УДК 621.391

Попов А. А., к.т.н. *(Центральный НИИ вооружения и военной техники ВС Украины)*

ОБНАРУЖЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ПОМЕХИ В ПРОСТРАНСТВЕ СИГНАЛОВ СО СВОЙСТВАМИ РЕШЕТКИ

Попов А. О. Виявлення детермінованого сигналу на фоні завади в просторі сигналів з властивостями решітки. Розглянуті особливості побудови виявника детермінованого сигналу на фоні завади в просторі сигналів з властивостями решітки. Показано, що синтезований виявник детермінованого сигналу характеризується властивістю інваріантності по відношенню до умов параметричної і непараметричної апріорної невизначеності. Встановлено, що у просторі сигналів з властивостями решітки можуть бути досягнуті істотно більш високі показники якості виявлення детермінованих сигналів, ніж в лінійному просторі сигналів.
Ключові слова: ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ, ПРОСТІР СИГНАЛІВ, РЕШІТКА, МЕТРИКА

Попов А. А. Обнаружение детерминированного сигнала на фоне помехи в пространстве сигналов со свойствами решетки. Рассмотрены особенности построения обнаружителя детерминированного сигнала на фоне помехи в пространстве сигналов со свойствами решетки. Показано, что синтезированный обнаружитель детерминированного сигнала обладает свойством инвариантности по отношению к условиям параметрической и непараметрической априорной неопределенности. Установлено, что в пространстве сигналов со свойствами решетки могут быть достигнуты существенно более высокие показатели качества обнаружения детерминированных сигналов, чем в линейном пространстве сигналов.
Ключевые слова: ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ, ПРОСТРАНСТВО СИГНАЛОВ, РЕШЕТКА, МЕТРИКА

Popov A. O. Detection of the determined signal on a noise background in signal space with lattice properties. The construction features of the determined signal detector on a noise background in a signal space with lattice properties are surveyed. Is shown, that the synthesized determined signal detector has property of invariance with respect to conditions of parametric and nonparametric prior uncertainty. Is determined, that in a signal space with lattice properties much higher quality characteristics of detection of the determined signals can be reached, than in a linear space of signals.
Key words: SIGNALS DETECTION, SIGNAL SPACE, LATTICE, METRIC.

Известные варианты постановки задачи обнаружения сигналов сформулированы в своем большинстве для случая аддитивного взаимодействия $x = s + n$ (в терминологии линейного пространства) сигнала s и помехи n [1...4]. Тем не менее, допускается постановка данной задачи на основе более общей модели взаимодействия: $x = \Phi(s, n)$, где Φ – некоторая детерминированная функция [5, 6]. Разнообразие изученных в современной математике алгебраических систем дает возможность исследовать свойства и характеристики оценок сигнала в условиях его взаимодействия с помехой (шумом) в пространствах сигналов, отличающихся от линейного. В существующей алгебраической литературе решетки $\mathcal{L}(\vee,\wedge)$ с операциями верхней и нижней граней, соответственно: $a \vee b = \sup_L\{a,b\}$, $a \wedge b = \inf_L\{a,b\}$; $a,b \in \mathcal{L}(\vee,\wedge)$ известны достаточно давно и хорошо исследованы [7, 8].

Постановка какой-либо задачи обработки сигналов часто характеризуется тем или иным уровнем априорной неопределенности относительно полезных и/или помеховых сигналов. Поэтому весьма прозорливо Ф. М. Вудворд в работе [9] высказывал опасения, что вопрос об априорных распределениях информационных и неинформационных параметров сигналов станет камнем преткновения на пути синтеза оптимальных алгоритмов обработки сигналов. Это высказывание в полной мере относится и к оптимальному обнаружению сигналов, при котором знанию вероятностно-статистических характеристик помехи принадлежит значительная роль в решении задачи синтеза оптимальных алгоритмов. В предлагаемом подходе к решению данной задачи в пространстве сигналов со свойствами решетки достаточно просто знать, что полезный сигнал является детерминированным.

Вопросы методологии синтеза устройств обработки сигналов в пространствах со свойствами решетки еще не исследованы. Настоящая статья преследует двоякую цель. *Во-первых*, требуется синтезировать обнаружитель детерминированного сигнала на фоне помехи с произвольными вероятностно-статистическими свойствами в пространстве сигналов со свойствами решетки. *Во-вторых*, необходимо привести описание характеристик и свойств синтезированного устройства и сравнить их с известными аналогами, решающими задачу обнаружения в линейном пространстве сигналов.

Область применения детерминированных сигналов ограничена, в основном, рамками теоретического анализа, результаты которого в виде предельно возможных показателей качества обработки могут быть использованы для сравнения с другими алгоритмами обработки сигналов. Обычно принято считать, что вероятностный характер наблюдаемого случайного процесса приводит к тому, что любой обнаружитель сигналов на фоне помехи характеризуется ненулевой вероятностью ошибочных решений. Однако, как будет показано ниже, это не всегда справедливо, например, когда речь идет об обнаружении детерминированных сигналов в пространстве сигналов со свойствами решетки.

При обнаружении сигнала $s(t)$ ставится задача определить, присутствует он или нет в принимаемой реализации случайного процесса $x(t)$ на интервале наблюдения T_{obs}. Рассмотрим модель взаимодействия сигнала $s(t)$ с полностью известными параметрами и помехи $n(t)$ в пространстве сигналов в виде дистрибутивной решетки $\mathcal{L}(\vee,\wedge)$ с операциями верхней $a\vee b$ и нижней $a\wedge b$ граней, соответственно: $a\vee b=\sup_L(a,b)$, $a\wedge b=\inf_L(a,b)$; $a,b\in\mathcal{L}(\vee,\wedge)$:

$$x(t)=\theta s(t)\vee n(t);\ t\in T_s\equiv T_{\text{obs}};\ \theta\in\{0,1\}, \quad (1)$$

где $T_s=[t_0,t_0+T]$ – область определения сигнала $s(t)$; t_0 – известное время прихода сигнала $s(t)$; T – длительность сигнала $s(t)$; θ – неизвестный неслучайный параметр, способный принимать лишь два значения: θ =0 (сигнал отсутствует) и θ =1 (сигнал присутствует).

Задача обнаружения детерминированного сигнала, таким образом, сводится к оценке неизвестного неслучайного параметра θ. В результате её решения должна быть получена структурная схема оптимального обнаружителя сигнала и определены его показатели качества обнаружения (условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги).

Будем полагать, что помеха $n(t)$ характеризуется произвольным распределением с симметричной одномерной плотностью распределения вероятностей: $p_n(x)=p_n(-x)$.

Для синтеза обнаружителей в линейном пространстве $\mathcal{L}(+)$, т.е. когда $x(t)=\theta s(t)+n(t)$, $\theta\in\{0,1\}$, как правило, используют раздел теории статистических выводов, называемый проверкой статистических гипотез. Любая из рассматриваемых в известной литературе стратегий принятия решения (в рамках решения задачи обнаружения сигнала) предполагает вычисление отношения правдоподобия, для чего, в свою очередь, необходимо определить функции правдоподобия. Функция правдоподобия определяется многомерной плотностью распределения вероятности помехи $n(t)$, поэтому при решении задачи обнаружения сигналов в линейном пространстве $\mathcal{L}(+)$, т.е., когда имеет место уравнение взаимодействия $x(t)=s(t)+n(t)$, для вычисления функции правдоподобия используется методический прием, заключающийся в замене переменной: $n(t)=x(t)-s(t)$ [1, 2]. Однако, воспользоваться тем же приемом для определения отношения правдоподобия при взаимодействии сигнала и помехи вида (1) не представляется возможным, поскольку уравнение (1) неразрешимо относительно переменной $n(t)$, так как решетка $\mathcal{L}(\vee,\wedge)$ не обладает свойствами группы. Здесь нужен другой подход.

Применительно к рассматриваемому случаю (1) решение задачи обнаружения сигнала $s(t)$ на фоне помехи $n(t)$ с произвольным распределением заключается в формировании такой оценки $\hat{s}(t)$ принимаемого сигнала, которая наилучшим образом (по выбранным критериям) позволяла бы наблюдателю различать две возможные ситуации приема сигнала, определяемые параметром θ. Здесь задача обнаружения $Det[s(t)]$ сигнала $s(t)$

сформулирована на основе задачи минимизации квадрата метрики $\int_{T_s} |y(t)-s(t)|^2 \,\mathrm{d}t$ между функцией $y(t)=F[x(t)]$ от наблюдаемого процесса $x(t)$ и сигналом $s(t)$ при условии, что в наблюдаемом процессе $x(t)$ содержится сигнал $\theta s(t)=s(t)$ (θ =1): $x(t)=s(t)\vee n(t)$:

$$Det[s(t)]=\begin{cases} y(t)=F[x(t)]=\hat{s}(t); & (2/1)\\ \int_{T_s} |y(t)-s(t)|^2 \,\mathrm{d}t\big|_{\theta=1} \to \min\limits_{y(t)\in Y}; & (2/2)\\ \hat{\theta}=1[\max\limits_{t\in T_s}[\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t]\big|_{\theta\in\{0,1\}}-l_0]; & (2/3)\\ \int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t]\big|_{\theta=1} \neq \int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t]\big|_{\theta=0}, & (2/4)\end{cases} \tag{2}$$

где $y(t)=\hat{s}(t)$ – оценка сигнала $\theta s(t)$, $\theta\in\{0,1\}$ в наблюдаемом процессе $x(t)$: $x(t)=\theta s(t)\vee n(t)$; $F[*]$–некоторая детерминированная функция; $\int_{T_s} |y(t)-s(t)|^2 \,\mathrm{d}t=$ $=\|y(t)-s(t)\|^2$ – квадрат метрики между сигналами $y(t)$, $s(t)$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$; $\hat{\theta}$ – оценка неизвестного неслучайного параметра θ, $\theta\in\{0,1\}$; $\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t=(y(t),s(t))$ – скалярное произведение сигналов $y(t)$, $s(t)$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$; $1[x]$ – единичная ступенчатая функция Хевисайда; l_0 – некоторое пороговое значение.

Соотношение (2/1) системы (2) задает правило формирования оценки $\hat{s}(t)$ принимаемого сигнала в виде некоторой детерминированной функции $F[x(t)]$ от наблюдаемого процесса $x(t)$. Соотношение (2/2) определяет критерий минимума квадрата метрики $\int_{T_s} |y(t)-s(t)|^2 \,\mathrm{d}t\big|_{\theta=1}$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$ между сигналами $y(t)$ и $s(t)$, причем данный критерий рассматривается при условии, что осуществляется прием сигнала $\theta s(t)=s(t)$ (θ =1): $x(t)=s(t)\vee n(t)$. Соотношение (2/3) системы (2) определяет правило формирования оценки $\hat{\theta}$ параметра θ, которое заключается в вычислении максимального значения корреляционного интеграла между оценкой $y(t)=\hat{s}(t)$ и полезным сигналом $s(t)$ а также последующим его сравнении с пороговым значением l_0. Неравенство (2/4) определяет ограничение, которое должно безусловно выполняться для успешного решения задачи обнаружения (формирования оценки $\hat{\theta}$) по правилу (2/3).

Решение задачи минимизации квадрата метрики $\int_{T_s} |y(t)-s(t)|^2 \,\mathrm{d}t\big|_{\theta=1}$ между функцией $y(t)=F[x(t)]$ и сигналом $s(t)$ при условии его наличия в наблюдаемом процессе $x(t)$: $x(t)=s(t)\vee n(t)$, следует непосредственно из аксиомы поглощения решетки $\mathcal{L}(\vee,\wedge)$, которая содержится в третьей части многозвенного тождества:

$$y(t)=s(t)\wedge x(t)=s(t)\wedge[s(t)\vee n(t)]=s(t). \tag{3}$$

Из тождества (3) непосредственно следует, *во-первых,* вид функции $F[x(t)]$ из соотношения (2/1) системы (2):

$$y(t)=F[x(t)]=s(t)\wedge x(t). \tag{4}$$

Во-вторых, из соотношения (3) следует тождественность квадрата метрики $\|y(t)-s(t)\|^2$ нулю:

$$\int_{T_s} |\,y(t)-s(t)\,|^2 \,\mathrm{d}t\Big|_{\theta=1} = 0.$$

Из тождества (4), в свою очередь, следует, что при условии наличия сигнала $s(t)$ в наблюдаемом процессе $x(t)=s(t)\vee n(t)$ корреляционный интеграл $\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\Big|_{\theta=1}$ принимает максимальное значение в момент времени $t=t_0+T$, равное энергии E сигнала $s(t)$:

$$\max_{t=t_0+T}[\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\Big|_{\theta=1}] = \int_{t_0}^{t_0+T} s(t)s(t)\mathrm{d}t = E. \quad (5)$$

Проанализируем множество значений оценки $y(t)\big|_{\theta=0}$, которая в соответствии с тождеством (4) определяется выражением:

$$y(t)\big|_{\theta=0} = s(t)\wedge[0\vee n(t)]. \quad (6)$$

Из тождества (6) следует, что, при совместном выполнении неравенств $s(t)>0$ и $n(t)\le 0$, оценка $y(t)\big|_{\theta=0}$ принимает значения, равные нулю:

$$y(t)\big|_{\theta=0} = 0,$$

в то время как при совместном выполнении неравенств $s(t)>0$ и $n(t)>0$, а также при выполнении неравенства $s(t)\le 0$ оценка $y(t)\big|_{\theta=0}$ принимает значения, равные мгновенным значениям полезного сигнала $s(t)$:

$$y(t)\big|_{\theta=0} = s(t).$$

Поэтому, исходя из априорного предположения о симметричности одномерной плотности распределения вероятностей помехи $p_n(x)=p_n(-x)$, оценка $y(t)\big|_{\theta=0}$, определяемая тождеством (6) будет принимать значения, равные нулю $y(t)\big|_{\theta=0}=0$ с вероятностью $P=1/4$, а также значения, равные полезному сигналу $y(t)\big|_{\theta=0}=s(t)$ с вероятностью $P=3/4$. Однако, несмотря на достаточно высокую степень взаимной корреляции между оценкой $y(t)\big|_{\theta=0}$ и полезным сигналом $s(t)$, максимальное значение корреляционного интеграла $\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\Big|_{\theta=0}$ при $\theta=0$ в момент времени $t=t_0+T$, будет равно 3/4 энергии E сигнала $s(t)$:

$$\max_{t=t_0+T}[\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\Big|_{\theta=0}] = 3\int_{t_0}^{t_0+T} s(t)s(t)\mathrm{d}t\,/4 = 3E/4. \quad (7)$$

Тождества (5) и (7), во-первых, подтверждают выполнение ограничения (2/4) системы (2), а во-вторых, задают верхнее и нижнее граничные значения для порогового уровня l_0 соответственно:

$$3E/4 < l_0 < E. \quad (8)$$

Подытожив, таким образом, смысл соотношений (2/1), (2/2), (2/3) системы (2), можно сделать вывод о том, что устройство обнаружения детерминированного сигнала должно формировать оценку $y(t)=\hat{s}(t)$, равную в соответствии с (4): $\hat{s}(t)=s(t)\wedge x(t)$; вычислять корреляционный интеграл $\int_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t$ на интервале $T_s=[t_0,t_0+T]$, и принимать решение о наличии или отсутствии полезного сигнала $s(t)$. В соответствии с уравнением (2/3) системы (2) решение $\hat{\theta}=1$ о том, что в наблюдаемом процессе $x(t)$ присутствует сигнал $s(t)$ ($\theta=1$), принимается в случае, если в момент времени $t=t_0+T$ фиксируется максимальное значение корреляционного интеграла $\int\limits_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\big|_{\theta=1}=E$, превышающее пороговый уровень l_0. Решение $\hat{\theta}=0$ о том, что в наблюдаемом процессе $x(t)$ полезный сигнал $s(t)$ отсутствует ($\theta=0$), принимается в случае, если в момент времени $t=t_0+T$ фиксируется максимальное значение корреляционного интеграла $\int\limits_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t\big|_{\theta=0}=3E/4$, которое оказывается меньше порогового уровня l_0.

Структурная схема устройства обнаружения детерминированных сигналов в пространстве сигналов со свойствами решетки включает схему формирования оценки $\hat{s}(t)=y(t)$ сигнала $s(t)$; устройство вычисления корреляционного интеграла $\int\limits_{T_s} y(t)s(t)\mathrm{d}t$; устройство стробирования (УС) и решающее устройство (РУ) (см. рис. 1). Устройство вычисления корреляционного интеграла состоит из перемножителя и интегратора.

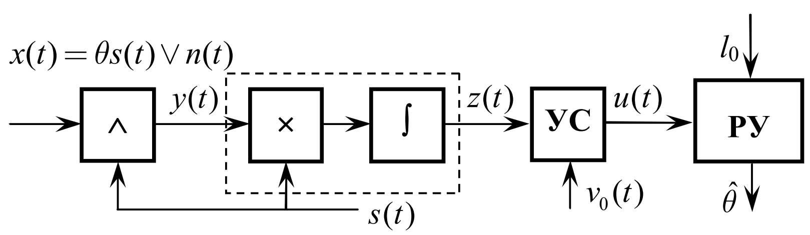

Рис. 1. Структурная схема устройства обнаружения

Проанализируем метрические соотношения между сигналами $\theta s(t)=s(t)$ ($\theta=1$), $\theta s(t)=0$ ($\theta=0$) и их оценками $\hat{s}(t)\big|_{\theta=1}=y(t)\big|_{\theta=1}$, $\hat{s}(t)\big|_{\theta=0}=y(t)\big|_{\theta=0}$. Для сигналов $\theta s(t)=s(t)$, $\theta s(t)=0$ и их оценок $y(t)\big|_{\theta=1}$, $y(t)\big|_{\theta=0}$ справедливы следующие метрические соотношения:

$$\left\|0-y(t)\big|_{\theta=1}\right\|^2+\left\|s(t)-y(t)\big|_{\theta=1}\right\|^2=\left\|0-s(t)\right\|^2=\left\|s(t)\right\|^2; \qquad (9а)$$

$$\left\|0-y(t)\big|_{\theta=0}\right\|^2+\left\|s(t)-y(t)\big|_{\theta=0}\right\|^2=\left\|0-s(t)\right\|^2=\left\|s(t)\right\|^2, \qquad (9б)$$

где $\left\|a(t)-b(t)\right\|^2=\left\|a(t)\right\|^2+\left\|b(t)\right\|^2-2(a(t),b(t))$ – квадрат метрики между функциями $a(t),b(t)$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$; $\left\|a(t)\right\|^2$ – квадрат нормы функции $a(t)$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$; $(a(t),b(t))=\int\limits_{T^*} a(t)b(t)\mathrm{d}t$ – скалярное произведение функций $a(t),b(t)$ в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$; T^* – область определения функций $a(t),b(t)$.

Из соотношений (4), (9а) непосредственно следует, что при произвольном отношении сигнал-помеха в наблюдаемом на входе устройства обнаружения процессе $x(t)=s(t)\vee n(t)$, коэффициент корреляции $\rho[s(t),y(t)\big|_{\theta=1}]$ между сигналом $s(t)$ и оценкой $y(t)\big|_{\theta=1}$ сигнала $s(t)$ в силу их тождества ($y(t)\big|_{\theta=1}=s(t)$) равен единице:

$$\rho[s(t),y(t)\big|_{\theta=1}]=1,$$

а квадраты метрик из (9а) определяются следующими соотношениями:

$$\left\|s(t)-y(t)\big|_{\theta=1}\right\|^2=0;\ \left\|0-y(t)\big|_{\theta=1}\right\|^2=\left\|0-s(t)\right\|^2=\left\|s(t)\right\|^2=E,$$

где E – энергия сигнала $s(t)$.

Из соотношений (7), (9б) следует, что при отсутствии сигнала в наблюдаемом на входе устройства обнаружения процессе $x(t)=0\vee n(t)$, коэффициент корреляции $\rho[s(t),y(t)\big|_{\theta=0}]$ между сигналом $s(t)$ и оценкой $y(t)\big|_{\theta=1}$ равен:

$$\rho[s(t), y(t)\big|_{\theta=0}] = \frac{(y(t)\big|_{\theta=0}, s(t))}{\sqrt{\| y(t)\big|_{\theta=0} \|^2 \| s(t) \|^2}} = \sqrt{3/4},$$

а квадраты метрик из (9б) определяются следующими соотношениями:

$$\left\| 0 - y(t)\big|_{\theta=0} \right\|^2 = 3E/4; \tag{10а}$$

$$\left\| s(t) - y(t)\big|_{\theta=0} \right\|^2 = E/4; \tag{10б}$$

$$\left\| 0 - s(t) \right\|^2 = E. \tag{10в}$$

Соотношения (10 а, б, в) указывают на то, что в гильбертовом пространстве разность $s(t) - y(t)\big|_{\theta=0}$ сигнала $s(t)$ и оценки $y(t)\big|_{\theta=0}$ и сама оценка $y(t)\big|_{\theta=0}$ ортогональны:

$$s(t) - y(t)\big|_{\theta=0} \perp y(t)\big|_{\theta=0}.$$

На рис. 2 показаны сигналы $z(t)$, $u(t)$ на выходе устройства вычисления корреляционного интеграла (пунктиром) и устройства стробирования (сплошной линией) соответственно, а также стробирующие импульсы $v_0(t)$ (пунктиром), полученные в результате статистического моделирования при условии, что на входе устройства обнаружения в смеси $x(t) = \theta s(t) \vee n(t)$ последовательно во времени на интервалах $[0,T]$, $[T,2T]$, $[2T,3T]$, $[3T,4T]$ принимаются сигналы $\theta s(t) = s(t)$, $\theta s(t)=0$, $\theta s(t) = s(t)$, $\theta s(t)=0$ соответственно. Отношение сигнал-помеха E/N_0 составляло величину $E/N_0=10^{-8}$, где E – энергия сигнала $s(t)$, N_0 – спектральная плотность мощности помехи $n(t)$. В качестве помехи $n(t)$ использовался квазибелый гауссовский шум с независимыми отсчетами. Функция $z(t)$ на выходе устройства вычисления корреляционного интеграла является линейной. Как видно из рис.2, несмотря на весьма малую величину отношения сигнал-помеха, на входе решающего устройства сигналы $u(t)$ (на выходе устройств стробирования) безошибочно различимы по своей амплитуде. Из тождества (5) следует, что при приеме сигнала $s(t)$ в наблюдаемом процессе $x(t) = s(t) \vee n(t)$ ($\theta=1$) на выходе интегратора в момент времени $t = t_0 + jT$, $j = 1,3$ формируется максимальное значение корреляционного интеграла (5), равное $E\rho[s(t), y(t)\big|_{\theta=1}]=E$, тогда как в отсутствии полезного сигнала в наблюдаемом процессе $x(t) = 0 \vee n(t)$ ($\theta=0$) на выходе интегратора (см. рис.1) в момент времени $t = t_0 + jT$, $j = 2,4$ формируется значение корреляционного интеграла, равное $E\rho[s(t), y(t)\big|_{\theta=0}] = 3E/4$.

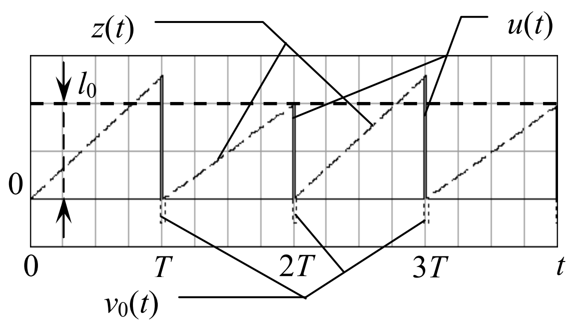

Рис. 2. Сигналы на выходе устройства вычисления корреляционного интеграла и устройства стробирования

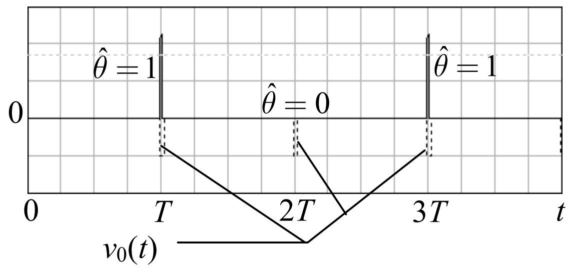

Рис. 3. Сигналы на выходе решающего устройства

На рис.3 показан результат формирования оценки $\hat{\theta}$ неизвестного неслучайного параметра θ на выходе решающего устройства, который характеризует наличие ($\theta=1$) или отсутствие ($\theta=0$) в наблюдаемом процессе $x(t)$ полезного сигнала $s(t)$. Решающее устройство (РУ) (см. рис.1) формирует оценку $\hat{\theta}$ в соответствии с правилом (2/3) системы (2) путем сравнения сигнала $u(t)$ в моменты времени $t = t_0 + jT$, $j = 1,2,3...$ с пороговым значением l_0, которое выбирается в соответствии с двойным неравенством (8).

Таким образом, вне зависимости от условий параметрической и непараметрической априорной неопределенности, и, соответственно, вероятностно-статистических свойств помехи, оптимальный обнаружитель детерминированных сигналов в пространстве сигналов со свойствами решетки безошибочно осуществляет обнаружение сигналов с условными вероятностями правильного обнаружения $D = 1$ и ложной тревоги $F = 0$. Абсолютные значения показателей качества обнаружения $D = 1$, $F = 0$ обусловлены тем, что оценка $y(t) = \hat{s}(t)$ принимаемого сигнала $\theta s(t)$, $\theta \in \{0,1\}$, которая формируется на входе устройства вычисления корреляционного интеграла (см. рис.1), вне зависимости от мгновенного значения помехи $n(t)$ может принимать лишь два значения из двухэлементного множества $\{0, s(t)\}$.

Результаты исследования алгоритма и устройства обнаружения детерминированных сигналов в пространстве сигналов со свойствами решетки позволяют сделать следуюшие выводы.

1. Формулировка задачи синтеза устройства обнаружения детерминированных сигналов на основе минимизации квадрата метрики в гильбертовом пространстве $\mathcal{HS}$ (2/2) при одновременном отказе от использования априорных сведений о распределении помехи обеспечивает свойство инвариантности алгоритма и устройства обнаружения по отношению к условиям параметрической и непараметрической априорной неопределенности, о чем свидетельствуют абсолютные значения условных вероятностей правильного обнаружения $D = 1$ и ложной тревоги $F = 0$.

2. Существенные различия в качестве обнаружения детерминированных сигналов в линейном пространстве $\mathcal{L}(+)$ и пространстве сигналов со свойствами решетки $\mathcal{L}(\vee,\wedge)$ объясняется принципиальной разницей в видах взаимодействия сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$ в этих пространствах: аддитивного $s(t)+n(t)$ и взаимодействия в виде бинарных операций верхней $s(t)\vee n(t)$ и нижней $s(t)\wedge n(t)$ граней соответственно, и, как следствие, различием свойств этих пространств сигналов.

Литература

1. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1 / Г. Ван Трис. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.
2. Middleton D. An introduction to statistical communication theory. IEEE, N.Y.: 1996. – 1152 pp.
3. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
4. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю. Г. Сосулин. – М.: Сов. радио, 1978. – 320 с.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
6. Богданович В. А.. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов / В. А. Богданович, А. Н. Вострецов. – М.: Физматлит, 2004. – 320 с.
7. Биркгоф Г. Теория решеток / Г. Биркгоф. – М.: Наука, 1984. – 568 с.
8. Общая алгебра. Т. 2 / [В. А. Артамонов, В. Н. Салий, Л. А. Скорняков и др.]; под общ. ред. Л. А. Скорнякова. – М.: Наука, 1991. – 480 с.
9. Вудворд Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации / Ф. М. Вудворт. – М.: Сов. радио, 1955. – 384 с.