючи на власні напрацювання [2−4], методом максимальної правдоподібності синтезовано алгоритм обробки сигналів у модуляційному радіометрі нового типу. На відміну від існуючих у новому модуляційному радіометрі компенсується нестабільність вхідного тракту приймача і тому він може використовуватися протягом тривалого часу без повторного калібрування.

1. ФОРМУЛЮВАННЯ ЗАДАЧІ

Необхідно синтезувати алгоритм оптимального оцінювання параметрів радіотеплового випромінювання об'єктів різної природи, який компенсуватиме нестабільність підсилення додетекторної частини радіометричного приймача.

При цьому важливо врахувати обмеження, які випливають з аналізу фізичної сутності задачі синтезу такого приймача:

− додетекторна частина приймача визначена і містить антену (А), перемикач (модулятор) (М), генератор шуму (з відомими параметрами і характеристиками) (ГШ), а також характеризується імпульсною характеристикою $h(t)\left[1+\xi(t)\right]$, яка у реальному пристрої може бути виконана з використанням змішувачів, підсилювачів, різних фільтрів (множник $1+\xi(t)$ характеризує нестабільність імпульсної характеристики у часі, а функція $\xi(t)$ є невідомою, але не випадковою);

− радіометричний шумовий сигнал від об'єкта спостерігається на фоні власних шумів приймача і не може бути відокремлений від нього за статистичними ознаками;

− функція модуляції $m(t)$ має форму меандру з періодом T_m, амплітуда якого приймає значення 0 або 1;

− час спостереження $t \in [0,T]$.

2. РОЗВ'ЯЗОК ЗАДАЧІ

Рівняння спостереження. Розв'язання задачі знайдемо методом максимальної правдоподібності. Відповідно до цього необхідно вирішити такі завдання:

− запишемо рівняння спостереження і конкретизуємо статистичні характеристики процесів, які входять до нього;

− запишемо функціонал правдоподібності та розв'яжемо рівняння правдоподібності;

− конкретизуємо алгоритм та розробимо структурну схему радіометру;

− проведемо моделювання роботи цієї схеми;

− знайдемо граничну похибку оцінки ефективної температури і потенційну флуктуаційну чутливість приймача.

Рівняння спостереження запишемо у такому вигляді:

$$u(t) = s_h(t) + n_h(t) + n_r(t), \qquad (1)$$

де $n_r(t)$ − регулювальна добавка (гауссівський шум), $s_h(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[s(\tau)m(\tau)+s_{ng}(\tau)\left(1-m(\tau)\right)\right]h(t-\tau)\left[1+\xi(t-\tau)\right]d\tau$ − сигнал на виході додетекторної секції приймача

($s(t)$, $s_{ng}(t)$ – сигнали на виході антени та генератора шуму, відповідно),

$$n_h(t)=\int_{-\infty}^{\infty} n(\tau)\, h(t-\tau)\left[1+\xi(t-\tau)\right]d\tau \; -$$

внутрішній шум $n(t)$ приймача на виході додетекторної частини.

Процеси $s(t)$, $s_{ng}(t)$, $n(t)$ і $n_r(t)$ є взаємно не корельованими з нульовим середнім і такими автокореляційними функціями:

$$R_s(t_1,t_2,\lambda)=\langle s(t_1)s(t_2)\rangle = B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)\delta(t_1-t_2)/2\,, \quad (2)$$

$$R_{ng}(t_1-t_2,\lambda)=\langle s_{ng}(t_1)s_{ng}(t_2)\rangle = S_{ng}(\lambda)\delta(t_1-t_2)/2\,,$$

$$R_n(t_1-t_2)=\langle n(t_1)n(t_2)\rangle = N_0\delta(t_1-t_2)/2\,, \quad (3)$$

$$R_r(t_1-t_2)=\langle n_r(t_1)n_r(t_2)\rangle = N_r\delta(t_1-t_2)/2\,,$$

де $B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)/2$, $S_{ng}(\lambda)/2$, $N_0/2$, $N_r/2$ – спектральні щільності потужності відповідних процесів, які через постійну Больцмана k_B пов'язані з еквівалентними температурами антени, генератора шуму і внутрішнього шуму приймача таким чином:

$$B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)=k\,T_A^{\circ},$$
$$S_{ng}(\lambda)=k_B\,T_{ng}^{\circ}, \quad (4)$$
$$N_0=k_B\,T_n^{\circ},$$

де T_A°, T_{ng}°, T_n° є еквівалентними температурами антени, генератора шуму і внутрішнього шуму приймача наступним чином. У записі $B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)/2$ і $R_s(t_1,t_2,\lambda)$ враховано, що параметр λ, який підлягає оцінюванню, може входити до спектральної щільності потужності, або до пов'язаної з нею перетворенням Фур'є кореляційної функції.

Кореляційна функція спостереження (1) з урахуванням (2) – (4) знайдена у вигляді

$$R(t_1,t_2,\lambda)=$$
$$=0,5\left\{\begin{array}{l}\left(\begin{array}{l}B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)m^2(t_1)+\\ S_{ng}(\lambda)[1-m(t_1)]^2+N_{0n}\end{array}\right)\times\\ \times R_h(\Delta t)[1+\xi(t_1)]^2+N_r\delta(\Delta t)\end{array}\right\}. \quad (5)$$

Тут $t_1-t_2=\Delta t$, $R_h(\Delta t)=\int_{-\infty}^{\infty} h(t_1-\tau)h(t_2-\tau)d\tau$.

Запишемо функціонал правдоподібності у такому вигляді [1]

$$P\left[u(t)\,|\,\lambda\right]=k(\lambda)\times$$
$$\times exp\{-0,5\int_0^T\int_0^T u(t_1)W(t_1,t_2,\lambda)u(t_2)dt_1dt_2\}, \quad (6)$$

де $W(t_1,t_2,\lambda)$ – це функція, зворотна до кореляційної функції (5), $k(\lambda)$ – множник, який залежить від оцінюваного параметра λ.

Знайдемо оптимальний алгоритм з розв'язання такого рівняння правдоподібності:

$$\left.\frac{d\ln P\left[u(t)\,|\,\lambda\right]}{d\lambda}\right|_{\hat{\lambda}=\lambda_{true}}=0\,. \quad (7)$$

Розв'язання (7) знайдено у вигляді системи

$$\left\{\begin{array}{l}0,25\left(B_{BrA}(f_0,\vartheta_0,\lambda)+N_0\right)T_m\sum_{n=0}^{N-1}\Delta F_n=\\ =\int_{-\infty}^{\infty} m(t)u_d^2(t)dt+0,25\,N_rT_m\sum_{n=0}^{N-1}\Delta f_n\,,\\ 0,25\left(S_{ng}(\lambda)+N_{0n}\right)T_m\sum_{n=0}^{N-1}\Delta F_n=\\ =\int_{-\infty}^{\infty}\left[1-m(t)\right]u_d^2(t)dt+0,25\,N_rT_m\sum_{n=0}^{N-1}\Delta f_n\,,\end{array}\right. \quad (8)$$

де $\Delta F_n=\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^4\left[1+\xi_n\right]^4 G_R(j2\pi f,n,\lambda)df$ – ширина смуги робочих частот після декорелюючого фільтра [1],

$$\Delta f_n=\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\left[1+\xi_n\right]^2 G_R(j2\pi f,n,\lambda)df$$ – ширина декорелюючого фільтра.

Тут $G_R(j2\pi f,n,\lambda)$ – перетворення Фур'є кореляційної функції (5).

З урахуванням (4) розв'язання системи (7) може бути такий оптимальний алгоритм (для приросту ΔT_A° ефективної температури об'єкта дослідження відносно ефективної температури еквівалентного генератора T_{ng}°)

$$\Delta T_A^{\circ}=\left(T_{ng}^{\circ}+T_n^{\circ}\right)\left\{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} m(t)u_d^2(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty}\left[1-m(t)\right]u_d^2(t)dt}-1\right\}, \quad (9)$$

де $u_d(t)$ – декорельоване спостереження, $\Delta T_A^{\circ}=T_A^{\circ}-T_{ng}^{\circ}$. Величина T_n° визначається при першому калібруванні радіометра.

При виведенні алгоритмів (9) використано припущення, що за один період модулюючої функції коефіцієнт підсилення додетекторної частини не змінюється. Зміни суттєві тільки на суміжних періодах. Таке припущення виправдане, тому що на практиці коефіцієнт підсилення змінюється протягом хвилин, а період модуляції сучасних радіометрів 1 мс і менший.

Таким чином, з (9) прямують основні операції в оптимальному модуляційному радіометрі із флуктуаційним у часі коефіцієнтом підсилення вхідного тракту: формування і квадратичне детектування вибіленої послідовності $u_d^2(t)$; синхронне детектування із моделюючою функцією; розподіл виміряних на сусідніх напівінтервалах інтенсивностей вхідного і опорного сигналів з наступною компенсацією постійного рівня і підсиленням.

Структурна схема, реалізована у (9) показана на рис. 1. Використовуються такі умовні позначення: ГШ – генератор шуму; М – модулятор, ГМ – генератор меандру; ДФ – декорелюючий фільтр; × − блок множення; $\int dt$ − інтегратор; ЛЗ − лінія затримки; ÷ − блок ділення; −1 – компенсатор; ▷ − підсилювач із коефіцієнтом підсилення $T_{\Sigma}^{\circ} = T_{ng}^{\circ} + T_{n}^{\circ}$. Лінія затримки затримує сигнал на половину періоду функції модуляції.

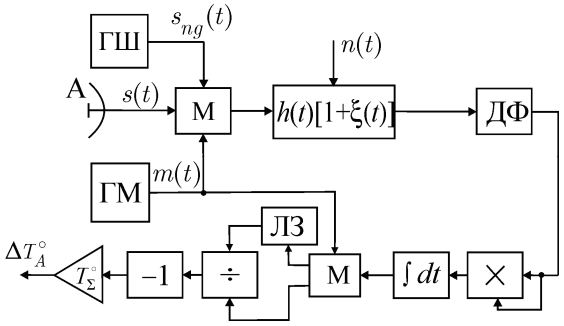


Рис. 1. Структурна схема синтезованого радіометра

Графіки, які пояснюють принципи роботи схеми, показані на рис. 2, 3. Під час проведення моделювання були використані такі дані:

− за час спостереження коефіцієнт підсилення додекторної частини змінюється на 20% (графік поведінки коефіцієнта посилення у часі показаний на рис. 2);

− еквівалентна шумова температура приймача $T_{n}^{\circ} \approx 300^{\circ}$ К;

− еквівалентна шумова температура генератора шуму $T_{ng}^{\circ} \approx 300^{\circ}$ К;

− досліджувалося кілька значень еквівалентної шумової температури антени $T_{A}^{\circ} \approx \left[300^{\circ};\ 600^{\circ};\ 900^{\circ} \right]$ К (графіки оцінок ефективної температури антени $\hat{T}_{A}^{\circ}$ показані на рис. 3);

− під час проведення моделювання використовуються фіксовані реалізації випадкових процесів, що забезпечує можливість порівняння результатів.

Із аналізу рис. 3 випливає, що в середньому приріст температури вимірюється правильно. На практиці оцінки приросту ефективної шумової температури антени відносно температури генератора шуму потрібно вимірювати більш точно. Очевидно, що помилки вимірювання зменшуються при збільшенні числа незалежних відліків у межах часу інтегрування. Це досягається збільшенням часу інтегрування або розширенням смуги робочих частот (можна вибрати спочатку широкі смуги робочих частот або ж використовувати декорелюючі фільтри, що розширюють реальні смуги адаптивно, тобто пропорційно відношенню сигнал/шум).

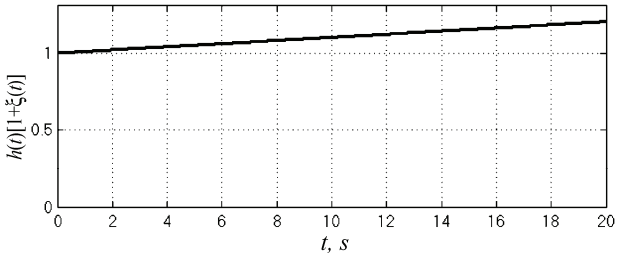
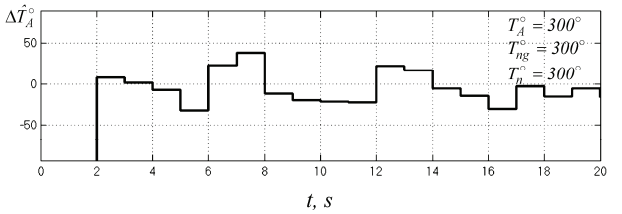
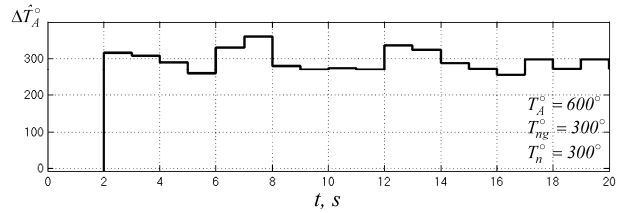


Рис. 2. Нормований коефіцієнт підсилення додетекторної частини приймача як функція часу спостереження

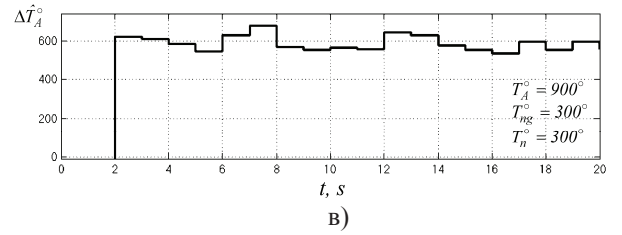
На рис. 4 наведено графіки, аналогічні, показаним на рис. 3, але отримані при 10-разовому розширенні смуги робочих частот приймача. З порівняння рис. 3, а і рис. 4 випливає, що похибка оцінки приросту ефективної шумової температури антени зменшилася.



а)



б)



в)

Рис. 3. Збільшення ефективної температури шуму антени для ефективної шумової температури генератора шуму для різного співвідношення сигнал/шум

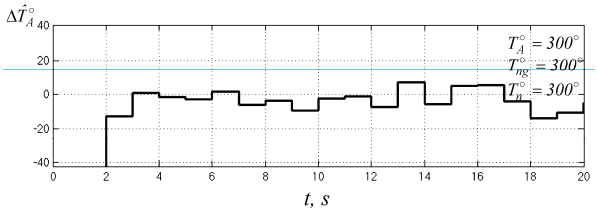


Рис. 4. Збільшення ефективної температури шуму антени для ефективної температури шуму генератора шуму для співвідношення сигнал/шум, що дорівнює 0 дБ

Для порівняння, на рис. 5 показано графік ефективної оцінки температури шуму антени на виході класичного модулюючого радіометра [5].

З аналізу рис. 5 випливає, що оцінка на виході класичного модулюючого радіометра зміщена через зміну коефіцієнта підсилення додетекторної частини приймача.

Додаткове усереднення оцінки температури (або її зміщення) в даному випадку можливо тільки на виході запропонованого нового радіометра і не має сенсу на виході класичного модуляційного радіометра.

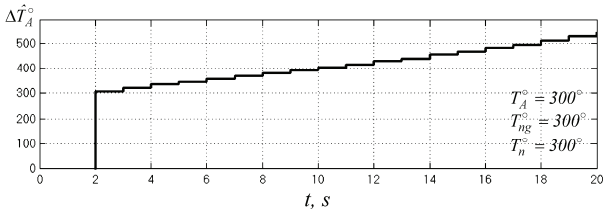


Рис. 5. Ефективна оцінка температури шуму антени на виході класичного модулюючого радіометра для співвідношення сигнал/шум, що дорівнює 0 дБ

Гранична оцінка похибки одного параметра може бути знайдена в вигляді:

$$\sigma_\lambda^2 = 4\frac{\left(T_A^\circ(\lambda)+T_n^\circ\right)^2 N}{T\sum_{n=0}^{N-1}\Delta F_n}, \qquad (10)$$

де $N^{-1}\sum_{n=0}^{N-1}\Delta F_n$ – середня смуга частот, відповідна деякому середньому значенню функції в інтервалі спостереження, N − кількість періодів T_m за час спостереження T.

Потенційна флуктуаційна чутливість [4] знайдена у такому вигляді:

$$\Delta T_{min}^\circ = 2\sqrt{2}\,\frac{T_A^\circ(\lambda)+T_n^\circ}{\left(T_m\sum_{n=0}^{N-1}\Delta F_n\right)^{-0,5}}. \qquad (11)$$

ВИСНОВКИ

Методом максимальної правдоподібності синтезовано новий тип модуляційного радіометра. Радіометр відрізняється від відомих модуляційних приймачів тим, що усуває вплив нестабільності підсилення додетекторної частини приймача на результати вимірювання.

Імітаційне моделювання підтверджує отримані у роботі результати та висновки.

Отримано аналітичні вирази для граничної похибки оцінки ефективної температури антени і потенційної флуктуаційної чутливості.

ПОДЯКА

Робота виконана за підтримки Міністерства освіти і науки України (згідно з Конкурсом проектів наукових робіт та науково-технічних (експериментальних) розробок молодих учених, які працюють (навчаються) у вищих навчальних закладах та наукових установах, що належать до сфери управління Міністерства).

Література

[1] *Волосюк В. К.* Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.

[2] *V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and S. S. Zhyla,* "Algorithms synthesis and potentiality analysis of optimum ultrawideband signal processing in the radiometric system with modulation," Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2011 VIII International Conference on, Kyiv, 2011, pp. 235-237. doi: 10.1109/ICATT.2011.6170748

[3] *V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and S. S. Zhyla,* "Statistical synthesis of chopper scanning radiometers," Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2013 IX International Conference on, Odessa, 2013, pp. 301-303. doi: 10.1109/ICATT.2013.6650758

[4] *Волосюк В. К., Павликов В. В.* Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа / Прикладная радиоэлектроника. 2011. Т. 10, № 3. − С. 285–294.

[5] *D. Wilkinson,* "The Dicke radiometer and cosmic radiation," Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International, Boston, MA, USA, 1991, pp. 399-402 vol.1. doi: 10.1109/MWSYM.1991.147018.

Надійшла до редколегії 22.04.2016

Павліков Володимир Володимирович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, завідувач кафедри проектування радіоелектронних систем літальних апаратів Національного аерокосмічного університету ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Україна.

Собколов Антон Дмитрович, інженер кафедри проектування радіоелектронних систем літальних апаратів Національного аерокосмічного університету ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Україна.

УДК 621.396.96

Структурный синтез нового типа модуляционного радиометра / В.В. Павликов, А.Д. Собколов // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2016. – Том 15, № 2. – С. 127 – 131.

Синтезирован новый алгоритм обработки радиометрических сигналов в радиометре модуляционного типа и разработана соответствующая структурная схема приемника. В отличие от известных модуляционных радиометров, результаты измерения и оценки параметров радиотепловых сигналов на выходе нового радиометра не зависят от нестабильности додетекторного тракта приемника. Такая компенсация нестабильности достигается делением мощностей сигналов с шумами на соседних полупериодах функции модуляции (меандра). Выведены аналитические выражения для предельной погрешности и потенциальной флуктуационной чувствительности радиометра.

Ключевые слова: пассивные радары, обработка сигналов, модуляционный радиометр.

Ил.: 05. Библиогр.: 05 назв.

UDC 621.396.96

Structural synthesis of a new type chopper radiometer/ V.V. Pavlikov, A.D. Sobkolov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15, № 2. – P. 127 – 131.

A new algorithm for processing radiometric signals in a chopper radiometer is synthesized and the corresponding block diagram of a receiver is developed. In contrast to the known modulation radiometers measurement parameters and results of the evaluation of radiothermal signals at the output of a new radiometer do not depend on the instability of a receiver predetector section. Such an instability compensation is achieved by dividing the power of noise signals on the adjacent half-cycles of modulating function (meander). Analytical expressions for the limiting errors and the potential fluctuation sensitivity of the radiometer are derived.

Keywords: passive radar, signal processing, chopper radiometer.

Fig.: 05. Ref.: 05 items.

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Я. В Сашкова

Корректор

Б. П. Косиковская

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Я. В. Сашкова

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 2 від 30.06.2016 р.).

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений до списку фахових видань ВАК України
з технічних наук
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 від 10.03.2010),
з фізико-математичних наук (фізика)
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 від 1.07.2010)

Підписано до друку 30.06.2016. Формат 60 × 84 $^{1}/_{8}$.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 9,8. Облік.-вид. арк. 9,2.
Тираж 60 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Максимільянівська, 11. Тел.: (057) 756-53-25
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua