

3. B. Schneir. Applied Cryptography: Protocols, Algorithms, and Source Code in C, 2nd ed New York // John Wiley and Sons, 1996.

4. Пометун С.О. Алгебраїчні атаки на потокові шифратори як узагальнення кореляційних атак / С.О. Пометун // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2008. – №2. – С.29-40.

УДК 621.391

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

ОБНАРУЖЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА В ПРОСТРАНСТВЕ СИГНАЛОВ СО СВОЙСТВАМИ L -ГРУППЫ С СОВМЕСТНЫМ ОЦЕНИВАНИЕМ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА (ОКОНЧАНИЯ) СИГНАЛА

Попов А.О. Виявлення гармонійного сигналу в просторі сигналів з властивостями L -групи із сумісним оцінюванням часу приходу (закінчення) сигналу. Виконано синтез пристрою виявлення гармонійного сигналу та оцінювання часу його закінчення. Отримані показники якості виявлення сигналів. Вказано верхню границю відносної помилки оцінки часу закінчення сигналу. Показано, що синтезований виявитель гармонійного сигналу характеризується властивістю інваріантності по відношенню до умов параметричної і непараметричної апріорної невизначеності.

Ключові слова: ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ, ПРОСТІР СИГНАЛІВ, L -ГРУПА, ЯКІСТЬ ВИЯВЛЕННЯ

Попов А.А. Обнаружение гармонического сигнала в пространстве сигналов со свойствами L -группы с совместным оцениванием времени прихода (окончания) сигнала. Выполнен синтез устройства обнаружения гармонического сигнала и оценивания времени его окончания. Получены показатели качества обнаружения сигналов. Указана верхняя граница относительной ошибки оценки времени окончания сигнала. Показано, что синтезированный обнаружитель гармонического сигнала обладает свойством инвариантности по отношению к условиям параметрической и непараметрической априорной неопределенности.

Ключевые слова: ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ, ПРОСТРАНСТВО СИГНАЛОВ, L -ГРУППА, КАЧЕСТВО ОБНАРУЖЕНИЯ

Popov A.O. Detection of the harmonic signal with parallel signal beginning (ending) time estimation in signal space with L -group properties. The synthesis of the harmonic signal detection and signal beginning (ending) time estimation unit has been accomplished. Signal detection indexes have been obtained. The upper boundary of relative error of signal beginning (ending) time estimate has been determined. It is shown, that the synthesized signal detector has a property of invariance with respect to conditions of parametric and nonparametric prior uncertainty.

Keywords: SIGNAL DETECTION, SIGNAL SPACE, L -GROUP, DETECTION INDEXES

Известные варианты постановки задачи обнаружения сигналов и оценки их параметров 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]. Разнообразные изученные 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 L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ с операцией сложения «+» аддитивной группы $\mathcal{L}(+)$, а также операциями верхней и нижней граней решетки $\mathcal{L}(\vee, \wedge)$ 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].

В известных задачах оптимального обнаружения сигналов и оценивания их параметров на фоне помех (шумов) в линейном пространстве сигналов, знанию вероятностно-статистических характеристик помехи принадлежит значительная роль при синтезе оптимальных алгоритмов. В предлагаемом подходе к решению данной задачи в пространстве сигналов со свойствами L -группы достаточно просто знать, что полезный сигнал является квазидетерминированным

гармоническим, а помеха характеризуется независимыми отсчетами, взятыми через период колебания несущей гармонического сигнала.

Вопросы методологии синтеза устройств обработки сигналов в пространствах со свойствами L -группы еще не исследованы. Настоящая статья преследует двоякую цель. Во-первых, требуется синтезировать устройство обнаружения квазидетерминированного гармонического сигнала и оценивания времени его прихода (окончания) на фоне помехи с достаточно произвольными вероятностно-статистическими свойствами в пространстве сигналов со свойствами L -группы. Во-вторых, необходимо получить показатели качества обнаружения сигнала и оценивания времени его прихода (окончания).

Как правило, если время прихода (окончания) полезного сигнала известно, то задача обнаружения не имеет смысла с точки зрения получения информации о наличии (отсутствии) сигнала, поэтому здесь задача обнаружения полезного сигнала будет рассматриваться одновременно с задачей оценивания времени прихода (окончания) сигнала.

Синтез и анализ оптимального алгоритма обнаружения гармонического сигнала с неизвестными неслучайными амплитудой и начальной фазой на фоне помехи в пространстве сигналов со свойствами решетки с совместным оцениванием времени прихода (окончания) сигнала выполнены в следующих предположениях. При синтезе распределение помехи $n(t)$ считается произвольным. При проведении последующего анализа синтезированного устройства обработки, помеха $n(t)$ считается гауссовской.

Пусть взаимодействие гармонического сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$ в пространстве сигналов со свойствами L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ описывается двумя бинарными операциями \vee, \wedge в двух каналах приема соответственно:

$$x(t) = \theta s(t) \vee n(t), \quad t \in T_s, \quad T_s \subset T_{\text{obs}}, \quad \theta \in \{0, 1\}; \quad (1a) \quad \tilde{x}(t) = \theta s(t) \wedge n(t), \quad (1b)$$

где θ – неизвестный неслучайный параметр, способный принимать лишь два значения $\theta \in \{0, 1\}$: $\theta = 0$ (сигнал отсутствует) и $\theta = 1$ (сигнал присутствует); T_s – область определения сигнала $s(t)$, $T_s = [t_0, t_1]$; t_0 – неизвестное время прихода сигнала $s(t)$; t_1 – неизвестное время окончания сигнала; $T = t_1 - t_0$ – известная длительность сигнала; T_{obs} – интервал наблюдения сигнала: $T_{\text{obs}} = [t'_0, t'_1]$; $T_s \subset T_{\text{obs}}$: $t'_0 < t_0$, $t_1 < t'_1$.

Пусть модель принимаемого гармонического сигнала $s(t)$ определяется выражением:

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad t \in T_s; \quad s(t) = 0, \quad t \notin T_s, \quad (2)$$

где A – неизвестная неслучайная амплитуда полезного сигнала $s(t)$; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 – известная несущая частота сигнала $s(t)$; φ – неизвестная неслучайная начальная фаза полезного сигнала, $\varphi \in [-\pi, \pi]$; T_s – область определения сигнала $s(t)$, $T_s = [t_0, t_1]$; t_0 – неизвестное время прихода сигнала $s(t)$; t_1 – неизвестное время окончания сигнала; $T = t_1 - t_0$ – известная длительность сигнала, $T = N_s T_0$; N_s – число периодов гармонического сигнала $s(t)$, $N_s \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел; T_0 – период несущей.

Будем полагать, что помеха $n(t)$ характеризуется такими статистическими свойствами, что два соседних отсчета помехи $n(t_j)$ и $n(t_{j\pm 1})$, отстоящих друг от друга на интервал $|t_{j\pm 1} - t_j| = 1/f_0 = T_0$, независимы. Мгновенные значения (временные отсчеты) сигнала $\{s(t_j)\}$ и помехи $\{n(t_j)\}$ являются элементами пространства сигналов: $s(t_j), n(t_j) \in \mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$. Отсчеты $s(t_j)$ и $n(t_j)$ сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$ берутся на области определения T_s сигнала $s(t)$: $t_j \in T_s$ через период колебаний несущей сигнала $T_0 = 1/f_0$, о котором известно, что он обеспечивает независимость отсчетов помехи $\{n(t_j)\}$. С учетом сказанного, уравнения наблюдений в двух каналах обработки (1a) и (1b) будут иметь вид:

$$x(t_j) = \theta s(t_j) \vee n(t_j); \quad (3a) \quad \tilde{x}(t_j) = \theta s(t_j) \wedge n(t_j), \quad (3b)$$

где $t_j = t - jT_0$, $j=0,1,\dots,J-1$, $t_j \in T_s \subset T_{\text{obs}}$; $T_s = [t_0, t_1]$, $T_{\text{obs}} = [t'_0, t'_1]$; $t'_0 < t_0$, $t_1 < t'_1$; $J \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел.

В данном пункте параграфа задача совместного обнаружения сигнала $s(t)$ и оценивания времени его окончания t_1 сформулирована и решается на основе согласованной фильтрации полезного сигнала $s(t)$, после которой осуществляются совместное обнаружение сигнала $s(t)$ и оценивание времени его окончания t_1 .

Содержание задачи согласованной фильтрации в пространстве сигналов со свойствами L -группы (или решетки) существенно отличается от аналогичной задачи обработки сигнала, решаемой в линейном пространстве сигналов \mathcal{LS} . Как известно, основой постановки и решения задачи согласованной фильтрации в линейном пространстве сигналов \mathcal{LS} служит критерий максимума отношения сигнал-шум на выходе фильтра [1, 2] или критерий минимума среднего риска, которые определяют соответствующую структуру согласованного фильтра. В данном пункте параграфа с одной стороны, сигнал не предполагается детерминированным, а, с другой стороны, обработка сигналов не предполагается линейной.

Задача согласованной фильтрации $MF[s(t)]$ в пространстве сигналов со свойствами L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ решается на основе поэтапной обработки статистических совокупностей $\{x(t_j)\}$ и $\{\tilde{x}(t_j)\}$, определяемых уравнениями наблюдений (3а) и (3б):

$$MF[s(t)] = \begin{cases} PF[s(t)]; & (4') \\ IP[s(t)]; & (4'') \\ Sm[s(t)], & (4''') \end{cases} \quad (4)$$

где $PF[s(t)]$ – первичная фильтрация; $IP[s(t)]$ – промежуточная обработка; $Sm[s(t)]$ – сглаживание, составляющих последовательные этапы обработки общего алгоритма согласованной фильтрации полезного сигнала (4).

При этом используемые взаимосвязанные критерии оптимальности, определяющие каждый отдельный этап $PF[s(t)]$, $IP[s(t)]$, $Sm[s(t)]$, сведены в отдельные системы:

$$PF[s(t)] = \begin{cases} y(t) = \arg \min_{\tilde{y}(t) \in Y; t, t_j \in T_{\text{obs}}} \left| \bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \tilde{y}(t)] \right|; & (4/1) \\ \tilde{y}(t) = \arg \min_{\tilde{y}(t) \in \tilde{Y}; t, t_j \in T_{\text{obs}}} \left| \bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \tilde{y}(t)] \right|; & (4/2) \\ J = \arg \min_{y(t) \in Y; T_{\text{obs}}} \left[\int_{n(t)=0} |y(t)| dt \neq 0; \int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt \neq 0; \right] & (4/3) \\ w(t) = F[y(t), \tilde{y}(t)]; & (4/4) \\ \int_{[t_1 - T_0, t_1]} |w(t) - s(t)| dt \Big|_{n(t)=0} \rightarrow \min_{w(t) \in W}, & (4/5) \end{cases} \quad (4')$$

где $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ – функции-решения задачи минимизации метрики между наблюдаемыми статистическими совокупностями $\{x(t_j)\}$, $\{\tilde{x}(t_j)\}$ и переменными оптимизации – функциями $\tilde{y}(t)$, $\hat{y}(t)$ соответственно; $w(t)$ – функция $F[*,*]$ объединения результатов $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ минимизации функций от наблюдаемых совокупностей $\{x(t_j)\}$, $\{\tilde{x}(t_j)\}$; T_{obs} – интервал наблюдения сигнала; J – число отсчетов случайных процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$, используемых при обработке, $J \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел;

$$\mathbf{M}\{u^2(t)\} \Big|_{s(t)=0} \rightarrow \min_L; \quad (4/6)$$

$$IP[s(t)] = \begin{cases} \mathbf{M}\{[u(t) - s(t)]^2\} \Big|_{n(t)=0} = \varepsilon = \text{const}; & (4/7) \end{cases} \quad (4'')$$

$$u(t) = L[w(t)], \quad (4/8)$$

где $\mathbf{M}\{*\}$ – символ математического ожидания; $L[w(t)]$ – безынерционное функциональное преобразование процесса $w(t)$ в процесс $u(t)$; ε – константа, которая в общем случае, есть некоторая функция от мощности сигнала $s(t)$;

$$Sm[s(t)] = \begin{cases} v(t) = \arg \min_{v^\circ(t) \in V'; t, k \in \tilde{T}} \sum_{k=0}^{M-1} |u(t_k) - v^\circ(t)|; & (4/9) \\ \Delta \tilde{T} : \delta_d(\Delta \tilde{T}) = \delta_{d,sm}; & (4/10) \\ M = \arg \max_{M' \in \mathbf{N} \cap [M^*, \infty[} [\delta_f(M')] \Big|_{M^*: \delta_f(M^*) = \delta_{f,sm}}, & (4/11) \end{cases} \quad (4''')$$

где $v(t) = \hat{s}(t)$ – результат фильтрации (оценка $\hat{s}(t)$ сигнала $s(t)$), являющийся решением задачи минимизации метрики между мгновенными значениями случайного процесса $u(t)$ и переменной оптимизации — функции $v^\circ(t)$; $t_j = t - jT_0$, $j=0, 1, \dots, J-1$; J – число отсчетов случайных процессов $x(t), \tilde{x}(t)$, используемых при обработке, $t_j \in T_s$; $t_k = t - \frac{k}{M} \Delta \tilde{T}$, $k=0, 1, \dots, M-1$, $t_k \in \tilde{T} =]t - \Delta \tilde{T}, t]$; \tilde{T} – интервал (окно), на котором осуществляется сглаживание случайного процесса $u(t)$; $J, M \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел; M – число отсчетов случайного процесса $u(t)$, используемых при его сглаживании на интервале \tilde{T} ; $\delta_d(\Delta \tilde{T})$, $\delta_f(M)$ – относительные динамическая и флуктуационная ошибки сглаживания как функции от величины $\Delta \tilde{T}$ интервала сглаживания \tilde{T} и числа отсчетов M соответственно; $\delta_{d,sm}$, $\delta_{f,sm}$ – заданные величины относительных динамической и флуктуационной ошибок сглаживания соответственно.

Задача совместного обнаружения $Det[s(t)]$ сигнала $s(t)$ и оценивания $Est[t_1]$ времени его окончания t_1 формулируется на основе критерия обнаружения и критерия оценивания, сведенных в одну систему, которая является логическим продолжением системы (4):

$$Det[s(t)] / Est[t_1] = \begin{cases} E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_1 \\ d_0 \end{matrix} l_0(F); & (4/12) \\ \hat{t}_1 = \arg \min_{\phi \in \Phi_1 \vee \Phi_2; t^\circ \in T_{obs}} \mathbf{M}_\phi \{(t_1 - t^\circ)^2\} \Big|_{n(t)=0}, & (4/13) \end{cases} \quad (4^*)$$

где: $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2})$ – мгновенное значение огибающей $E_v(t)$ оценки $v(t) = \hat{s}(t)$ полезного сигнала $s(t)$ в момент времени $t = \hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}$; $E_v(t) = \sqrt{v^2(t) + v_H^2(t)}$, $v_H(t) = H[v(t)]$ – преобразование Гильберта; d_1, d_0 – решения, принимаемые относительно истинных значений неизвестного неслучайного параметра θ , $\theta \in \{0, 1\}$; $l_0(F)$ – некоторый пороговый уровень как функция от заданной условной вероятности ложной тревоги F ; \hat{t}_1 – оценка времени окончания t_1 сигнала; $\mathbf{M}_\phi \{(t_1 - t^\circ)^2\}$ – средний квадрат разности между истинным значением времени окончания сигнала t_1 и переменной оптимизации t° ; $\mathbf{M}_\phi \{*\}$ – символ математического ожидания с усреднением по начальной фазе сигнала ϕ ; Φ_1 и Φ_2 – одна из возможных областей определения начальной фазы сигнала ϕ : $\Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]$ и $\Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2]$.

Поясним смысл критериев оптимальности и отдельных соотношений (4/1)...(4/11), входящих в системы (4'), (4''), (4'''), (4'''), которые определяют последовательные этапы обработки $PF[s(t)]$, $IP[s(t)]$, $Sm[s(t)]$ общего алгоритма выделения полезного сигнала (4).

Уравнения (4/1), (4/2) задают критерии минимума метрик между статистическими множествами наблюдений $\{x(t_j)\}, \{\tilde{x}(t_j)\}$ и результатами первичной обработки $y(t), \tilde{y}(t)$,

соответственно. Функции метрик $\left| \bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \check{y}(t)] \right|$, $\left| \bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \hat{y}(t)] \right|$ выбраны с учетом метрической сходимости и сходимости по вероятности к полезному сигналу $s(t)$ последовательностей $y(t) = \bigwedge_{j=0}^{J-1} x(t_j)$, $\tilde{y}(t) = \bigvee_{j=0}^{J-1} \tilde{x}(t_j)$ для взаимодействий вида (3а), (3б).

Соотношение (4/3) определяет критерий выбора числа отсчетов J случайных процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$ используемых при обработке на основе минимизации нормы $\int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt$. Критерий (4/3)

рассматривается при двух условиях-ограничениях: 1) помеха тождественно равна нулю: $n(t) \equiv 0$; 2) норма $\int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt$ функции $y(t)$ не равна нулю: $\int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt \neq 0$. Уравнение (4/5)

задает критерий минимума метрики $\int_{[t_1 - T_0, t_1]} |w(t) - s(t)| dt \Big|_{n(t) \equiv 0}$ между полезным сигналом $s(t)$

и функцией $w(t)$ на интервале $[t_1 - T_0, t_1]$. Этот критерий устанавливает вид функции $F[y(t), \tilde{y}(t)]$ (4/4) объединения результатов $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ первичной обработки наблюдаемых процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$. Критерий (4/5) рассматривается при условии, что помеха тождественно равна нулю: $n(t) \equiv 0$.

Уравнения (4/6), (4/7), (4/8) задают критерий выбора безынерционного функционального преобразования $L[w(t)]$. При этом уравнение (4/6) определяет критерий минимума второго момента процесса $u(t)$ при условии отсутствия полезного сигнала $s(t)$ на входе устройства обработки. Уравнение (4/7) задает величину второго момента разности между сигналами $u(t)$, $s(t)$ при условии, что помеха $n(t)$ на входе устройства обработки отсутствует.

Уравнение (4/9) определяет критерий минимума метрики $\sum_{k=0}^{M-1} |u(t_k) - v^\circ(t)|$ между мгновенными значениями процесса $u(t)$ и переменной оптимизации $v^\circ(t)$ на интервале сглаживания $\tilde{T} =]t - \Delta\tilde{T}, t]$, требуя заключительной обработки процесса $u(t)$ в виде сглаживания последнего при условии, что полезный сигнал тождественно равен нулю: $s(t) \equiv 0$. Соотношение (4/10) задает правило выбора величины $\Delta\tilde{T}$ интервала сглаживания \tilde{T} , исходя из обеспечения заданной величины относительной динамической ошибки $\delta_{d,sm}$ сглаживания. Уравнение (4/11) определяет критерий выбора числа отсчетов M случайного процесса $u(t)$, исходя из обеспечения заданной величины относительной флуктуационной ошибки $\delta_{f,sm}$ сглаживания последнего.

Уравнение (4/12) задает критерий правило принятия решения d_1 о наличии сигнала (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) > l_0(F)$) и решения d_0 о его отсутствии (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) < l_0(F)$). Соотношение (4/13) определяет критерий формирования оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 на основе минимизации среднего квадрата разности $\mathbf{M}_\varphi \{(t_1 - t^\circ)^2\}$ между истинным значением времени окончания сигнала t_1 и переменной оптимизации t° при условиях, что усреднение осуществляется по начальной фазе сигнала φ , взятой на каком-либо одном интервале из двух: $\Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]$ или $\Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2]$, а помеха тождественно равна нулю: $n(t) \equiv 0$.

Для решения задачи минимизации функций $\left| \bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \check{y}(t)] \right|$ (4/1), $\left| \bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \hat{y}(t)] \right|$ (4/2), найдем экстремумы данных функций, приравняв их производные по $\check{y}(t)$ и $\hat{y}(t)$ к нулю:

$$d \left| \bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \check{y}(t)] \right| / d\check{y}(t) = -\text{sign} \left(\bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \check{y}(t)] \right) = 0; \quad (5a)$$

$$d \left| \bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \hat{y}(t)] \right| / d \hat{y}(t) = -\text{sign}(\bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \hat{y}(t)]) = 0. \quad (5б)$$

Решениями уравнений (5а), (5б) являются значения оценок $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ в виде нижней/верхней грани результатов наблюдений $\{x(t_j)\}$, $\{\tilde{x}(t_j)\}$ соответственно:

$$y(t) = \bigwedge_{j=0}^{J-1} x(t_j) = \bigwedge_{j=0}^{J-1} x(t - jT_0); \quad (6а) \quad \tilde{y}(t) = \bigvee_{j=0}^{J-1} \tilde{x}(t_j) = \bigvee_{j=0}^{J-1} \tilde{x}(t - jT_0). \quad (6б)$$

Производные функций $\left| \bigwedge_{j=0}^{J-1} [x(t_j) - \tilde{y}(t)] \right|$ и $\left| \bigvee_{j=0}^{J-1} [\tilde{x}(t_j) - \hat{y}(t)] \right|$ в соответствии с соотношениями (5а), (5б) в точках $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ меняют свой знак с «-» на «+». Поэтому экстремумы, определяемые формулами (6а), (6б), являются точками минимума данных функций, и, соответственно, решениями уравнений (4/1), (4/2), определяющих данные критерии оценивания.

Условие $n(t) \equiv 0$ критерия (4/3) системы (4') влечет за собой соответствующие уточнения в уравнениях наблюдений (3а,б): $x(t_j) = s(t_j) \vee 0$, $\tilde{x}(t_j) = s(t_j) \wedge 0$. Поэтому, в соответствии с соотношениями (6а), (6б), справедливы тождества:

$$y(t) \Big|_{n(t)=0} = \bigwedge_{j=0}^{J-1} [s(t_j) \vee 0] = [s(t) \vee 0] \wedge [s(t - (J-1)T_0) \vee 0]; \quad (7а)$$

$$\tilde{y}(t) \Big|_{n(t)=0} = \bigvee_{j=0}^{J-1} [s(t_j) \wedge 0] = [s(t) \wedge 0] \vee [s(t - (J-1)T_0) \wedge 0], \quad (7б)$$

где $t_j = t - jT_0, j=0, 1, \dots, J-1$.

На основе тождества (7а) получим значение нормы $\int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt$ из критерия (4/3):

$$\int_{T_{\text{obs}}} |y(t)| dt = \begin{cases} 4(N_s - J + 1)A / \pi, & J \leq N_s; \\ 0, & J > N_s, \end{cases} \quad (8)$$

где N_s – число периодов гармонического сигнала $s(t)$; A – неизвестная неслучайная амплитуда полезного сигнала $s(t)$.

Из уравнения (8) получим оптимальное в соответствии с критерием (4/3) значение числа отсчетов J случайных процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$, используемых при первоначальной обработке (6а,б), равное числу периодов сигнала N_s : $J = N_s$. (9)

При выполнении последнего тождества, процессы, определяемые соотношениями (7а) и (7б) на интервале $[t_1 - T_0, t_1]$ соответственно равны:

$$y(t) \Big|_{n(t)=0} = s(t) \vee 0, \quad t \in [t_1 - T_0, t_1]; \quad (10а) \quad \tilde{y}(t) \Big|_{n(t)=0} = s(t) \wedge 0, \quad t \in [t_1 - T_0, t_1]. \quad (10б)$$

Для реализации критерия (4/5) системы (4') при совместном выполнении тождеств (10а), (10б) и (4/4) необходимо и достаточно, чтобы уравнение связи (4/4) между случайным процессом $w(t)$ и парой результатов первичной обработки $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ имело вид:

$$\begin{aligned} w(t) \Big|_{n(t)=0} &= y(t) \Big|_{n(t)=0} \vee 0 + \tilde{y}(t) \Big|_{n(t)=0} \wedge 0 = \\ &= s(t) \vee 0 \vee 0 + s(t) \wedge 0 \wedge 0 = s(t) \vee 0 + s(t) \wedge 0 = s(t), \quad t \in [t_1 - T_0, t_1]. \end{aligned} \quad (11)$$

Как следует из выражения (11), метрика $\int_{[t_1 - T_0, t_1]} |w(t) - s(t)| dt \Big|_{n(t)=0}$, подлежащая

минимизации в соответствии с критерием (4/5), действительно минимальна и равна нулю.

Очевидно, уравнение связи (4/4) должно быть инвариантно по отношению к наличию (отсутствию) помехи $n(t)$, поэтому на основе (21) итоговое уравнение связи можно записать:

$$w(t) = y_+(t) + \tilde{y}_-(t); \quad (12) \quad y_+(t) = y(t) \vee 0; \quad (12а) \quad \tilde{y}_-(t) = \tilde{y}(t) \wedge 0. \quad (12б)$$

Тождество (22), таким образом, определяет вид уравнения связи (4/4), получаемого из совместного выполнения критериев (4/1), (4/2) и (4/5).

Решением $u(t)$ соотношений (4/6), (4/7), (4/8) системы (4''), задающих критерий выбора безынерционного функционального преобразования процесса $w(t)$, является функция $L[w(t)]$, которая определяет амплитудную характеристику ограничителя:

$$u(t) = L[w(t)] = \begin{cases} a, & w(t) \geq a; \\ w(t), & -a < w(t) < a; \\ -a, & w(t) \leq -a, \end{cases} \quad (13a)$$

причем его линейная часть обеспечивает выполнение условия (4/7), а, собственно, ограничительная часть (сверху и снизу) обеспечивает минимизацию второго момента процесса $u(t)$ в соответствии с критерием (4/6).

Соотношение (13a) может быть записано в терминологии L -группы $\mathcal{L}(+, \vee, \wedge)$ в виде:

$$u(t) = L[w(t)] = [(w(t) \wedge a) \vee 0] + [(w(t) \vee (-a)) \wedge 0], \quad (13b)$$

где параметр ограничителя a выбирается равным: $a = \sup_A \Delta_A = A_{\max}$, $\Delta_A =]0, A_{\max}]$, A_{\max} – максимально возможное значение амплитуды полезного сигнала.

Получим оценку $v(t) = \hat{s}(t)$ сигнала $s(t)$ путем решения уравнения минимизации функции на основе критерия (4/9) системы (4'''). Для решения этой задачи найдем экстремум функции $\sum_{k=0}^{M-1} |u(t_k) - v^\circ(t)|$, приравняв её производную по $v^\circ(t)$ к нулю:

$$d \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} |u(t_k) - v^\circ(t)| \right\} / dv^\circ(t) = - \sum_{k=0}^{M-1} \text{sign}[u(t_k) - v^\circ(t)] = 0.$$

Решением последнего уравнения является значение оценки $v(t)$ в виде выборочной медианы $\text{med}\{*\}$ совокупности отсчетов $\{u(t_k)\}$ случайного процесса $u(t)$:

$$v(t) = \underset{t_k \in \tilde{T}}{\text{med}} \{u(t_k)\}, \quad (14)$$

где $t_k = t - \frac{k}{M} \Delta \tilde{T}$, $k=0, 1, \dots, M-1$; $t_k \in \tilde{T} =]t - \Delta \tilde{T}, t]$; \tilde{T} – интервал, на котором осуществляется сглаживание случайного процесса $u(t)$; $\Delta \tilde{T}$ – величина интервала сглаживания \tilde{T} .

Производная функции $\sum_{k=0}^{M-1} |u(t_k) - v^\circ(t)|$ в точке $v(t)$ меняет свой знак с «-» на «+».

Поэтому экстремум, определяемый формулой (14), является минимумом данной функции, и, соответственно, решением уравнения (4/9), определяющим данный критерий обработки.

Правило принятия решения d_1 о наличии сигнала (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) > l_0(F)$) и решения d_0 о его отсутствии (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) < l_0(F)$), заданное уравнением (4/12) предполагает, во-первых, формирование огибающей $E_v(t)$ оценки $v(t) = \hat{s}(t)$ полезного сигнала $s(t)$, а во-вторых, сравнение значения огибающей $E_v(\hat{t}_1)$ с пороговым значением $l_0(F)$ в момент времени $t = \hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}$, определяемый оценкой \hat{t}_1 , в результате чего осуществляется принятие

решения:

$$E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) \underset{d_0}{\overset{d_1}{>}} l_0(F). \quad (15)$$

Соотношение (4/13) определяет критерий формирования оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 на основе минимизации среднего квадрата разности $\mathbf{M}_\varphi \{(t_1 - t^\circ)^2\}$ между истинным значением времени окончания сигнала t_1 и переменной оптимизации t° при

условиях, что усреднение осуществляется по начальной фазе сигнала φ , взятой на каком-либо одном интервале из двух: $\Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]$ или $\Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2]$, а помеха тождественно равна нулю: $n(t) \equiv 0$.

Решение уравнения оптимизации (4/13) системы определяется тождеством:

$$\hat{t}_1 = \begin{cases} \hat{t}_- + (T_0/2) + (T_0\hat{\varphi}/2\pi), & \varphi \in \Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]; \\ \hat{t}_+ + (T_0/2) - (T_0\hat{\varphi}/2\pi), & \varphi \in \Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2], \end{cases} \quad (16)$$

где $\hat{t}_\pm = (\int_{T_{\text{obs}}} tv_\pm(t)dt) / (\int_{T_{\text{obs}}} v_\pm(t)dt)$ – оценка барицентрической координаты положительной $v_+(t)$ или отрицательной $v_-(t)$ частей сглаженного случайного процесса $v(t)$ соответственно; $v_+(t) = v(t) \vee 0$, $v_-(t) = v(t) \wedge 0$; T_{obs} – интервал наблюдения сигнала: $T_{\text{obs}} = [t'_0, t'_1]$; $t'_0 < t_0$, $t_1 < t'_1$; $\hat{\varphi} = \arcsin[2(\hat{t}_+ - \hat{t}_-)/T_0]$ – оценка неизвестной неслучайной начальной фазы φ полезного сигнала $s(t)$.

Значение среднего квадрата разности $\mathbf{M}_\varphi \{(t_1 - \hat{t}_1)^2\}$ между истинным значением времени окончания сигнала t_1 и его оценкой \hat{t}_1 , которая определяется уравнением (16), при заданных условиях тождественно равно нулю:

$$\mathbf{M}_\varphi \{(t_1 - \hat{t}_1)^2\} \Big|_{n(t)=0} = 0, \text{ при } \varphi \in \Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2] \text{ или } \varphi \in \Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2].$$

Если же вообще, начальная фаза сигнала φ может изменяться в пределах $[-\pi, \pi]$, т.е. заранее не известно, какому именно интервалу ($\Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]$ или $\Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2]$ из соотношений (4/13) и (16)) она принадлежит, то вполне удовлетворительными могут являться оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 , которые определяются тождествами:

$$\hat{t}_1 = \max_{\hat{t}_\pm \in T_{\text{obs}}} [\hat{t}_-, \hat{t}_+] + (T_0/4), \quad \varphi \in [-\pi, \pi], \quad (17a) \quad \text{или} \quad \hat{t}_1 = \frac{1}{2}(\hat{t}_- + \hat{t}_+) + \frac{T_0}{2}, \quad -\varphi \in [-\pi, \pi]. \quad (17b)$$

Подытожив, таким образом, смысл полученных соотношений (16), (15), (14), (13), (12), (9), (6а,б), можно сделать вывод о том, что оценка \hat{t}_1 времени окончания сигнала и огибающая $E_v(t)$ формируются на основе последующей обработки оценки $v(t) = \hat{s}(t)$ гармонического сигнала $s(t)$, обнаруживаемого на фоне помехи $n(t)$, которая есть функция сглаживания случайного процесса $u(t)$, который получается путем ограничения процесса $w(t)$, являющегося объединением результатов $y(t)$, $\tilde{y}(t)$ соответствующей первичной обработки наблюдаемых случайных процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$ на интервале наблюдения T_{obs} .

Структурная схема устройства обработки в соответствии с соотношениями (6а,б), (9), (12), (13), (14), (15) и (16) включает два канала обработки, каждый из которых содержит трансверсальные фильтры; устройства вычисления положительной $y_+(t)$ и отрицательной $\tilde{y}_-(t)$ частей процессов $y(t)$ и $\tilde{y}(t)$ соответственно; суммирующее устройство, объединяющее результаты обработки сигналов в двух каналах; ограничитель $L[w(t)]$; медианный фильтр (МФ), устройство формирования оценок (УФО), устройство вычисления огибающей (УВО) и решающее устройство (РУ) (см. рис.1).

Трансверсальные фильтры в двух каналах обработки осуществляют первичную фильтрацию $PF[s(t)] \quad y(t) = \bigwedge_{j=0}^{N-1} x(t - jT_0)$, $\tilde{y}(t) = \bigvee_{j=0}^{N-1} \tilde{x}(t - jT_0)$ наблюдаемых случайных процессов $x(t)$, $\tilde{x}(t)$ в соответствии с уравнениями (6а,б), (9), обеспечивая при этом выполнение критериев (4/1), (4/2) и (4/3) системы (4'). Устройства вычисления положительной $y_+(t)$ и отрицательной $\tilde{y}_-(t)$ частей процессов $y(t)$ и $\tilde{y}(t)$ в двух каналах обработки вычисляют значения указанных функций в соответствии с тождествами (12а), (12б), соответственно.

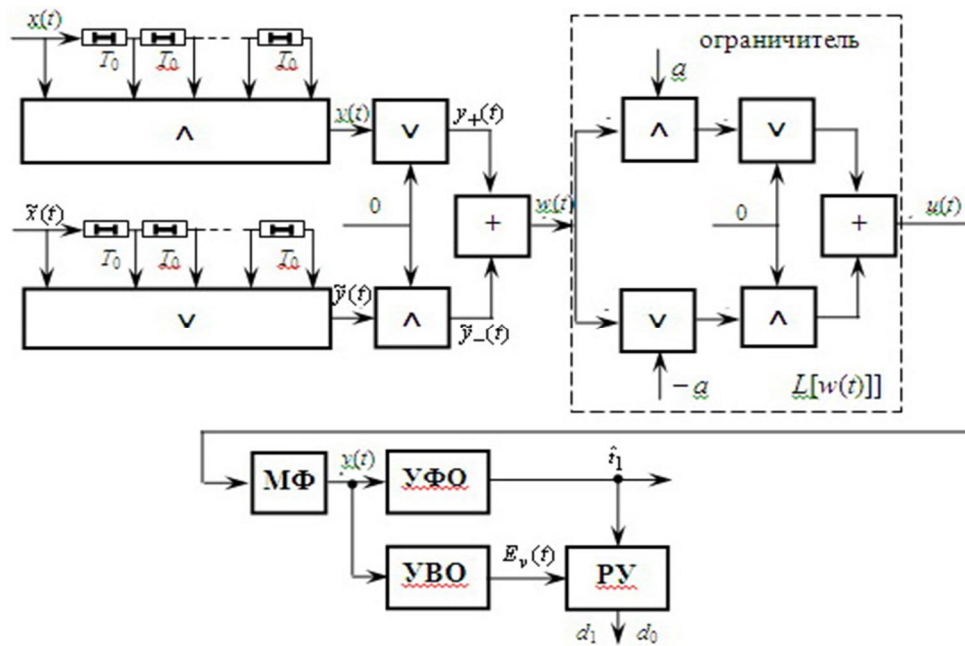


Рис. 1

Суммирующее устройство объединяет результаты обработки сигналов в двух каналах в соответствии с равенством (12), обеспечивая при этом выполнение критериев (4/4) и (4/5) системы (4'). Ограничитель $L[w(t)]$ осуществляет промежуточную обработку $IP[s(t)]$ в виде ограничения сигнала $w(t)$ на выходе суммирующего устройства в соответствии с критериями (4/6), (4/7) системы (4'') с целью исключения из дальнейшей обработки помеховых выбросов, мгновенные значения которых превышают заданное значение a . Медианный фильтр (МФ) осуществляет сглаживание $Sm[s(t)]$ процесса $u(t)$ в соответствии с формулой (14), обеспечивая при этом выполнение критерия (4/9) системы (4'''). Устройство вычисления огибающей (УВО) формирует огибающую $E_v(t)$ сигнала $v(t)$ на выходе медианного фильтра (МФ). Устройство формирования оценки (УФО) обеспечивает вычисление оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала согласно уравнения (16), обеспечивая при этом выполнение критерия (4/13) системы (4*). Решающее устройство (РД) сравнивает в момент времени $t = \hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}$ мгновенное значение огибающей $E_v(t)$ с пороговым значением $l_0(F)$, в результате чего осуществляет принятие решения d_1 о наличии сигнала (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) > l_0(F)$) и решении d_0 о его отсутствии (если $E_v(\hat{t}_1 - \frac{T_0}{2}) < l_0(F)$) в соответствии с правилом (15) критерия (4/12) системы (4*).

На рис. 2...5 приведены результаты статистического моделирования процесса обработки сигналов синтезированным устройством при следующих условиях: полезный сигнал $s(t)$ — гармонический, с числом периодов $N_s=16$, с начальной фазой $\varphi = \pi/3$. Отношение сигнал-помеха E/N_0 равно: $E/N_0=10^{-10}$, где E — энергия сигнала; N_0 — спектральная плотность мощности помехи. Произведение $T_0 f_{n,max} \approx 32$, где T_0 — период колебания несущей гармонического сигнала $s(t)$; $f_{n,max}$ — максимальная частота спектральной плотности мощности помехи $n(t)$ в виде квазиглового гауссовского шума.

На рис.2 показаны: полезный сигнал $s(t)$ (пунктиром); реализация $w^*(t)$ сигнала на выходе суммирующего устройства $w(t)$ (штриховой линией); реализация $v^*(t)$ сигнала на выходе медианного фильтра $v(t)$ (сплошной линией). Как видно из рисунка, согласованный фильтр обеспечивает сжатие гармонического сигнала $s(t)$ таким образом, что длительность сигнала $v(t)$ на выходе согласованного фильтра составляет величину, равную периоду

колебания T_0 гармонического сигнала $s(t)$, сжимая, таким образом, полезный сигнал в N_s раз, где N_s – число периодов гармонического сигнала $s(t)$.

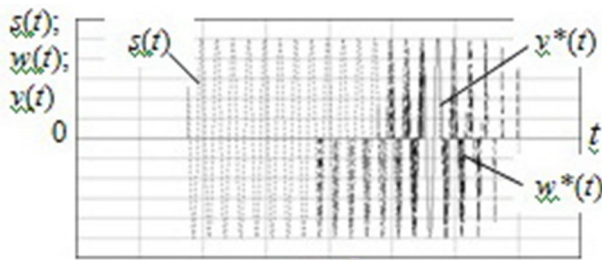


рис.2

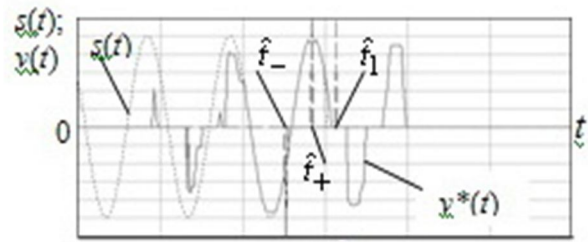


рис.3

На рис.3 показаны: полезный сигнал $s(t)$ (пунктиром); реализация $v^*(t)$ сигнала на выходе медианного фильтра $v(t)$ (сплошной линией); δ -импульсы, определяющие временное положение оценок \hat{t}_\pm барицентрических координат положительной $v_+(t)$ или отрицательной $v_-(t)$ частей сглаженного случайного процесса $v(t)$ соответственно; δ -импульс, определяющий временное положение оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 в соответствии с формулой (16).

На рис.4 показаны: полезный сигнал $s(t)$ (пунктиром); реализация $v^*(t)$ сигнала на выходе медианного фильтра $v(t)$ (сплошной линией); δ -импульсы, определяющие временное положение оценок \hat{t}_\pm барицентрических координат положительной $v_+(t)$ или отрицательной $v_-(t)$ частей сглаженного случайного процесса $v(t)$ соответственно; δ -импульсы, определяющие временное положение оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 в соответствии с формулами (16), (17а) и (17б).

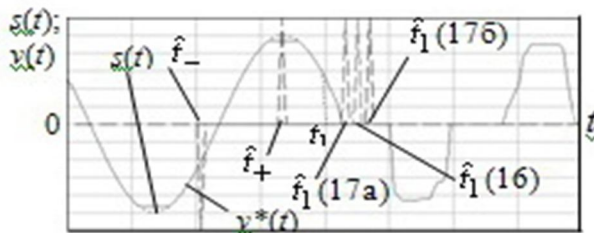


рис.4.

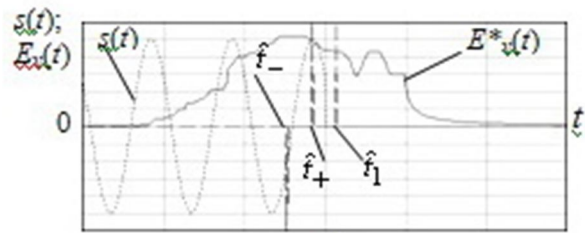


рис.5

На рис.5 показаны: полезный сигнал $s(t)$ (пунктиром); реализация $E^*_v(t)$ огибающей $E_v(t)$ сигнала $v(t)$ на выходе медианного фильтра (сплошной линией); δ -импульсы, определяющие временное положение оценок \hat{t}_\pm барицентрических координат положительной $v_+(t)$ или отрицательной $v_-(t)$ частей сглаженного случайного процесса $v(t)$ соответственно; δ -импульс, определяющий временное положение оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 в соответствии с формулой (16).

Определим показатели качества обнаружения гармонического сигнала синтезированным устройством обработки (рис.1). Для этого воспользуемся теоремой [9] о том, что медианная оценка $v(t)$, получаемая медианным фильтром (МФ) (см. рис.1), сходится по распределению к гауссовской случайной величине с нулевым средним. Также как и сигнал $w(t)$ на выходе суммирующего устройства (см. [10, (20)]), процесс $v(t)$ на выходе медианного фильтра можно представить в виде суммы сигнальной $v_s(t)$ и помеховой $v_n(t)$ составляющих:

$$v(t) = v_s(t) + v_n(t). \quad (18)$$

Дисперсия D_{v_n} помеховой составляющей $v_n(t)$ процесса $v(t)$ на выходе фильтра (14) (при условии, что сигнал $s(t)$ – гармоническое колебание вида (2)) может быть уменьшена до величины:

$$D_{v_n} \leq D_{v_n, \max} = a^2 \exp \left\{ -\frac{\Delta \tilde{T}^2 N_s^2 f_{n, \max}^2}{8\sqrt{\pi}} \right\}, \quad (19)$$

где a – параметр ограничителя $L[w(t)]$; $\Delta \tilde{T}$ – величина интервала сглаживания \tilde{T} ; N_s – число периодов гармонического сигнала $s(t)$; $f_{n, \max}$ – максимальная частота спектральной плотности мощности помехи $n(t)$.

При условии аддитивного взаимодействия сигнальной $v_s(t)$ и помеховой $v_n(t)$ составляющих на выходе медианного фильтра (8) в предположении о нормальности помеховой составляющей $v_n(t)$ с нулевым средним, условную ПРВ $p_v(z/\theta=1)$ огибающей $E_v(t)$ процесса $v(t)$ на выходе медианного фильтра можно представить в виде распределения Релея-Райса:

$$p_v(z/\theta=1) = \frac{z}{D_{v, \max}} \exp \left[-\frac{(z^2 + E^2)}{2D_{v, \max}} \right] I_0 \left(\frac{E \cdot z}{D_{v, \max}} \right), \quad z \geq 0, \quad (20)$$

где E – значение огибающей $E_v(t)$; $D_{v, \max}$ – максимальное значение дисперсии помеховой составляющей $v_n(t)$ (9); θ – неизвестный неслучайный параметр, $\theta \in \{0, 1\}$, определяющий наличие или отсутствие полезного сигнала в наблюдаемом случайном процессе (1а, б).

Частным случаем формулы (20) при $E = 0$ (сигнал отсутствует), является распределение

Релея:
$$p_v(z/\theta=0) = \frac{z}{D_{v, \max}} \exp \left[-\frac{z^2}{2D_{v, \max}} \right], \quad z \geq 0, \quad (21)$$

Условная вероятность ложной тревоги F в соответствии с (31) равна:

$$F = \int_{l_0}^{\infty} p_v(z/\theta=0) dz = \exp \left(-\frac{l_0^2}{2D_{v, \max}} \right), \quad (22)$$

где l_0 – пороговое значение, которое определяется обратной зависимостью:

$$l_0 = -2D_{v, \max} \ln(F). \quad (23)$$

Условная вероятность правильного обнаружения D в соответствии с (20) равна:

$$D = \int_{l_0}^{\infty} p_v(z/\theta=1) dz. \quad (24)$$

Получение точной величины $D[\delta \hat{t}_1]$ дисперсии значения относительной ошибки $\delta \hat{t}_1 = (\hat{t}_1 - t_1)/T_0$ оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 весьма затруднительно. Для трех оценок, определяемых формулами (16), (17а), (17б), приведем верхнюю границу $|\delta \hat{t}_1|_{\max}$ абсолютной величины относительной ошибки $|\delta \hat{t}_1| = |(\hat{t}_1 - t_1)/T_0|$ оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 , полученную методом статистического моделирования:

$$|\delta \hat{t}_1| = |(\hat{t}_1 - t_1)/T_0| \leq |\delta \hat{t}_1|_{\max} = 0.5. \quad (25)$$

Величина верхней границы $|\delta \hat{t}_1|_{\max}$ абсолютной величины относительной ошибки $|\delta \hat{t}_1|$ оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 , также как и показатели качества обнаружения (22), (24), не зависит от энергетических соотношений между полезным сигналом и помехой.

Следует заметить, что в случае наличия априорной информации о принадлежности начальной фазы сигнала φ какому-либо одному интервалу из двух: $\Phi_2 = [\pi/2, 3\pi/2]$ или $\Phi_1 = [-\pi/2, \pi/2]$, которые определяют способы получения оценки \hat{t}_1 времени окончания сигнала t_1 в соответствии с соотношением (16), для построения устройства обработки достаточно информации, которая содержится только в одном из уравнений наблюдения (1а) или (1б) соответственно. В этом случае структурные схемы устройства обработки будут иметь один канал обработки, каждый из которых определяется уравнениями (6а), (6б) соответственно.

Выводы. Полученные значения показателей качества обнаружения гармонического сигнала в пространстве со свойствами L -группы (22), (24) не зависят от энергетических соотношений между сигналом и помехой, а определяются лишь числом периодов колебания гармонического сигнала и верхней граничной частотой спектральной плотности мощности помехи.

Верхняя граница абсолютной величины относительной ошибки оценки времени окончания сигнала (24) также не зависит от энергетических соотношений между сигналом и помехой.

Последние два обстоятельства указывают на то, что полученное устройство обработки гармонического сигнала на фоне помехи в пространстве со свойствами L -группы характеризуется свойством инвариантности к условиям параметрической и непараметрической априорной неопределенности.

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 p.
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. Леман Э. Теория точечного оценивания / Э. Леман. – М.: Наука, 1991. – 448 с.
10. Попов А.А. Анализ алгоритма фильтрации случайного сигнала на фоне помехи в K -пространстве сигналов / А.А. Попов // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2010. – Т8, №3. – С. 215-224.

УДК 681.7.068

Манько О.О., к.т.н. (*Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій*)

ДИСПЕРСІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРАНИЦІ РОЗДІЛУ ОПТИЧНИХ СЕРЕДОВИЩ

Манько О.О. Дисперсійні характеристики границі розділу оптичних середовищ. В роботі розглянуто принципи використання границі розділу оптичних середовищ для розділення оптичних сигналів з різними довжинами хвиль. Показано, що за рахунок вибору показників заломлення оптичних середовищ та їх розміщення можна значно підвищити дисперсійні характеристики спектрально-селективного пристрою на їх основі. Показано вплив на розділювальну здатність пристрою величини кута падіння оптичного сигналу. Надано рекомендації щодо його вибору.

Ключові слова: ОПТИЧНЕ СЕРЕДОВИЩЕ, ДИСПЕРСІЙНА ХАРАКТЕРИСТИКА, РОЗДІЛЮВАЛЬНА ЗДАТНІСТЬ, ДЕМУЛЬТИПЛЕКСУЮЧА ЗДАТНІСТЬ

Манько А.А. Дисперсионные характеристики границы раздела оптических сред. В работе рассмотрены принципы использования границы раздела между оптическими средами для разделения