

УДК 621.391

Попов А.А., к.т.н.

АЛГОРИТМ РАЗЛИЧЕНИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ, ПОСТРОЕННЫЙ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИЙ L -ГРУППЫ

Popov A.A. Deterministic orthogonal signals classification algorithm built on the basis of L -group operations.

Deterministic signals classification problem is formulated within signal space with L -group properties. Deterministic signals classification algorithm is considered that is based on the method of linear space mapping into the signal space with L -group properties which is realized by signal phase inverting in frequency domain. Main relationships determining the aforementioned method of mapping are established. We show block diagrams of the devices realizing, on the one hand, method of linear space mapping into the signal space with L -group properties, and on the other hand, deterministic orthogonal signals classification in signal space with L -group properties. Realization of considered method is illustrated with oscillograms of the signals in the output of main elements of processing unit block diagram. It is shown that deterministic orthogonal signals classification unit based on this method, being quasioptimal, provides signal-to-noise ratio gain as against optimal demodulator of signals upon wide class of distributions which describe behaviour of interference (noise) of pulse type.

Keywords: signal classification, deterministic signal, orthogonal signals, L -group, signal estimator, probability of error of signal classification

Попов А.А. Алгоритм розрізнення детермінованих ортогональних сигналів, побудований на основі операцій L -групи.

Формулюється задача розрізнення детермінованих сигналів в просторі з властивостями L -групи. Розглядається алгоритм розрізнення детермінованих сигналів, побудований на методі відображення лінійного простору в простір сигналів з властивостями L -групи, який реалізується шляхом інвертування фази сигналу в частотній області. Показується, що пристрій розрізнення детермінованих ортогональних сигналів, побудоване на даному методі, будучи квазіоптимальний, забезпечує вигравш у відношенні сигнал-шум у порівнянні з оптимальним демодулятором сигналів на широкому класі розподілів, які описують поведінку шумів (перешкод) імпульсного типу.

Ключові слова: розрізнення сигналів, детермінований сигнал, ортогональні сигнали, L -група, оцінка сигналу, ймовірність помилки розрізнення сигналів

Попов А.А. Алгоритм различения детерминированных ортогональных сигналов, построенный на основе операций L -группы.

Формулируется задача различения детерминированных сигналов в пространстве со свойствами L -группы. Рассматривается алгоритм различения детерминированных сигналов, построенный на методе отображения линейного пространства в пространство сигналов со свойствами L -группы, который реализуется путем инвертирования фазы сигнала в частотной области. Показывается, что устройство различения детерминированных ортогональных сигналов, построенное на данном методе, являясь квазиоптимальным, обеспечивает выигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с оптимальным демодулятором сигналов на широком классе распределений, которые описывают поведение шумов (помех) импульсного типа.

Ключевые слова: различение сигналов, детерминированный сигнал, ортогональные сигналы, L -группа, оценка сигнала, вероятность ошибки различения сигналов

Введение

Современная теория обработки сигналов активно исследует вопросы повышения эффективности решения задач обработки сигналов в условиях априорной неопределенности [1-4]. Все это в полной мере относится к задачам различения сигналов [3-6]. Пусть модель взаимодействия сигнала $s_i(t)$ из множества сигналов $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$ и помехи (шума) $n(t)$ в пространстве сигналов со свойствами L -группы $\Gamma(+, \vee, \wedge)$ описывается операцией сложения «+» L -группы [7]:

$$x(t) = s_i(t) + n(t), \quad t \in T_s, \quad (1)$$

где $T_s = [t_0, t_0 + T]$ – область определения сигнала $s_i(t)$; t_0 – время прихода сигнала $s_i(t)$; T – длительность сигнала $s_i(t)$; $m \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел.

Задача различения сигналов на фоне помех состоит в том, чтобы, используя некоторый критерий, вынести решение о том, какой сигнал из множества сигналов $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$ содержит наблюдаемый процесс $x(t)$ [3-6]. Задача различения детерминированных ортогональных сигналов из множества сигналов $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$ в пространствах со свойствами L -группы в рамках аддитивной модели взаимодействия полезных сигналов и помехи (шума) (1) будет рассматриваться, во-первых, с учетом наличия готового решения, полученного в [8; §7.5] для модели взаимодействия $x(t) = s_i(t) \odot n(t)$ [8, (7.5.1)] (где \odot – операция решетки L -группы), а во-вторых, с использованием метода отображения линейного пространства сигналов в пространство сигналов со свойствами L -группы.

Метод отображения линейного пространства сигналов в пространство сигналов со свойствами L -группы [9, 10], реализуемый путем инвертирования фазы сигнала в частотной области, основан на использовании оценки $\overline{n(t) - s_i(t)}$ разности $n^*(t) - s_i(t)$ реализации $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_i(t)$, которая определяется следующими взаимосвязанными соотношениями:

$$\overline{n(t) - s_i(t)} = \mathbf{F}^{-1}[X''(f)]; \quad (2)$$

$$\overline{s_i(t) + n(t)} = \mathbf{F}^{-1}[X'(f)]; \quad (3)$$

$$X'(f) = \begin{cases} X^*(f), & h(f) = 0; \\ X^*(f)h(f), & h(f) \neq 0, \end{cases} \quad (4a)$$

$$X''(f) = \begin{cases} X^*(f), & h(f) = 0; \\ -X^*(f)h(f), & h(f) \neq 0, \end{cases} \quad (4б)$$

$$X^*(f) = \mathbf{F}(x^*(t)); \quad (4в)$$

$$h(f) = \frac{|S(f)|}{\max(S(f))} \left[\frac{|S(f)|}{\max(S(f))} - S_\varepsilon \right]; \quad (4г)$$

$$S(f) = \mathbf{F}[s(t)] = \sum_{l=1}^L S_{0,l}(f); \quad (4д)$$

$$S_\varepsilon = |S_{0,l}(f_{2,l})| = |S_{0,l}(f_{1,l})|; \quad (4е)$$

$$\int_{f_{1,l}}^{f_{2,l}} (S_{0,l}(f))^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} (S_{0,l}(f))^2 df = 1 - \varepsilon, \quad (4ж)$$

где $x^*(t)$ – реализация суммы (1) полезного сигнала $s_i(t)$ и помехи (шума) $n(t)$: $x^*(t) = s_i(t) + n^*(t)$; $X^*(f)$, $S(f)$ – отображения \mathbf{F} реализаций суммы $x^*(t)$ (1) и полезного сигнала $s_i(t)$ в частотной области, выполняемые на основе известных преобразований (например, преобразования Фурье, косинус преобразования, преобразования Хартли и т.д.); $S_{0,l}(f)$ – частичный спектр l -го дискрета фазоманипулированного сигнала; \mathbf{F} – отображение сигнала из временной области в частотную; \mathbf{F}^{-1} – отображение, обратное \mathbf{F} : $\mathbf{F} \cdot \mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^{-1} \cdot \mathbf{F} = 1$; $X'(f)$ – модифицированное отображение $X^*(f)$ реализации суммы $x^*(t)$ (1) в частотной области; $X''(f)$ – отображение оценки $\overline{n(t) - s_i(t)}$ разности $n^*(t) - s_i(t)$ реализации $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_i(t)$ в частотной области; $h(f)$ – функция окна в частотной области, на котором осуществляется инвертирование фазы

сигнала; $l(*)$ – единичная ступенчатая функция Хевисайда; S_ε – некоторый пороговый уровень, устанавливающий ширину функции окна $h(f)$ в частотной области, определяемый верхней $f_{2,l}$ и нижней $f_{1,l}$ граничной частотой l -го дискрета фазоманипулированного сигнала в соответствии с соотношениями (4е,ж); ε – сколь угодно малое положительное число, которое устанавливает процентное соотношение энергии l -го дискрета полезного сигнала, которое сосредоточено в полосе $[f_{1,l}, f_{2,l}]$.

Целью статьи является анализ эффективности алгоритма различения детерминированных сигналов, построенном на методе отображения линейного пространства в пространство сигналов со свойствами L -группы, который реализуется путем инвертирования фазы сигнала в частотной области, в условиях негауссовости широкого класса распределений помех (шумов).

Изложение основного материала исследования

Основные идеи соотношений (2), (3), (4а)...(4ж) поясняются на рис. 1а,б,в. На рис. 1а показан фрагмент спектра $S(f)$ фазоманипулированного сигнала $s_i(t)$, состоящий из парциальных спектров $S_{0,l}(f)$ дискретов сигнала. Здесь и далее в качестве отображения \mathcal{F} сигнала из временной области в частотную используется короткое дискретное косинус преобразование [11], которое осуществляется на интервале длительности дискрета полезного сигнала $s_i(t)$. На рис. 1б показан фрагмент функции окна в частотной области $h(f)$ (4г), на котором осуществляется инвертирование фазы сигнала. Функция $h(f)$, определяемая соотношением (4г), состоит из отдельных окон, каждое с областью определения на интервале частот $[f_{1,l}, f_{2,l}]$, выбираемый в соответствии с уравнениями (4е), (4ж), таким образом, что каждому l -му дискрету полезного сигнала соответствует свое отдельное окно. На рис. 1в показаны модифицированное отображение $X'(f)$ (4а) реализации суммы $x^*(t)$ (1) в частотной области и отображение $X''(f)$ (4б) оценки $\overline{n(t) - s_i(t)}$ разности $n^*(t) - s_i(t)$ реализации $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_i(t)$ в частотной области. Показанные реализации $X'(f)$, $X''(f)$ соответствуют случаю аддитивного взаимодействия полезного сигнала $s_i(t)$ с нормальным шумом $n(t)$ при отношении сигнал-шум, равном 1000.

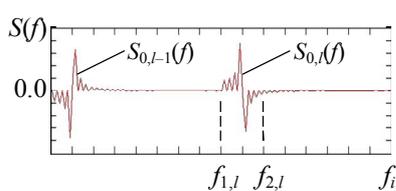


Рис. 1а

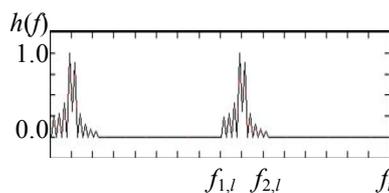


Рис. 1б

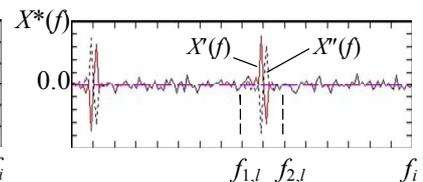


Рис. 1в

Здесь следует заметить, что для детерминированных фазоманипулированных ортогональных сигналов из множества $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$, функция окна $h(f)$, определяемая соотношением (2в), является одинаковой.

Имея оценку $\overline{n(t) - s_i(t)}$ (2), пространство сигналов со свойствами L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ может быть реализовано путем преобразования сигналов линейного пространства таким образом, что оценки $\hat{x}_\vee(t)$, $\hat{x}_\wedge(t)$ результатов взаимодействия $x_\vee(t)$, $x_\wedge(t)$ сигнала $s_i(t)$ и помехи $n(t)$ в пространстве сигналов со свойствами L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ с операциями верхней и нижней граней формируются в соответствии с соотношениями, аналогичными [7; §XIII.3;(14)], [7; §XIII.4;(22)]:

$$\hat{x}_\vee(t) = \{[s_k(t) + n(t)] + |\overline{n(t) - s_k(t)}|\} / 2; \quad (5a) \quad \hat{x}_\wedge(t) = \{[s_k(t) + n(t)] - |\overline{n(t) - s_k(t)}|\} / 2. \quad (5б)$$

Демодулятор детерминированных ортогональных сигналов, реализующий метод отображения линейного пространства сигналов в пространство сигналов со свойствами L -группы путем инвертирования фазы сигнала в частотной области содержит устройство отображения пространства сигналов и, собственно, устройство различения сигналов (см. рис. 2).

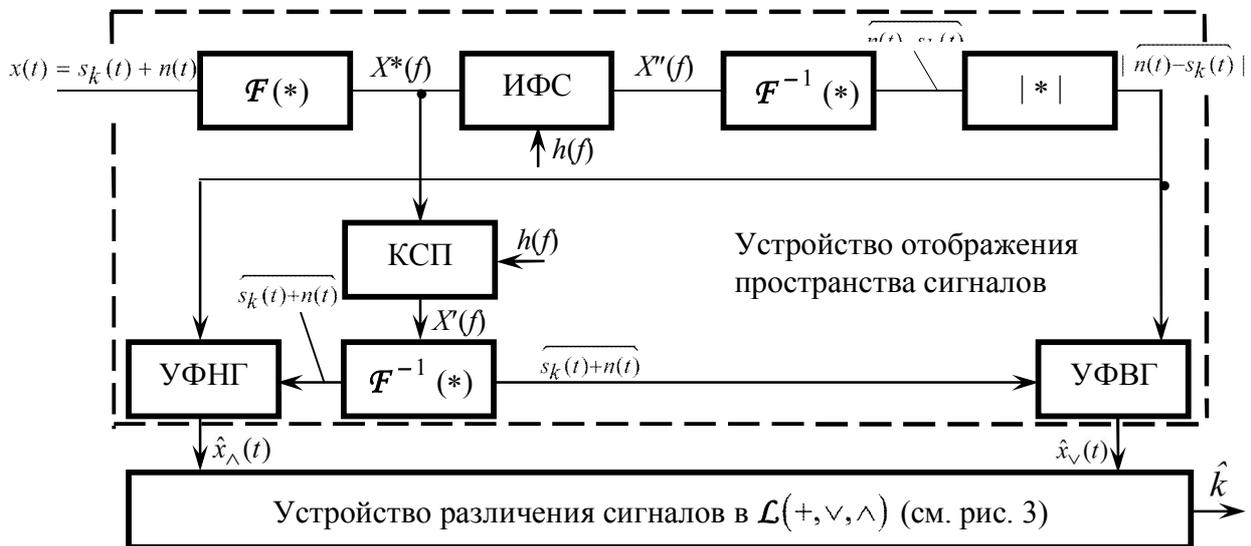


Рис. 2.

Устройство отображения пространства сигналов содержит: устройство отображения реализации $x^*(t)$ суммы (1) принимаемого полезного сигнала $s_k(t)$ и помехи (шума) $n(t)$ в частотную область $X^*(f)$ – блок \mathcal{F}^* ; инвертор фазы сигнала (ИФС), осуществляющий поворот фазы спектра $X^*(f)$ на π на функции окна $h(f)$ (4г) в частотной области и обеспечивающий получение отображения $X''(f)$ (4б) оценки $\overline{n(t) - s_k(t)}$ разности $n^*(t) - s_k(t)$ реализации $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_k(t)$ в частотной области; устройство формирования оценки $\overline{n(t) - s_k(t)}$ разности $n^*(t) - s_k(t)$ реализаций $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_k(t)$ путем отображения спектра $X''(f)$ во временную область – блок \mathcal{F}^{-1} ; устройство вычисления модуля – блок $|*|$; корректор спектральной плотности мощности помехи (шума) (КСПП), который формирует модифицированное отображение $X'(f)$ (4а) реализации $x^*(t)$ суммы (1) в частотной области; устройство формирования скорректированной суммы $\overline{s_k(t) + n(t)}$ – блок \mathcal{F}^{-1} ; устройство формирования оценки $\hat{x}_\wedge(t)$ (5б) нижней грани (УФНГ) $x_\wedge(t) = s_k(t) \wedge n(t)$; устройство формирования оценки $\hat{x}_\vee(t)$ (5а) верхней грани (УФВГ) $x_\vee(t) = s_k(t) \vee n(t)$.

Вся последующая обработка осуществляется устройством различения детерминированных ортогональных сигналов, структурная схема которого показана на рис. 3 в соответствии с общим алгоритмом [8,(7.5.6)] и его отдельными этапами, которые определяются следующими соотношениями (в предположении приема сигнала $s_k(t)$):

$$\arg \max_{i \in I; s_i(t) \in S} z_i(t) \Big|_{x(t) = s_k(t) + n(t)} = \hat{k}; \quad (6)$$

$$z_i(t) = \int_{t \in T_s} y_i(t) s_i(t) dt; \tag{7}$$

$$y_i(t) = y_{i,+}(t) + y_{i,-}(t); \tag{8}$$

$$y_{i,+}(t) = y_{i,\wedge}(t) \vee 0; \tag{8a} \quad y_{i,-}(t) = y_{i,\vee}(t) \wedge 0; \tag{8б}$$

$$y_{i,\wedge}(t) = \hat{x}_{\vee}(t) \wedge s_i(t); \tag{9a} \quad y_{i,\vee}(t) = \hat{x}_{\wedge}(t) \vee s_i(t). \tag{9б}$$

Смысл соотношения (6) состоит в принятии решения о приеме сигнала $s_k(t)$ из множества сигналов $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$ на основе выбора того номера канала \hat{k} , который соответствует максимальному значению корреляционного интеграла $z_i(t)$ (7). При этом оценка $y_i(t)$ (8) принимаемого сигнала $s_k(t)$ в i -ом канале обработки формируется как сумма положительной $y_{i,+}(t)$ (8а) и отрицательной $y_{i,-}(t)$ (8б) частей оценок $y_{i,\wedge}(t)$ (9а), $y_{i,\vee}(t)$ (9б) принимаемого сигнала $s_k(t)$ соответственно. Оценки $y_{i,\wedge}(t)$ (9а), $y_{i,\vee}(t)$ (9б) формируются в соответствии с правилом [8,(7.5.4)].

Структурная схема устройства различения детерминированных сигналов в пространстве сигналов со свойствами L -группы включает решающее устройство (РУ) и m параллельных каналов обработки, каждый из которых содержит устройство формирования оценки $y_i(t)$ сигнала $s_i(t)$, устройство вычисления корреляционного интеграла $z_i(t)$ и устройство стробирования (УС) (см. рис. 3).

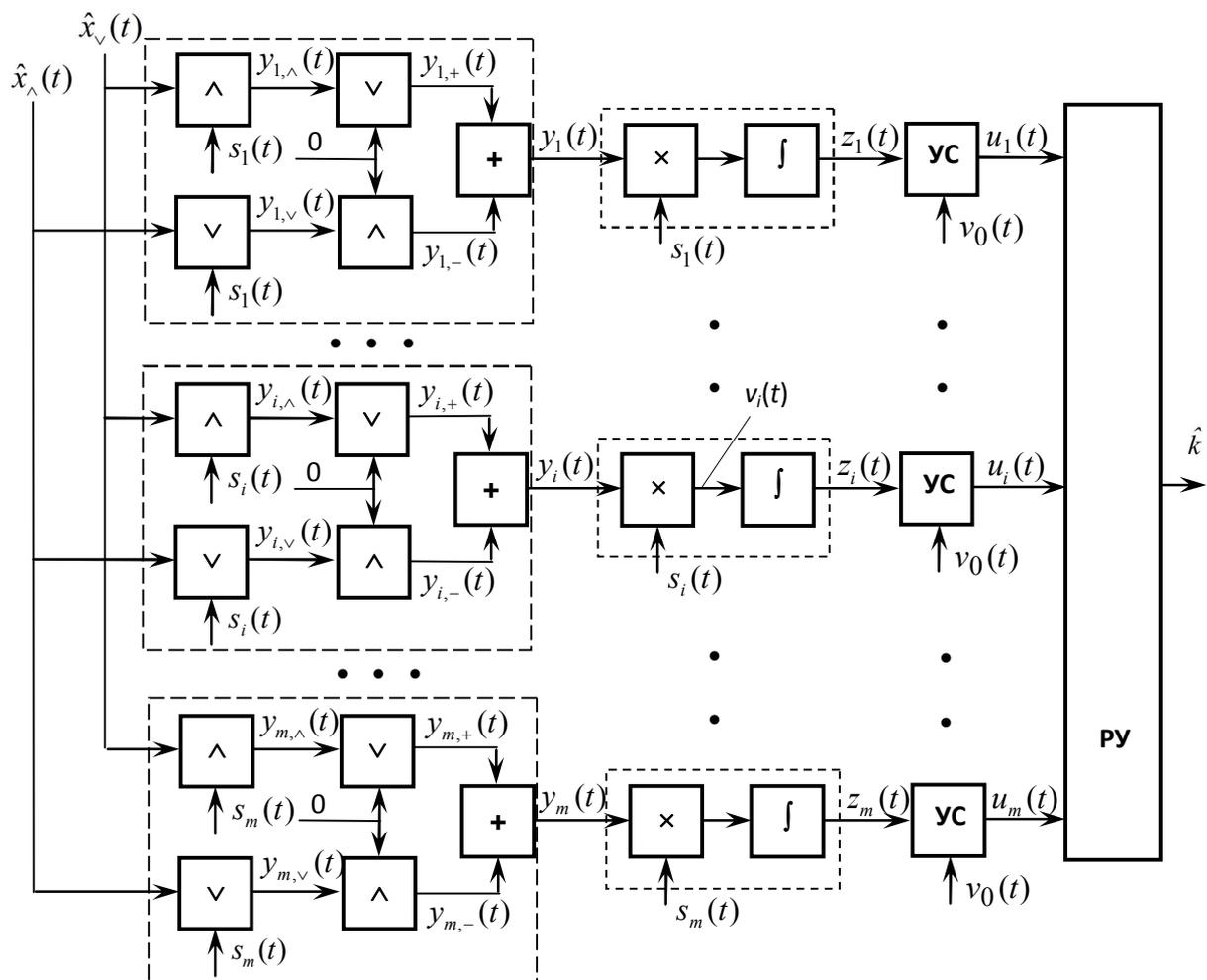


Рис. 3.

Устройство формирования оценки $y_i(t)$ сигнала $s_i(t)$ содержит канал формирования положительной $y_{i,+}(t)$ (8а) части оценки $y_{i,\wedge}(t)$ (9а) принимаемого сигнала $s_i(t)$ и канал формирования отрицательной $y_{i,-}(t)$ (8б) части оценки $y_{i,\vee}(t)$ (9б) принимаемого сигнала $s_i(t)$, объединенных сумматором. Канал формирования положительной части оценки содержит последовательно соединенные блоки вычисления нижней и верхней граней соответственно. Канал формирования отрицательной части оценки содержит последовательно соединенные блоки вычисления верхней и нижней граней соответственно.

Устройство вычисления корреляционного интеграла состоит из перемножителя и интегратора.

Рассмотрим особенности работы устройства различения детерминированных ортогональных фазоманипулированных сигналов при реализации метода отображения линейного пространства сигналов в пространство сигналов со свойствами L -группы путем инвертирования фазы сигнала в частотной области, который основывается на уравнениях (2), (3), (4а)...(4ж), (5а,б). Особенности функционирования устройства различения сигналов, показанного на рис.2.3.3, будут приведены на примере результатов статистического моделирования процесса различения детерминированных ортогональных фазоманипулированных сигналов в соответствии с алгоритмом, который определяется соотношениями (6), (7), (8), (8а,б), (9а,б).

Все приведенные ниже рисунки соответствуют следующим условиям моделирования: принимаемые полезные сигналы из множества сигналов $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$ – детерминированные ортогональные фазоманипулированные с одинаковой энергией длительностью T , $T=512$ отсчетов, каждый сигнал содержит восемь дискретов; помеха $n(t)$ – гауссовский шум с независимыми отсчетами; отношение сигнал-помеха E/N_0 составляло величину $E/N_0=2$, где E – энергия сигнала $s_i(t)$, N_0 – спектральная плотность мощности помехи.

На рис. 4а, 4б показаны реализации $\hat{x}_{\vee}^*(t)$, $\hat{x}_{\wedge}^*(t)$ оценок $\hat{x}_{\vee}(t)$, $\hat{x}_{\wedge}(t)$ верхней $x_{\vee}(t) = s_k(t) \vee n(t)$ и нижней $x_{\wedge}(t) = s_k(t) \wedge n(t)$ граней сигнала $s_k(t)$ и помехи $n(t)$, сформированные в соответствии с соотношениями (5а,б) на основе оценки $\overline{n(t) - s_k(t)}$ разности $n^*(t) - s_k(t)$ реализации $n^*(t)$ помехи (шума) $n(t)$ и сигнала $s_k(t)$. Напомним, что оценки $\hat{x}_{\vee}(t)$, $\hat{x}_{\wedge}(t)$ результатов взаимодействий $x_{\vee}(t)$, $x_{\wedge}(t)$ сигнала $s_k(t)$ и помехи $n(t)$ в пространстве сигналов со свойствами L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ с операциями верхней и нижней граней \vee, \wedge являются входными сигналами для устройства различения сигналов, показанного на рис. 3.

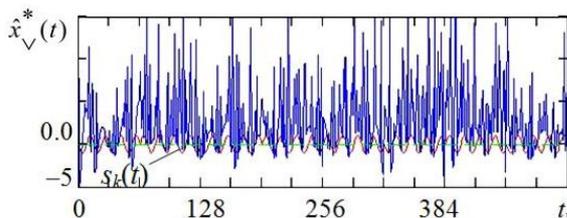


Рис. 4а

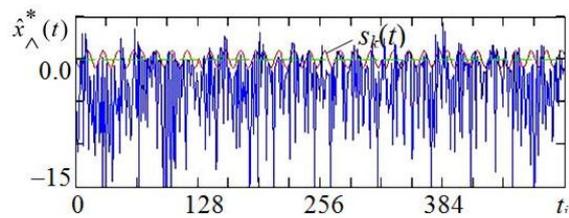


Рис. 4б

На рис. 5а, 5б показаны реализации $y_{k,\wedge}^*(t)$, $y_{k,\vee}^*(t)$ (сплошной линией) процессов $y_{k,\wedge}(t)$, $y_{k,\vee}(t)$ на выходе блоков вычисления нижней и верхней граней соответственно

устройства формирования оценки $y_k(t)$ сигнала $s_k(t)$ в k -ом канале обработки при условии, что осуществляется прием сигнала $s_k(t)$. Принимаемый сигнал $s_k(t)$ показан пунктиром.

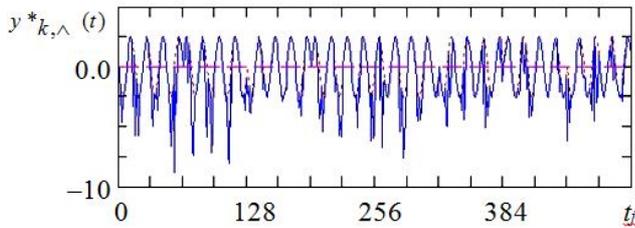


Рис. 5а

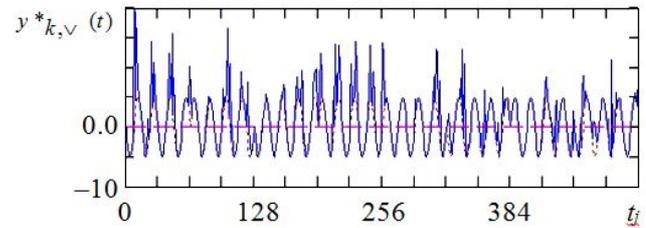


Рис. 5б

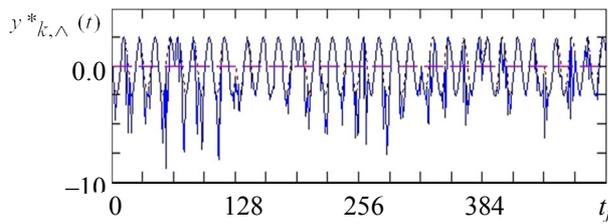


Рис. 6а

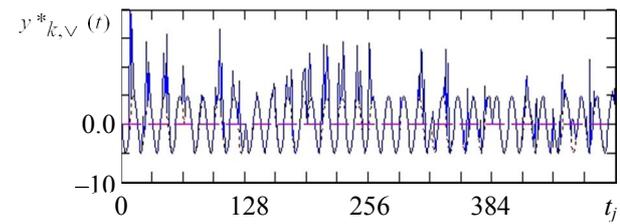


Рис. 6б

На рис. 6а, 6б показаны реализации $y_{i,\wedge}^*(t)$, $y_{i,\vee}^*(t)$ (сплошной линией) процессов $y_{i,\wedge}(t)$, $y_{i,\vee}(t)$ на выходе блоков вычисления нижней и верхней грани соответственно устройства формирования оценки $y_i(t)$ сигнала $s_i(t)$ в i -ом канале обработки при условии, что осуществляется прием сигнала $s_k(t)$. Принимаемый сигнал $s_k(t)$ показан пунктиром.

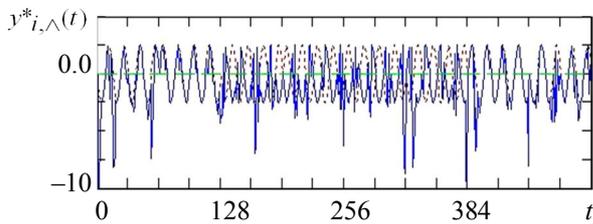


Рис. 6а

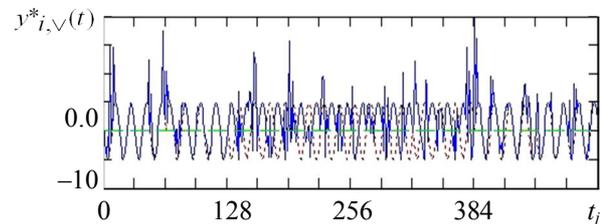


Рис. 6б

Заметим одну важную особенность, видную на рис.6а,б. Опорные сигналы $s_k(t)$ и $s_i(t)$ k -ого и i -ого каналов соответственно, являющиеся ортогональными, характеризуются синфазными первыми двумя дискретами (интервал $[0,128]$), противоположными по фазе 3-м, 4-м, 5-м, 6-м дискретами (интервал $[128,384]$), а также синфазными последними двумя дискретами (интервал $[384,512]$). При условии синфазности дискрет опорного сигнала в канале обработки с дискретами принимаемого сигнала $s_k(t)$ (в данном случае на интервалах $[0,128]$ и $[384,512]$) предварительные оценки сигнала $y_{i,\wedge}(t)$, $y_{i,\vee}(t)$ весьма коррелированы с принимаемым сигналом $s_k(t)$. В случае нахождения дискрет опорного сигнала в канале обработки с дискретами принимаемого сигнала $s_k(t)$ в противофазе (в данном случае на интервале $[128,384]$), предварительные оценки сигнала $y_{i,\wedge}(t)$, $y_{i,\vee}(t)$ слабо коррелированы с принимаемым сигналом $s_k(t)$. Напомним, что сигналы, показанные на рис.5а,б; 6а,б соответствуют условию, когда отношение сигнал-шум (сигнал-помеха) составляет 2 (по мощности). Как видно из рисунков, отрицательные части процессов $y_{k,\wedge}(t)$, $y_{i,\wedge}(t)$ и

положительные части процессов $y_{k,\vee}(t)$, $y_{i,\vee}(t)$ характеризуется наличием помеховых выбросов, которые впоследствии будут удалены на следующем этапе обработки.

На рис. 7а, б показаны реализации $y_k^*(t)$, $y_i^*(t)$ процессов $y_k(t)$, $y_i(t)$ на выходе сумматора в k -ом и i -ом каналах обработки соответственно (см. рис. 3) при условии, что осуществляется прием сигнала $s_k(t)$. Опорные сигналы $s_k(t)$, $s_i(t)$ в k -ом и i -ом каналах

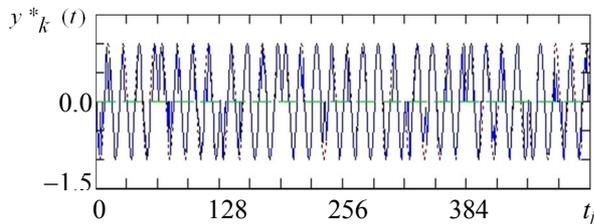


Рис. 7а

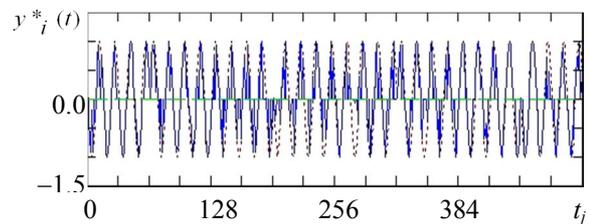


Рис. 7б

обработки соответственно показаны пунктиром.

Подчеркнем важную особенность, имеющую место на рис. 7а,б. В целом, оценка $y_k(t)$ в k -ом канале обработки достаточно хорошо согласуется с принимаемым сигналом $s_k(t)$ (рис. 7а). При условии синфазности дискрет опорного сигнала $s_i(t)$ в i -ом канале обработки с дискретами принимаемого сигнала $s_k(t)$ (в данном случае на интервалах $[0,128]$ и $[384,512]$) оценка сигнала $y_i(t)$ в i -ом канале обработки весьма коррелирована с принимаемым сигналом $s_k(t)$ и опорным сигналом $s_i(t)$ данного канала. В случае нахождения дискрет опорного сигнала $s_i(t)$ в i -ом канале обработки в противофазе с дискретами принимаемого сигнала $s_k(t)$ (в данном случае на интервале $[128,384]$), оценка сигнала $y_i(t)$ в i -ом канале обработки также является коррелированной с опорным сигналом $s_i(t)$ канала, однако менее коррелирована, чем в случае синфазности дискрет, что создает основу для различения сигналов $y_k(t)$ и $y_i(t)$ по энергетическому параметру, что собственно, и предусмотрено последующим этапом обработки.

На рис. 8а показаны графики зависимости полной вероятности ошибки различения ортогональных сигналов $P_e(q_b^2)$ от приведенного отношения сигнал-шум $q_b^2 = E_b / N_0$, $E_b = E / \log_2 m$, $q^2 = q_b^2 \log_2 m$, рассчитанные по известному соотношению (см., например

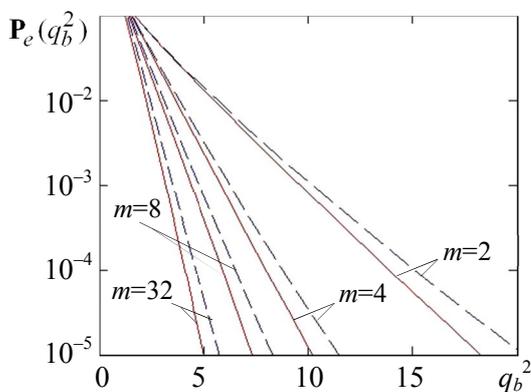


Рис. 8а

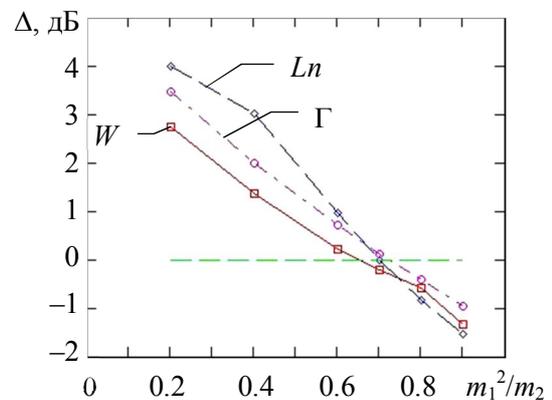


Рис. 8б

[5,(2.4.43)] (сплошной линией) для оптимального демодулятора, показанного, например, на рис. 2.20б [5], а также рассчитанной по соотношению, полученному для демодулятора,

схема которого приведена на рис. 2 (штриховой линией), для сигналов из множества $S = \{s_i(t)\}$, $i = 1, \dots, m$, $m = 2, 4, 8, 32$. Также, как и в предыдущем случае, помехоустойчивость демодулятора, который решает задачу различения ортогональных сигналов в пространстве сигналов со свойствами L -группы, характеризуется небольшим проигрышем (не более 1 дБ при $m \geq 8$, $P_e(q_b^2) = 10^{-5}$) в необходимом отношении сигнал-шум по сравнению с теоретически возможным результатом.

Напомним, что зависимости, приведенные на рис. 8а, получены в предположении нормальности распределения помехи (шума).

На рис. 8б показаны результаты статистического моделирования зависимости величины выигрыша (проигрыша) $\Delta = 10 \lg(q_{LS}^2 / q_L^2)$, получаемого при различении ортогональных сигналов $m = 2$ демодулятором, который осуществляет обработку в пространстве сигналов со свойствами L -группы (см. рис. 2) относительно оптимального различителя детерминированных сигналов, осуществляющего обработку в линейном пространстве сигналов, схема которого показана на рис. 2.20б [5], от соотношения m_1^2 / m_2 квадрата математического ожидания m_1 ко второму моменту m_2 огибающих помехи (шума) $n(t)$ с распределениями на трех классах, где q_{LS}^2, q_L^2 – величины отношения сигнал-шум для оптимального различителя детерминированных сигналов и демодулятора, показанного на рис. 2, соответственно, при которых обеспечивается полная вероятность ошибки $P_e(q^2) = 10^{-3}$. Огибающие помехи (шума) $n(t)$ на каждом из указанных трех классов распределения характеризуются соотношениями: $m_1^2 / m_2 = 0.2; 0.4; 0.6; 0.7; 0.8; 0.9$. Распределения помехи (шума) $n(t)$ на трех классах обозначены следующим образом: Вейбулла (W) — сплошная кривая, помеченная квадратами $\square-\square-\square$; логнормальное (Ln) — штриховая линия, обозначенная ромбами $\diamond-\diamond-\diamond$; Гамма (Γ) — штрих-пунктирная линия, помеченная кружочками $\circ-\circ-\circ$.

Как следует из результатов статистического моделирования, показанных на рис. 8б, при огибающей помехи (шума) $n(t)$ с соотношением $m_1^2 / m_2 = 0.9$, демодулятор пространства сигналов со свойствами L -группы проигрывает оптимальному различителю около 1.0...1.6 дБ на трех видах распределения. При огибающих помехи (шума) $n(t)$ с соотношением $m_1^2 / m_2 = 0.8$ демодулятор пространства сигналов со свойствами L -группы проигрывает оптимальному различителю около 0.3...0.9 дБ. При огибающей помехи (шума) $n(t)$ с соотношением $m_1^2 / m_2 = 0.7$ на всех трех видах распределения величина выигрыша (проигрыша) при обработке не превышает 0.2 дБ. При огибающей помехи (шума) $n(t)$ с соотношением $m_1^2 / m_2 = 0.6$ демодулятор пространства сигналов со свойствами L -группы обеспечит выигрыш при обработке до 1.0 дБ. Та же картина, но с еще большим выигрышем, наблюдается при огибающей помехи (шума) $n(t)$ с соотношениями $m_1^2 / m_2 = 0.4; 0.2$: здесь демодулятор пространства сигналов со свойствами L -группы обеспечивает выигрыш 1.3...3.0 дБ и 2.8...4.0 дБ соответственно.

Выводы

1) Исследуемый различитель ортогональных сигналов, построенный на алгоритме обработки (6), (7), (8), (8а,б), (9а,б), незначительно уступает оптимальному демодулятору в качестве различения при обработке сигналов на фоне гауссовских помех (шумов).

2) Различитель сигналов, построенный на алгоритме обработки (6), (7), (8), (8а,б), (9а,б), обеспечивает выигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с оптимальным демодулятором сигналов на широком классе распределений, которые описывают поведение

шумов (помех) імпульсного типу, для которых характерно соотношение m_1^2/m_2 первых двух моментів огибаючої помехи (шума) на інтервалі $0 < m_1^2/m_2 < 0.7$, приче́м получае́мый виигрыш може́ть те́м значите́льнее, че́м ме́ньше m_1^2/m_2 . 3) Предложе́нные алго́ритмы це́лесообразно реалізо́вывать в фо́рме цифрово́й обра́тки сигна́лов.

Список использованной литературы

1. Репин В.Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
2. Kassam S.A., Poor H.V. Robust techniques for signal processing: A Survey / S.A. Kassam, H.V. Poor // Proceedings of IEEE. – 1985. – Vol. 73, №3. – pp. 433–481.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
4. Богданович В.А. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов / В.А. Богданович, А.Н. Вострецов. – М.: Физматлит, 2004. – 320 с.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
6. Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценивание их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
7. Биркгоф Г. Теория решеток / Г. Биркгоф. – М.: Наука, 1984. – 568 с.
8. Попов А.А. Основы обработки сигналов в метрических пространствах со свойствами решетки. Часть 1. Математические основы теории информации в приложении к обработке сигналов / А.А. Попов. – К.: ЦНИИ ВВТ, 2013. – 416 с.
9. Патент 95158 Україна, Н 04 В 15/00. Пристрій перетворення простору сигналів / Попов А.О. Заявник і патентовласник Попов А.О.; заявл. 04.07.2014; опубл. 10.12.2014 // Бюл. № 23.
10. Патент 98995 Україна, Н 04 В 15/00. Спосіб перетворення простору сигналів / Попов А.О. Заявник і патентовласник Попов А.О.; заявл. 17.12.2014; опубл. 12.05.2015 // Бюл. № 9.
11. Rao K.R., Yip P. Discrete Cosine Transform: Algorithms, Advantages, Applications / K.R. Rao, P. Yip. Boston, MA: Academic Press, 1990. – 428 p.

Автори статті

Попов Андрій Олексійович - кандидат технічних наук, доцент, провідний науковий співробітник, Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки, Київ, Україна. Тел. +38 066 299 29 80. E-mail: andoff@rambler.ru

Authors of the article

Popov Andriy Oleksiyovych - candidate of science (technic), assistant professor, leading research scientist, Central Research Institute of Armament and Defence Technologies, Kyiv, Ukraine. Tel. +38 066 299 29 80. E-mail: andoff@rambler.ru

Дата надходження в редакцію: 04.02.2017 р.

Рецензент: д.т.н., доцент В.Ф. Заїка