РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ

АВТОМЕТРИЯ

2003, том 39, № 1

УДК 621.301

В. Н. Шевченко

(Ростов-на-Дону)

НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ ЭНЕРГИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

На базе решения оптимизационной задачи с целевой функцией в виде ℓ_2-нормы развит непараметрический метод частотно-временной локализации энергии широкополосных сигналов в условиях существенной априорной неопределенности, повышающий эффективность классических методов пространственного спектрального анализа и методов с высоким разрешением.

Введение. Классическая задача обработки сигналов на базе антенных решеток состоит в определении местоположения источника узкополосного излучения [1, 2]. При этом особый интерес представляет задача определения направления на источник. С появлением и совершенствованием систем, использующих сложные широкополосные сигналы с малой спектральной плотностью мощности (например, одночастотные псевдослучайные и многочастотные со скачкообразным изменением частоты), усложняются проблемы их поиска и пеленгования [3]. В условиях априорной неопределенности относительно параметров таких сигналов необходимо перед оценкой направления прихода решить задачу частотно-временной локализации энергии множества источников, одновременно попадающих в текущую полосу приема. Для локализации энергии сигнала по частоте можно (по аналогии с работой [4]) на каждой дискретной частоте в полосе приема найти максимум пространственного распределения мощности и идентифицировать как сигнал с шириной спектра $2F_c$ те частотные составляющие, для которых углы прихода совпадают, а мощность превышает пороговое значение. При этом осуществляется обнаружение и оценка пеленгов сигналов независимо в каждом элементе частотной полосы приема.

Данный подход далек от оптимального, поскольку в условиях априорной неопределенности относительно полосы частот принимаемых сигналов ширина каждого элемента частотной полосы выбирается в несколько раз уже самого узкополосного сигнала. Широкополосные сигналы с малой спектральной плотностью мощности в непрерывной полосе частот не отличаются от шумов. Сигнал, имеющий несколько разнесенных по частоте и времени максимумов, ошибочно воспринимается как несколько сигналов [5].

В данной работе в рамках квадратичной оптимизации решена задача непараметрической локализации энергии широкополосных сигналов на основе радиоголографической обработки в антенных решетках. Развитый подход позволяет существенно повысить эффективность современных методов пространственного спектрального анализа.

Анализ основных элементов задачи оценки пространственного спектра. При обработке сигналов в антенных решетках временные сигналы на выходе каждого n-го, $n = \overline{1, N}$, элемента решетки разбиваются на отрезки и вычисляются дискретные преобразования Фурье сигналов для каждого временного отрезка. В результате формируется частотно-временная матрица спектральных плотностей

$$\dot{\mathbf{Y}} = \{\dot{\mathbf{Y}}(q, \ell)\} \tag{1}$$

размером $Q \times L$, элементами которой являются N-мерные векторы $\dot{\mathbf{Y}}(q, \ell)$, зависящие от номера временного отрезка q, $1 \le q \le Q$, и номера дискретной частоты ℓ, $1 \le \ell \le L$. Элементами векторов $\dot{\mathbf{Y}}(q, \ell)$ являются спектральные плотности сигналов, измеряемых на выходе n-го элемента на q-м отрезке:

$$\dot{Y}_n(q, \ell) = |\dot{Y}_n(q, \ell)| \exp[i(\psi_n(q, \ell) + \varphi(q, \ell))], \tag{2}$$

где $|\dot{Y}_n(q, \ell)|$ – модуль; $\varphi(q, \ell)$ – составляющая фазы, обусловленная модуляцией сигнала и зависящая от времени;

$$\psi_n(q, \ell) = \psi_n(\ell) = 2\pi \frac{R_n f_\ell}{c} \cos\beta_\ell \cdot \cos(\alpha_\ell - \alpha_n) + z_n \sin\beta_\ell \tag{3}$$

– составляющая фазы, зависящая от пространственного положения источника и записанная в предположении его пространственной стационарности; α_ℓ, β_ℓ – азимут и угол места источника относительно решетки; R_n, α_n, z_n – координаты элементов решетки в цилиндрической системе координат.

Рассматривая q-й временной интервал, введем вектор-столбец $\dot{\mathbf{A}}(k, \ell)$ с элементами

$$\dot{A}_n(\mathbf{k}, \ell) = \dot{y}_n^* \exp\{i 2\pi f_\ell \mathbf{R}_n \mathbf{k} / c\},$$

где $\dot{y}_n$ – весовые коэффициенты [2]; знак $(\cdot)^*$ обозначает комплексное сопряжение; f_ℓ – частота, соответствующая дискретной частоте ℓ; $\mathbf{R}_n$ – радиусы-векторы элементов решетки; $\mathbf{k}$ – единичный вектор нормали к волновому фронту; c – скорость света.

Когда ось диаграммы направленности ориентирована в заданном направлении $\mathbf{k}$, мощность выходного сигнала решетки на частоте f_ℓ записывается в виде

$$P(\mathbf{k},\ell)=E[|\dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k},\ell)\dot{\mathbf{Y}}(\ell)|^2]=\dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k},\ell)\mathbf{C}(\ell)\dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k},\ell), \tag{4}$$

где $E[\cdot]$ – символ математического ожидания; знак $(\cdot)^{+}$ обозначает эрмитово сопряжение; $\mathbf{C}(\ell)=E[\dot{\mathbf{Y}}(\ell)(\dot{\mathbf{Y}}(\ell))^{+}]$ – пространственная корреляционная матрица спектральных плотностей сигналов элементов решетки на частоте ℓ; индекс q здесь и далее для краткости опущен.

Предположим, что в полосе приема шириной $2F$ имеется источник немонохроматического излучения со спектром, принадлежащим интервалу $(f_0-F,\ f_0+F)$. При этом предполагается, что несущая (средняя) частота $f_с$ и ширина спектра $2F_с$ сигнала известны.

Мощность выходного сигнала решетки в полосе $2F_с$ записывается в виде

$$P(\mathbf{k})=\sum_{\ell=1}^{L}a_\ell P(\mathbf{k},\ell)=\sum_{\ell=1}^{L}a_\ell\,\dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k},\ell)\mathbf{C}(\ell)\dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k},\ell), \tag{5}$$

где a_ℓ – двоичные числа (0, 1), отличные от нуля в полосе частот $2F_с$.

Из (5) с учетом (4) следует некогерентность обработки в полосе частот в связи с усреднением по частоте квадратичных величин. Когерентное усреднение по частоте векторов $\dot{\mathbf{Y}}(\ell)$ недопустимо из-за некоррелированности фаз $\varphi(q,\ell)$ спектральных плотностей (2) на разных частотах за время выборки.

Введем вместо (1) матрицу взаимных спектральных плотностей

$$\dot{\mathbf{V}}=\{\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)\}, \tag{6}$$

элементами которой являются N-мерные векторы $\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)$ с элементами

$$\dot{V}_n(q,\ell)=\dot{Y}_n(q,\ell)\dot{Y}_0^{*}(q,\ell), \tag{7}$$

где $\dot{Y}_0(q,\ell)$ – спектральная плотность сигнала, измеряемого на дополнительном опорном элементе антенной решетки.

Полагая в (3) $R_0=0$, $z_0=0$, что соответствует совмещению начала координат с опорной антенной, т. е. $\psi_0(q,\ell)=0$, с учетом (2) получаем

$$\dot{V}_n(q,\ell)=|\dot{Y}_n(q,\ell)\dot{Y}_0^{*}(q,\ell)|\exp[i\psi_n(q,\ell)]. \tag{8}$$

Таким образом, взаимные спектральные плотности (7) в отличие от (2) зависят только от пространственной разности фаз.

Для вычисления мощности выходного сигнала решетки с использованием взаимных спектральных плотностей (6) предположим, что вектор $\dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k},\ell)$ не изменяется существенно в некоторой полосе частот, т. е. $\dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k},\ell)\approx\dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k},\bar{\ell})$, где $\bar{\ell}$ – индекс, соответствующий средней частоте $f_{\bar{\ell}}=f_с$ сигнала с шириной спектра $2F_c$. Запишем выражение для комплексного пространственного распределения энергии, которое в частном случае однолучевого поля соответствует комплексной диаграмме направленности решетки:

$$\dot{D}(\mathbf{k}) = \sum_{\ell} a_{\ell} \dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k}, \ell)\dot{\mathbf{V}}(\ell) = \dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k}, \bar{\ell})\dot{\mathbf{H}}(\bar{\ell}), \tag{9}$$

где

$$\dot{\mathbf{H}}(\bar{\ell}) = \sum_{\ell} a_{\ell} \dot{\mathbf{V}}(\ell). \tag{10}$$

Используя (9), мощность результирующего сигнала в полосе частот $2F_c$ как функцию $\mathbf{k}$ можно записать в виде

$$P(\mathbf{k}) = E[|\dot{D}(\mathbf{k})|] = E\left[\left|\dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k}, \bar{\ell})\sum_{\ell} a_{\ell}\dot{\mathbf{V}}(\ell)\right|\right] =$$

$$= (\dot{\mathbf{A}}^{+}(\mathbf{k}, \bar{\ell})\mathbf{C}_{\ell}\, \dot{\mathbf{A}}(\mathbf{k}, \bar{\ell}))^{1/2}, \tag{11}$$

где

$$\mathbf{C}_{\ell} = E\left[\sum_{\ell}\dot{\mathbf{V}}(\ell)\left(\sum_{\ell}\dot{\mathbf{V}}(\ell)\right)^{+}\right].$$

Алгоритм (9)–(11) предусматривает когерентное усреднение по частоте комплексных взаимных спектральных плотностей $\dot{\mathbf{V}}(\ell)$, что характерно для интерферометрической или более общей радиоголографической обработки сигналов [6, 7]. Соотношение (7) при фиксированном q может рассматриваться как одночастотная дискретная радиоголограмма на частоте f_{ℓ}, а (10) – как многочастотная радиоголограмма сигнала со средней частотой $f_{\bar{\ell}}$ и шириной спектра $2F_c$.

Элементы вектора $\dot{\mathbf{V}}(q, \ell)$ согласно (8) зависят только от пространственной разности фаз. Это свойство позволяет также локализовать энергию когерентного источника, распределенную в частотно-временных областях (не обязательно связных), что в случае неизвестных сигналов является необходимым условием максимальной эффективности алгоритмов формирования луча (5) и (11) или ряда более совершенных методов с высоким разрешением, вычислительная схема которых сводится к (5) после некоторых функциональных преобразований матрицы $\mathbf{C}(\ell)$ или к итерационным алгоритмам регуляризации в ℓ_p-норме [8].

Таким образом, требуется разработать оптимальный алгоритм идентификации составляющих поля пространственно-временного широкополосного сигнала отдельного источника радиоизлучения, обеспечивающий частотно-временную локализацию энергии сигнала.

Метод частотно-временной локализации энергии сигналов в условиях априорной неопределенности. Предположим, что в полосе приема имеется неизвестный источник немонохроматического излучения, несущая частота f_c и ширина спектра $2F_c$ которого неизвестны. Неизвестны также положение и продолжительность сигнала на интервале наблюдения $(t_0-T,\ t_0+T)$.

В условиях воздействия мешающих параметров соотношение между двумя составляющими результирующего поля, создаваемого широкополосным сигналом одного источника на раскрыве приемной антенны, с использованием элементов частотно-временной матрицы взаимных спектральных плотностей (7) следует записать в виде

$$\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)=\dot{\gamma}\dot{\mathbf{V}}(j,r)+\dot{\Xi}, \tag{12}$$

где $\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)=[\dot{V}_n(q,\ell),\ n=\overline{1,N}]$ и $\dot{\mathbf{V}}(j,r)=[\dot{V}_n(j,r),\ n=\overline{1,N}]$ – векторы с элементами (7), зависящие от номеров временных интервалов q, j, $1\le q\le Q$, $1\le j\le Q$, и номеров дискрет по частоте ℓ, r, $1\le \ell\le L$, $1\le r\le L$; $\dot{\Xi}=$ $=[\dot{\xi}_n,\ n=\overline{1,N}]^{\mathrm{T}}$ – вектор возмущений; $\dot{\gamma}$ – некоторый комплексный множитель, согласующий амплитуды и фазы соответствующих частотно-временных составляющих.

Введем понятие скалярного произведения и ℓ_2-нормы N-мерных комплексных векторов в виде

$$(\dot{\mathbf{A}},\dot{\mathbf{B}})=\sum_{n=1}^{N}\dot{A}_n^{*}\dot{B}_n,\qquad \left\|\dot{\mathbf{A}}\right\|^2=(\dot{\mathbf{A}},\dot{\mathbf{A}}).$$

В качестве критерия оптимальности идентификации отдельных составляющих поля широкополосного сигнала одного источника используем критерий минимума квадрата невязки

$$\Delta^2=c^2\left\|\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)-\dot{\gamma}\dot{\mathbf{V}}(j,r)\right\|^2, \tag{13}$$

где c^2 – нормировочный множитель.

Минимизируя невязку (13) по $\dot{\gamma}$, получаем

$$\dot{\gamma}=(\dot{\mathbf{V}}(q,\ell),\dot{\mathbf{V}}(j,r))\Big/\left\|\dot{\mathbf{V}}(j,r)\right\|^2. \tag{14}$$

Подставляя (14) в (13), после нормировки на $\left\|\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)\right\|^2$ находим

$$\Delta^2=1-\left|(\dot{\mathbf{V}}(q,\ell),\dot{\mathbf{V}}(j,r))\right|^2\Big/\left\|\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)\right\|^2\left\|\dot{\mathbf{V}}(j,r)\right\|^2. \tag{15}$$

С учетом зависимостей взаимных спектральных плотностей (6), (7) от углов прихода сигнала α_ℓ, β_ℓ из соотношения (15) следует, что задача локализации энергии неизвестного сигнала в анализируемой частотно-временной области $(f_0-F,\ f_0+F)\otimes(t_0-T,\ t_0+T)$ сводится к анализу угловой близости отдельных составляющих поля, т. е. к отысканию взаимной корреляции измеренных амплитудно-фазовых распределений с различными частотно-временными индексами. Физически это соответствует поиску частотно-временных областей существования энергии, порождаемой одним и тем же источником, например, радиопередатчиком, излучающим с фиксированного направления сигнал со скачкообразным изменением частоты.

Обобщим полученный алгоритм локализации. Для этого, нормируя элементы частотно-временной матрицы (7) соотношением

$$\tilde{\dot{\mathbf{V}}}(q,\ell)=\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)\Big/\left\|\dot{\mathbf{V}}(q,\ell)\right\|, \tag{16}$$

получим преобразованную матрицу взаимных спектральных плотностей

$$\tilde{\dot{\mathbf{V}}}=\{\tilde{\dot{\mathbf{V}}}(q,\ell)\}. \tag{17}$$

Тогда процедура (15) предусматривает формирование блочной матрицы размером $Q^2\times L^2$:

$$\underline{\dot{\mathbf{G}}}=\{\dot{\mathbf{G}}(q,\ell)\}. \tag{18}$$

Элементы блочной матрицы $\underline{\dot{\mathbf{G}}}$ определяются скалярным произведением:

$$\dot{\mathbf{G}}(q,\ell)=(\tilde{\dot{\mathbf{V}}}(q,\ell),\tilde{\dot{\mathbf{V}}}). \tag{19}$$

В свою очередь, элементы матрицы $\dot{\mathbf{G}}(q,\ell)$ вычисляются по формуле

$$\dot{\mathbf{G}}(q,\ell;j,r)=(\tilde{\dot{\mathbf{V}}}(q,\ell),\tilde{\dot{\mathbf{V}}}(j,r)). \tag{20}$$

Сравнением модуля элементов матрицы $\dot{\mathbf{G}}(q,\ell)$ с порогом могут быть выделены частотно-временные области высокой корреляции, соответствующие двумерным областям концентрации энергии каждого из сигналов в анализируемой области $(f_0-F,\ f_0+F)\otimes(t_0-T,\ t_0+T)$.

Алгоритм (15)–(20) совместно с (5) или (11) обобщает пространственно-временную обработку широкополосных сигналов в антенных решетках в форме оптимальной пространственно-частотной обработки [6, 7].

Таким образом, основным элементом оптимальной обработки неизвестных широкополосных сигналов является радиоголографическая частотно-временная локализация энергии сигналов, снимающая априорную неопределенность и сводящая эффективность последующей оценки пространственного спектра мощности классическими алгоритмами формирования луча или методами, обеспечивающими высокую разрешающую способность, к теоретически предельно достижимой для известного сигнала [4].

Условия применимости и эффективность развитого подхода. Рассмотрим возможность раздельной частотной и временной локализации энергии сигналов. При частотной локализации матрица (6) преобразуется в $(1\times L)$-матрицу, т. е. вектор-строку $\dot{\mathbf{V}}=\{\dot{\mathbf{V}}(\ell)\}$. Согласно (16)–(20) алгоритм предусматривает формирование блочной вектор-строки $\underline{\dot{\mathbf{G}}} = \{\dot{\mathbf{G}}(\ell)\}$, элементы которой вычисляются по формуле

$$\dot{\mathbf{G}}(\ell;\, r) = (\tilde{\mathbf{V}}(\ell),\, \tilde{\mathbf{V}}(r)). \tag{21}$$

Из (21) следует, что сравнение взаимной корреляции нормированных одночастотных радиоголограмм (7) с порогом позволяет выделить частотные области высокой корреляции и для каждого сигнала определить ширину спектра $2F_c$, т. е. значения двоичных чисел a_ℓ, энергию сигнала в полосе частот

$$E = \sqrt{\sum_\ell a_\ell \left(\sum_n \left| \dot{V}_n(\ell) \right|^2 \Big/ N \right)}, \tag{22}$$

средневзвешенную частоту сигнала

$$f_c = \sum_\ell a_\ell f_\ell \sqrt{\sum_n \left| \dot{V}_n(\ell) \right|^2 \Big/ N} \Big/ E \tag{23}$$

и элементы многочастотной радиоголограммы (10). Отсюда следует, что на q-м отрезке времени в полосе частот $(f_0 - F, f_0 + F)$ будут найдены количество источников излучения и области частот, занятые каждым источником (не обязательно связные).

При обработке во временной области по каждому локализованному в частотной области сигналу алгоритм локализации совпадает с (16)–(20) после замены матрицы взаимных спектральных плотностей (17) матрицей, составленной из многочастотных радиоголограмм (10), полученных на этапе частотной локализации. При этом оптимальная процедура временной локализации энергии сигналов сводится к формированию взаимной корреляции многочастотных радиоголограмм.

Для каждого локализованного в частотной области сигнала высокий уровень корреляции свидетельствует об активном состоянии источника на частоте f_c и возможности усреднения по времени радиоголограмм (10), полученных на смежных интервалах времени, для повышения эффективности пространственного спектрального оценивания в соответствии с (9)–(11).

Представляет интерес оценка границы применимости алгоритма локализации энергии для случая узкополосных и широкополосных сигналов. Основным элементом полученных оптимальных процедур широкополосной обработки является соотношение (20). В частном случае частотной локализации анализируется величина комплексной взаимной корреляции амплитудно-фазовых распределений спектральных плотностей сигналов, принятых антенной решеткой на q-м отрезке времени и разных частотах полосы приема. Подставляя в (20) спектральную комплексную амплитуду (8), с учетом (3) при $z_n = 0$ и $R_n = R$, что соответствует плоской кольцевой решетке, получаем

$$\dot{\mathbf{G}}(\ell; r) = \frac{1}{N} \sum_n \exp\left\{ i2\pi \frac{R}{c} \left[f_\ell \cos\beta_\ell \cdot \cos(\alpha_\ell - \alpha_n) - f_r \cos\beta_r \cdot \cos(\alpha_r - \alpha_n) \right] \right\}. \tag{24}$$

Из этого выражения следует, что значение коэффициента взаимной корреляции спектральных плотностей зависит как от угловой близости анализируемых сигналов, так и от разности их частот f_ℓ и f_r. Для узкополосного сигнала $f_\ell \approx f_r$, и при $\beta_\ell = \beta_r$, $\alpha_\ell = \alpha_r$ получаем $\left|\dot{\mathbf{G}}(\ell, r)\right| \approx 1$. Для широкополосного сигнала при $\beta_\ell = \beta_r$, $\alpha_\ell = \alpha_r$ коэффициент взаимной корреляции $\dot{\mathbf{G}}(\ell; r)$ зависит от безразмерной величины $R(f_\ell - f_r)/c$. Раскладывая (24) в ряд по $(f_\ell - f_r)$, можно показать, что значения модуля $\left|\dot{\mathbf{G}}(\ell; r)\right|$ превышают порог, равный 0,7, при разностях частот, удовлетворяющих неравенству $\left|f_\ell - f_r\right| \le (240/R)$ МГц, где величина R выражена в метрах, и значительно превышающих ширину полосы пропускания типичного радиоприемного устройства. Например, для КВ-диапазона в однолучевом случае при типичном значении $R = 100$ м получаем $\left|f_\ell - f_r\right| = 2{,}4$ МГц, а для УКВ-диапазона при $R = 0{,}5$ м – $\left|f_\ell - f_r\right| = 480$ МГц.

Рассмотрим энергетическую эффективность метода оптимальной локализации энергии сигналов. Известно, что эффективность корреляционной обработки зависит от качества опорного сигнала. Полученный алгоритм допускает рекуррентное когерентное накопление энергии опорного сигнала на фоне помех в частотной и временной областях. При этом энергетический выигрыш по сравнению с известным алгоритмом [4] растет с расширением ширины спектра $2F_c$ и длительности T_c обрабатываемых сигналов и в пределе достигает величины $\sqrt{(2F_c/\delta_f)(T_c/\delta_t)}$, где δ_f и δ_t – величина частотной дискреты и длина временного отрезка фурье-преобразования соответственно.

Следует отметить, что предложенный алгоритм локализации (16)–(20), как и алгоритм пространственного спектрального анализа (11), в отличие от алгоритма (4) предусматривает на каждой частоте нелинейную обработку принимаемых сигналов, что переводит задачу локализации в разряд нелинейных и существенно осложняет разделение некоррелированных с перекрывающимися спектрами и коррелированных сигналов многолучевых полей. При локализации энергии широкополосных сигналов ситуация частично улучшается. Благодаря ранее отмеченной возможности когерентного рекуррентного усреднения по частоте и времени слабые лучи ослабляются и выделяется максимально правдоподобный доминирующий луч [9].

Заключение. Основным элементом оптимальной обработки неизвестных широкополосных сигналов, разработанной на основе минимизации ℓ_2-нормы невязки составляющих поля источника радиоизлучения, является радиоголографическая частотно-временная локализация энергии сигналов. Для широкополосных сигналов этот подход позволяет решать такие проблемы, как пространственная когерентность сигналов и неопределенность относительно формы и частотно-временных областей существования сигнала, улучшает качество локализации по сравнению с существующим методом, особенно для сигналов с низкой спектральной плотностью мощности. Оптимальная локализация повышает эффективность классических методов пространственного спектрального анализа и методов, обеспечивающих высокую разрешающую способность, приближая ее к теоретически предельно достижимой для известного сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Грибов М. Г., Хачумов В. М.** Определение геометрических параметров объектов по растровым изображениям // Автометрия. 2001. № 1. С. 40.
2. **Джонсон Д. Х.** Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. **70**, № 9. С. 126.
3. **Диксон Р. К.** Широкополосные системы. М.: Связь, 1979.
4. **Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.** Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981.
5. **Нижник М. Н., Окушко В. А.** Фототермопластическая регистрация усредненных по времени голографических интерферограмм серией лазерных импульсов микро- и наносекундной длительности // Автометрия. 2001. № 1. С. 88.
6. **Вертоградов Г. Г., Иванов Н. М., Шевченко В. Н.** Многомерное обнаружение–различение сигналов и оценка их параметров // Сб. докл. 3-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Москва, 29 ноября–1 декабря 2000. М.: Инсвязьиздат, 2000. Т. 1. С. 286.
7. **Пат. 2190236 РФ.** Способ обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения /В. Н. Шевченко, Г. С. Емельянов, Г. Г. Вертоградов. Заявл. 13.09.2000. Опубл. 2002, Бюл. № 27.
8. **Cetin M., Karl W. C.** Feature-enhanced synthetic aperture radar image formation based on nonquadratic regularization // IEEE Trans. Image Processing. 2001. **10**, N 4. P. 623.
9. **Аврамиди И. Г., Барабашов Б. Г., Вертоградов Г. Г.** Способ снижения влияния многолучевости на точность определения углов прихода радиоволн // Радиотехника. 1983. № 9. С. 69.

Государственное конструкторское бюро
аппаратно-программных систем «Связь»,
E-mail: gkbsviaz@don.sitek.net

Поступила в редакцию
13 июня 2002 г.