

УДК 621.396.96

**УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ АМПЛИТУДНЫХ
РЕГУЛЯРНО-КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

АДХАМ САЛИМ АЛЬ-МУАЗ, С.В. ШАЛЯПИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 27 марта 2007*

Синтезируются устройства обработки амплитудного регулярно-коррелированного и амплитудного попарно-комплексированного портретов. Приводятся структурные схемы устройств обработки.

Ключевые слова: флуктуационный, частотно-коррелированный, пространственно-коррелированный, регулярно-коррелированный, попарно-комплексированный, синтез, матрица.

Введение

В настоящее время известно достаточно большое число работ, посвященных синтезу устройств обработки дискретной выборки комплексного нормально-распределенного коррелированного и некоррелированного сигналов. Для многих случаев решена задача априорной неопределенности относительно малоинформативных параметров сигнала. В некоторых важных случаях устранение априорной неопределенности приводит к изменению формы закона распределения выборки сигнала, когда закон распределения перестает быть нормальным, что приводит к необходимости решать задачу синтеза для сигнала с ненормальным законом распределения. В частных случаях такие решения известны, например, для некоррелированной выборки сигнала, для коррелированных сигналов с полигауссовским законом распределения. Сложность решения задачи синтеза существенно возрастает, когда необходимо найти ее решение для коррелированного сигнала, который не может быть описан нормальным или полигауссовским законом распределения.

В данной работе решается задача синтеза в условиях априорной неопределенности относительно средней межэлементной разности фаз. Данная неопределенность преодолевается путем перехода от комплексных амплитуд сигнала к обычным амплитудам. При этом закон распределения амплитуд становится ненормальным, а амплитудные отсчеты сигнала обладают сильной корреляцией.

Постановка задачи

Сформулируем постановку задачи так же, как и в [3]. Пусть на выходе приемного устройства РЛС имеется дискретная выборка принятого комплексного сигнала $\xi_{k0} = (\xi_1^{k0}, \dots, \xi_N^{k0})$, представляющая собой аддитивную смесь сигнала $\xi_k = (\xi_1^k, \dots, \xi_N^k)$, отраженного от цели k -го класса и некоррелированного равномерного фона $\xi_0 = (\xi_1^0, \dots, \xi_N^0)$. Элементы комплексного

вектора ξ_k являются элементами регулярно-коррелированного радиолокационного портрета [1–4]. Таким портретом может быть флуктуационный, частотно-коррелированный или пространственно коррелированный портрет. При нормальном распределении ξ_k и ξ_0 $2N$ -мерная плотность вероятности $p_{k0}(\xi_{k0})$ имеет следующий вид [4, 5]:

$$p_{k0}(\xi_1^{k0}, \xi_1^{k0*}, \dots, \xi_N^{k0}, \xi_N^{k0*}) = \frac{1}{(2\pi)^N \text{Det}(\mathbf{R}_{k0})} \exp(-\xi_{k0} \mathbf{Q}_{k0} \xi_{k0}^*). \quad (1)$$

где $\mathbf{R}_{k0} = \{R_{n,m}^k\}$ — корреляционная матрица дискретной выборки принятого сигнала,

$$\mathbf{Q}_{k0} = (\mathbf{R}_{k0})^{-1}, \quad R_{n,m}^k = \begin{cases} 2\sigma_k^2 r_{n,m}^k = 2\sigma_k^2 |r_{n,m}^k| \exp(i\Delta\varphi_{n,m}^k) & \text{при } n \neq m; \\ 2(\sigma_k^2 + \sigma_0^2) & \text{при } n = m, \end{cases} \quad \text{— } n, m\text{-й элемент корреляционной матрицы сигнала, } n = \overline{1, N}, m = \overline{1, N}; \sigma_k^2 \text{ — дисперсия отраженного от цели сигнала, } \sigma_0^2 \text{ — дисперсия радиолокационного фона, } r_{n,m}^k = r^k(|n-m|\Delta\tau_\chi) \text{ — нормированный коэффициент корреляции } (r_{n,n}^k = 1), \text{ а } \Delta\varphi_{n,m}^k \text{ — межэлементная разность фаз между } n \text{ и } m\text{-м элементами портрета, } r^k(\tau_\chi) \text{ — корреляционная функция флуктуаций сигнала, } \tau_\chi \text{ — текущая координата, вдоль которой был получен портрет:}$$

для флуктуационного портрета это время;

для частотно-коррелированного — несущая частота зондирующего сигнала;

для пространственно-коррелированного — расстояние между приемными позициями;

$\Delta\tau_\chi$ — интервал дискретизации по координате χ .

В некоторых практически важных случаях межэлементные разности фаз являются неизвестными случайными величинами [3], что не позволяет провести синтез устройства обработки такого портрета. Одним из выходов из создавшейся ситуации является уменьшение размерности (1) путем перехода к полярной системе координат, описывающей совместное распределение амплитуд и фаз элементов портрета, и усреднения вновь полученной плотности вероятности по фазе.

Требуется синтезировать алгоритм обработки регулярно-коррелированного портрета в условиях априорной неопределенности относительно средней межэлементной разности фаз.

Синтез асимптотически оптимального алгоритма обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета

При высоком отношении сигнал/фон ($\gamma_k = \sigma_k^2 / \sigma_0^2 \gg 1$) и аппроксимации корреляционной функции $r^k(\tau)$ экспоненциальной зависимостью обратная корреляционная матрица \mathbf{Q}_{k0} будет иметь всего три значащие диагонали [3, 5, 6]. Для трехдиагональной обратной корреляционной матрицы \mathbf{Q}_{k0} из (1) можно получить многомерную плотность вероятности распределения амплитуд элементов регулярно-коррелированного портрета, которая может быть представлена выражением [3]

$$p_{k0}(\rho_1, \dots, \rho_N) = \frac{\prod_{n=1}^N \rho_n}{\sigma_{k0}^{2N} (1-r_{k0}^2)^N} \exp\left\{ \frac{1}{2(r_{k0}^2 - 1)\sigma_{k0}^2} \left[\rho_1^2 + \rho_N^2 + (r_{k0}^2 + 1) \sum_{n=2}^{N-1} \rho_n^2 \right] \right\} \prod_{n=1}^{N-1} I_0\left(\frac{r_{k0}}{(1-r_{k0}^2)\sigma_{k0}^2} \rho_n \rho_{n+1} \right), \quad (2)$$

где $\rho_n = \sqrt{\xi_n^{k0} (\xi_n^{k0})^*}$ — амплитуда n -го элемента портрета, $\sigma_{k0}^2 = \sigma_k^2 + \sigma_0^2$, $I_0(x) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos(\varphi)} d\varphi$

— модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, $r_{k0} = r_k \sigma_k^2 / (\sigma_k^2 + \sigma_0^2)$.

При отсутствии сигнала ($\sigma_k^2 = 0$) выражение (2) примет вид

$$p_0(\rho_1, \dots, \rho_N) = \prod_{n=1}^N \rho_n \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{n=1}^N \rho_n^2 \right\} / \sigma_0^{2N}. \quad (3)$$

Алгоритм обработки при усреднении отношения правдоподобия по априорно-неизвестной межэлементной разности фаз, определяемый отношением правдоподобия, с учетом (2) и (3) примет вид

$$\begin{aligned} z_{k0} &= \ln \left[\Lambda(\rho_1, \dots, \rho_n, \dots, \rho_N) \right] = \ln \frac{P_{k0}(\rho_1, \dots, \rho_n, \dots, \rho_N)}{P_0(\rho_1, \dots, \rho_n, \dots, \rho_N)} = \\ &= b_k^1 \sum_{n=1}^N \rho_n^2 + b_k^2 \sum_{n=2}^{N-1} \rho_n^2 + \sum_{n=1}^{N-1} \ln \left[I_0(b_k^3 \rho_n \rho_{n+1}) \right] + a_k, \end{aligned} \quad (4)$$

где $b_k^1 = \frac{1}{2\sigma_0^2} - \frac{1}{2(1-r_{k0}^2)\sigma_{k0}^2}$, $b_k^2 = -\frac{1}{2(1-r_{k0}^2)\sigma_{k0}^2}$, $b_k^3 = \frac{r_{k0}}{(1-r_{k0}^2)\sigma_{k0}^2}$ — весовые коэффициенты,

$a_k = \sigma_0^{2N} / \left(\sigma_{k0}^{2N} (1-r_{k0}^2)^N \right)$ — смещение.

В дальнейшем выражение (4) будем называть алгоритмом обработки амплитудно-коррелированного сигнала.

При увеличении отношения сигнал/фон значения элементов обратной корреляционной матрицы \mathbf{Q}_{k0} , расположенных за пределами трех центральных диагоналей, стремятся к нулю, а квазиоптимальный алгоритм обработки (4) стремится к оптимальному алгоритму. Таким образом, алгоритм (4) может считаться асимптотически оптимальным.

Структурная схема устройства обработки такого сигнала представлена на рис. 1.

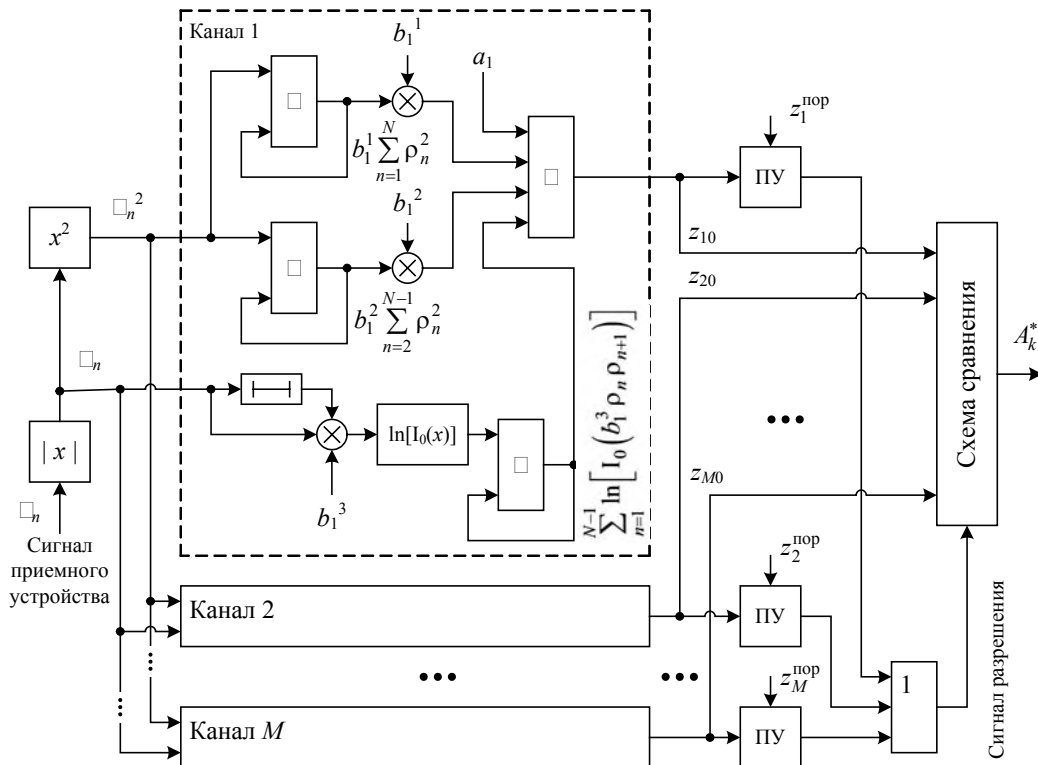


Рис. 1. Структурная схема устройства обнаружения-распознавания при априорно неизвестных средних разностях фаз между элементами радиолокационного портрета при экспоненциальной аппроксимации корреляционной функции

Данная схема содержит устройство вычисления модуля и квадрата модуля сигнала, M каналов обработки, M пороговых устройств и схему сравнения. Каждый канал обработки содержит три весовых множителя: три накапливающих и основной сумматор, схему вычисления натурального логарифма от модифицированной функции Бесселя нулевого порядка.

Синтез алгоритма обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета с попарным комплексированием элементов

Описанный выше алгоритм обработки, обладая относительной простотой, имеет ограничения, накладываемые на отношение сигнал/фон, которое должно быть высоким, и вид обратной корреляционной матрицы \mathbf{Q}_{k0} , которая должна иметь всего три значащие диагонали

$$Q_{n,m}^{k0} \neq 0, \text{ если } |n - m| < 2, \quad Q_{n,m}^{k0} = 0, \text{ если } |n - m| \geq 2. \quad (5)$$

Однако требование (5) не всегда выполнимо. Так корреляционная функция может характеризоваться другой — экспоненциально-параболической или гауссовой зависимостью, а отношение сигнал/фон может быть низким. Дискретизация сигнала по выбранной координате может осуществляться неравномерно, а при обработке многомерных сигналов априорная неопределенность относительно средней межэлементной разности фаз может касаться сразу нескольких одномерных сигналов. Во всех этих случаях матрица \mathbf{Q}_{k0} имеет больше трех значащих диагоналей.

Отметим, что условие (5) всегда выполняется только для двухэлементной выборки сигнала, корреляционная матрица которой имеет всего три диагонали. Таким образом, алгоритм обработки двухэлементной выборки всегда может быть строго получен при любом виде корреляционной функции и отношении сигнал/фон. Однако информативность двухэлементного сигнала мала [4, 5], что вынуждает переходить к более протяженным сигналам. Но для протяженных сигналов условие (5) часто не выполняется, при этом не удается получить алгоритм обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета.

Данное противоречие можно разрешить, если представить многоточечную выборку совокупностью нескольких двухточечных сигналов, составленных из элементов исходного сигнала. Основная идея такого разбиения на пары заключается в наращивании информативности сигнала путем включения в его состав различных пар элементов исходного многоточечного сигнала.

Представим исходный сигнал в виде вектора

$$\mathbf{\rho}_{\text{исх}} = (\rho_1, \dots, \rho_L, \dots, \rho_L)^T. \quad (6)$$

Тогда, следуя указанной выше логике, можно представить комплексированный сигнал в виде

$$\mathbf{\rho} = \left(\left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_3 \end{matrix} \right\}, \dots, \left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_N \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_2 \\ \rho_3 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_2 \\ \rho_4 \end{matrix} \right\}, \dots, \left\{ \begin{matrix} \rho_2 \\ \rho_N \end{matrix} \right\}, \dots, \left\{ \begin{matrix} \rho_{N-2} \\ \rho_{N-1} \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_{N-2} \\ \rho_N \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_{N-1} \\ \rho_N \end{matrix} \right\} \right)^T. \quad (7)$$

Сигнал (7) состоит из неповторяющихся пар исходного сигнала (6). Общее число отсчетов комплексированного сигнала равно

$$N_{\Sigma} = N(N - 1), \quad (8)$$

где N — число отсчетов исходного сигнала.

Например, из четырехэлементного исходного сигнала можно получить 12-точечный сигнал ($6 \times 2 = 12$)

$$\mathbf{\rho} = \left(\left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_3 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_1 \\ \rho_4 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_2 \\ \rho_3 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_2 \\ \rho_4 \end{matrix} \right\}, \left\{ \begin{matrix} \rho_3 \\ \rho_4 \end{matrix} \right\} \right)^T.$$

Отметим, что в соответствии с (8) размер комплексированного сигнала в $N-1$ раз больше размера исходного сигнала. Это означает, что каждый из отсчетов исходного сигнала входит $N-1$ раз в состав нового комплексированного сигнала. Очевидно, что, несмотря на увеличение размерности сигнала, его реальная информативность не превышает информативности исходного сигнала.

Формально будем полагать, что все отсчеты нового сигнала отличаются друг от друга, а отсчеты из разных пар независимы. С одной стороны, отказ от части межэлементных связей приведет к частичной потере информативности сигнала, с другой — существенно упростит его межэлементные связи, а значит, упростит и обработку такого сигнала.

Потери информации могут быть оценены при анализе вероятностных характеристик обнаружения-распознавания, однако уже сейчас можно предположить, что эти потери незначительны. Действительно, поскольку каждый отсчет исходного сигнала образует $N-1$ пару со всеми другими элементами, то информация о межэлементной корреляции сохраняется. Причем сохраняется информация и о форме корреляционной функции с учетом конечного отношения сигнал/фон. Но в отличие от оптимальной обработки, которая обеспечивает накопление сигнала с учетом коррелированности амплитуд всех его отсчетов, обработка комплексированного сигнала (7) предполагает накопление с учетом корреляции только двух образующих пару амплитудных отсчетов. На остальном интервале наблюдения по времени (пространству, частоте) предполагается некогерентное накопление сигнала. Это приводит к потере части энергии, а значит, при ограниченном отношении сигнал/фон и части информации.

С учетом отказа от корреляции между сигналами в различных парах обработка с учетом корреляционных связей возможна только для элементов одной пары. Результаты обработки каждой пары подлежат некогерентному накоплению

$$z_{k0} = \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=n_1+1}^N z_{k0}^{n_1, n_2}, \quad (9)$$

где $z_{k0}^{n_1, n_2} = z_{k0}^{n_1, n_2}(\rho_{n_1}, \rho_{n_2})$ — алгоритм обработки сигнала, состоящего из двух отсчетов $\{\rho_{n_1}, \rho_{n_2}\}$.

Алгоритм обработки сигнала, состоящего из двух отсчетов, может быть получен из (4) при $N=2$:

$$\begin{aligned} z_{k0}^{n_1, n_2} &= \ln \left[\Lambda(\rho_{n_1}, \rho_{n_2}) \right] = \ln \frac{p_{k0}^{n_1, n_2}(\rho_{n_1}, \rho_{n_2})}{p_0^{n_1, n_2}(\rho_{n_1}, \rho_{n_2})} = \\ &= b_{k, n_1, n_2}^1 (\rho_{n_1}^2 + \rho_{n_2}^2) + \ln \left[I_0(b_{k, n_1, n_2}^2 \rho_{n_1} \rho_{n_2}) \right] + a_{k, n_1, n_2}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $b_{k, n_1, n_2}^1 = \frac{1}{2\sigma_0^2} - \frac{1}{2(1-(r_{k0}^{n_1, n_2})^2)\sigma_{k0}^2}$, $b_{k, n_1, n_2}^2 = r_{k0}^{n_1, n_2} / \left[(1-(r_{k0}^{n_1, n_2})^2)\sigma_{k0}^2 \right]$ — весовые коэф-

фициенты, $a_{k, n_1, n_2} = (\sigma_0^2)^2 / \left[(\sigma_{k0}^2)^2 (1-(r_{k0}^{n_1, n_2})^2)^2 \right]$ — смещение, $r_{k0}^{n_1, n_2}$ — нормированный

коэффициент корреляции между n_1 и n_2 отсчетами исходного сигнала.

С учетом (9) и (10) окончательно имеем

$$z_{k0} = \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=n_1+1}^N \left\{ b_{k, n_1, n_2}^1 (\rho_{n_1}^2 + \rho_{n_2}^2) + \ln \left[I_0(b_{k, n_1, n_2}^2 \rho_{n_1} \rho_{n_2}) \right] + a_{k, n_1, n_2} \right\}. \quad (11)$$

На рис. 2 приведена структурная схема устройства, реализующего алгоритм обработки попарно-комплексированного сигнала (11).

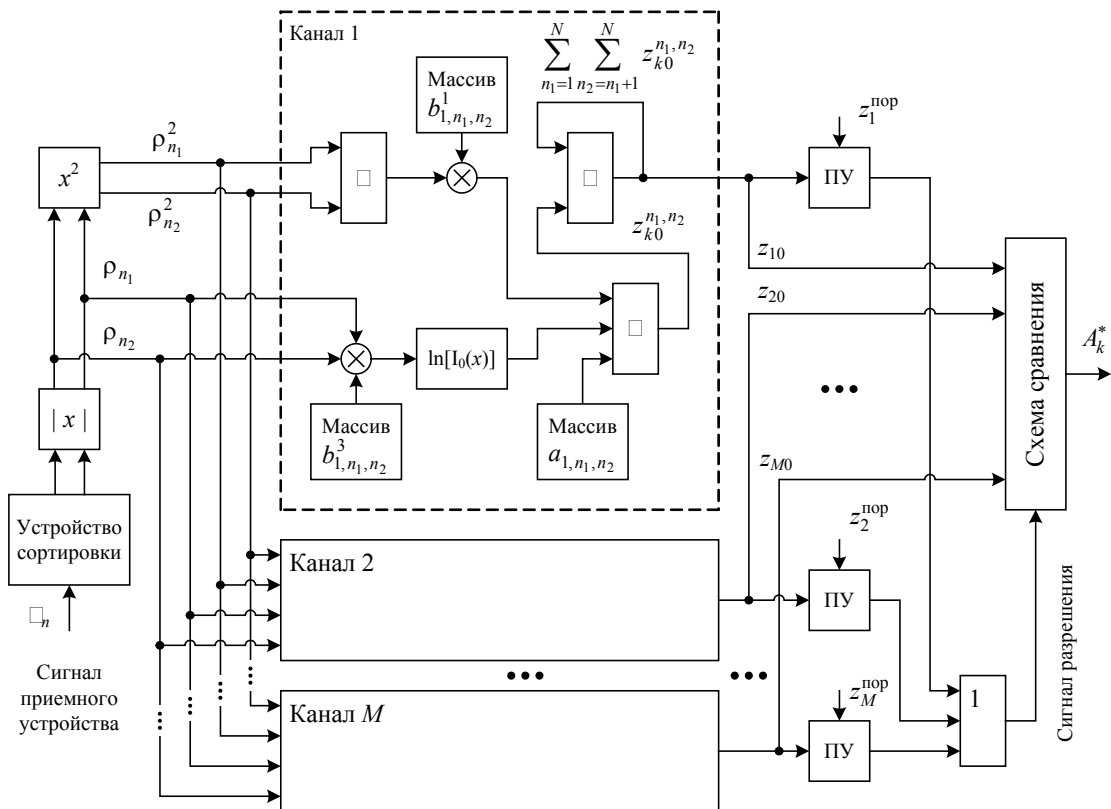


Рис. 2. Структурная схема устройства обнаружения-распознавания попарно-комплексированного сигнала

Данная схема содержит устройство сортировки сигнала, обеспечивающее последовательное формирование пар отсчетов сигнала, устройства вычисления модуля и квадрата модуля сигнала, M каналов обработки, M пороговых устройств и схему сравнения. Каждый канал обработки содержит три весовых умножителя, основной и накапливающий сумматоры, схему вычисления натурального логарифма от модифицированной функции Бесселя нулевого порядка, массивы весовых коэффициентов и смещения.

Заключение

В результате проведенного синтеза были получены два алгоритма обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета:

- асимптотически оптимальный алгоритм обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета;
- алгоритм обработки амплитудного регулярно-коррелированного портрета с попарным комплексированием элементов.

Данные алгоритмы позволяют обрабатывать регулярно-коррелированные сигналы для случая, когда межэлементная разность фаз комплексного портрета априорно неизвестна. Алгоритмы обработки (4) и (11) позволяют решать не только задачу обнаружения, но и задачу распознавания сигналов, поскольку в алгоритмах обработки используются информативные признаки [4] сигналов разных типов, закодированные в форме и ширине корреляционных функций флуктуаций сигнала.

Первый алгоритм (4) является асимптотически оптимальным. При увеличении отношения сигнал/фон эффективность этого алгоритма стремится к эффективности оптимального алгоритма обработки. Затраты для реализации этого алгоритма относительно невысоки. Недостатком этого алгоритма являются ограничения на форму корреляционной функции, отношение сигнал фон и параметры дискретизации сигнала по пространству его наблюдения.

Второй алгоритм (11), обладая существенно большей универсальностью, является эвристическим алгоритмом, который требует существенно больших вычислительных затрат по сравнению с алгоритмом (4). Кроме того, отказ от протяженных корреляционных связей приводит к частичной потере информации, а значит, и к определенному снижению эффективности этого алгоритма.

Отметим, что при уменьшении числа элементов портрета до двух алгоритм (11) становится оптимальным. Кроме этого, оба алгоритма (4) и (11) становятся оптимальными, одинаково эффективными алгоритмами при уменьшении до нуля интервала корреляции, когда отсчеты сигнала становятся полностью независимыми.

PROCESSING DEVICES OF THE AMPLITUDE REGULARLY-CORRELATED SIGNALS

ADHAM MOUAZ SALIM, S.V. SHALIAPIN

Abstract

The processing devices of amplitude regularly-correlated and amplitude in pairs-complex portraits are synthesized. Block diagrams of processing devices are resulted

Литература

1. Ярмолик С.Н., Шаляпин С.В. // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, №3. С. 24–27.
2. Адхам Салим Аль-Муаз., Шаляпин С.В. // Докл. БГУИР. 2007. Т. 5, № 1. С. 61–66.
3. Адхам Салим Аль-Муаз., Шаляпин С.В. // Докл. БГУИР. 2007. Т. 5, № 2. С. 64–68.
4. Курлович В.И., Шаляпин С.В. Основы теории радиосистем. Минск, 2000.
5. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. I. М., 1983.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М., 1991.