УДК 621.391.01

В. И. Неволин

РОБАСТНЫЙ СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА

При использовании нового робастного критерия непараметрического обнаружения, а также на основе теории марковских случайных процессов для задачи приема радиоимпульса с неизвестной частотой на фоне белого гауссова шума синтезирована следящая структура полосового фильтра. Подобная структура отличается от известных тем, что кроме традиционного управления по усредненной составляющей частотных отклонений имеет, во-первых, робастное управление по мгновенной производной состояния фильтра и, во-вторых, автоматическое изменение полосы захвата.

Вследствие расширяющейся интенсивности использования радиосредств и цифровых систем связи в настоящее время все больше внимания уделяется различным вопросам создания оперативных асинхронных систем разного назначения [1]. Одной из важнейших проблем в подобных системах является синхронизация радиотехнических систем по несущей частоте в условиях действия шумов и априорной неопределенности по несущей частоте [2, 3]. Существующие радиотехнические системы, действующие в подобных условиях, конструируются, в основном, эвристически или на основе байесовских методов, недостаток которых заключается в необходимости наличия априорных данных.

Для решения задач обнаружения непараметрически задаваемых сигналов на фоне аддитивного белого гауссова шума в работе [4] предложен новый подход. В этом подходе использованы квазидетерминированная бесконечномерная многопараметрическая модель непараметрически задаваемых сигналов, сглаживающие операторы типа нелинейных дифференциальных операторов, теория марковских процессов, а также разработанные робастные критерии непараметрического обнаружения на фоне белого гауссова шума.

На основании подобного подхода можно получить робастные алгоритмы обнаружения радиоимпульса с неизвестной частотой [5].

Пусть наблюдается скалярный непрерывный случайный процесс

$$\xi(t) = z(t)\theta + n(t), \quad t \in [0, \tau_{\text{и}} \leqslant T]; \tag{1}$$

здесь T — время наблюдения; $z(t)$ — нестационарный случайный процесс с неизвестной функцией распределения, но заданным математическим ожиданием $m_z(t)$ на интервале $t \in [0, \tau_и]$; $\tau_и$ — длительность импульса; $\theta \in \{0, 1\}$ — случайная величина, характеризующая наличие сигнала ($\theta = 1$) и его отсутствие ($\theta = 0$); $n(t)$ — центрированный белый гауссов шум со спектральной плотностью $N/2$.

При обнаружении случайного процесса $z(t)$ необходимо оценить случайную величину θ с использованием для данного типа непараметрических задач обнаружения соответствующих алгоритмов обработки. Наблюдаемый случайный процесс $\xi(t)$ в общем случае не является марковским. Для придания ему марковских свойств следует применить, как в работе [6], сглаживание, но для данных непараметрических задач в работе [4] сглаживание предлагается осуществлять ограниченными нелинейными дифференциальными операторами $\varphi_н\{\cdot\}$. При использовании таких операторов для процесса (1) получим

$$x(t) = \varphi_н\{\xi(t)\} = \varphi_н\{z(t)\theta + n(t)\}, \tag{2}$$

где $x(t)$ — переменная состояния соответствующей нелинейной системы или решение нелинейного дифференциального уравнения, описывающего эту систему.

Вид нелинейной системы (а также порядок дифференциального уравнения) определяется структурой линейного фильтра, согласованного с соответствующим детерминированным сигналом. Для случайного процесса $z(t)$ таким является фильтр, согласованный на интервале $t \in \{0, T\}$, например, с математическим ожиданием $m_z(t)$ этого случайного процесса, т.е. порядок нелинейного дифференциального уравнения определяется соответствующим образом с помощью математического ожидания $m_z(t)$.

Однако особенностью данного подхода при выборе структуры линейного фильтра для подобных непараметрических задач является противоречие между областью определения финитного принимаемого сигнала и импульсной характеристикой этого фильтра, имеющей область определения $[0, \infty)$.

Подобное противоречие можно соответственно скорректировать, если минимизировать модуль текущей разности:

$$|\Delta(t)| = \left| s\big(t, \vec{0}\big) - kg(t, t_0) \right| \to \min, \quad t \in [0, T],$$

где $s\big(t, \vec{0}\big)$ — детерминированный сигнал с нулевым вектором параметров, тождественный математическому ожиданию $m_z(t)$; k — размерный коэффициент; $g\big(t, t_0\big)$ — импульсная характеристика соответствующего этому детерминированному сигналу согласованного линейного фильтра; t_0 — некоторый параметр, например параметр сдвига.

Поскольку сигнал $s(t,\vec{0})$ — финитный, то вместо текущей разности удобнее использовать среднеквадратический критерий, который можно обозначить для подобной непараметрической задачи как критерий согласованности:

$$\bar{\Delta}^2 = \frac{1}{T}\int\limits_0^T \big(s\big(t,\vec{0}\big) - kg(\tau_0 - t)\big)^2 dt \to \min, \tag{3}$$

где τ_0 — сдвиг, например, на длительность или запаздывание сигнала.

Запись критерия согласованности в форме выражения (3) удобна также тем, что она может использоваться как для симметричных, так и для несимметричных во времени сигналов, так как для несимметричных полубесконечных сигналов импульсная характеристика согласованного фильтра имеет вид зеркально отображенной функции. Таким образом, для несимметричных сигналов в выражении (3) интеграл должен быть интегралом свертки, тогда как для симметричных сигналов использование свертки необязательно.

Применение критерия (3) при выборе структуры нелинейных систем для непараметрических задач обнаружения показано в работе [4]. Например, для финитного гармонического сигнала

$$s_0(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad t \in [0, \tau_\text{и}],$$

импульсная характеристика квазисогласованного фильтра, как известно, имеет следующий вид:

$$g(t) = G_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}}\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad \omega_0\tau_\text{и} \gg 1;$$

здесь G_0, τ_0 — некоторые постоянные.

В этом случае критерий согласованности согласно выражению (3) имеет вид

$$\bar{\Delta}^2 = \frac{1}{T}\int\limits_0^T \Big(U_0\cos(\omega_0 t + \varphi_0) - kG_0 e^{-\frac{t}{T_0}}\cos(\omega_0 t + \varphi_0)\Big)^2 dt \to \min\,.$$

Таким образом, для этого сигнала имеет место асимптотическая согласованность.

В общем случае сигналы произвольной формы на конечном интервале можно представить в базисе

$$\{\varphi_k(t)\} = \big\{t^n e^{-\alpha_k t}\cos(\omega_k t + \varphi_k)\big\}, \quad k = 0, 1, \ldots,$$

так как импульсные характеристики соответствующих линейных структур имеют вид

$$g(t)=\sum_i \frac{1}{\tau_i}e^{-\frac{t}{\tau_i}}+\sum_i \frac{1}{\tau_i^k}\frac{t^{k-1}}{(k-1)!}e^{-\frac{t}{\tau_i}}+\sum_i \frac{1}{\tau_i}e^{-\frac{t}{\tau_i}}\cos(\omega_i t+\varphi_i)+ \\ +\sum_i \frac{1}{\tau_i^k}\frac{t^{k-1}}{(k-1)!}e^{-\frac{t}{\tau_i}}\cos(\omega_i t+\varphi_i),$$

где значения i,k определяются конкретным видом сигнала, а параметры $\tau_i,\omega_i,\varphi_i$ — по условию согласованности и параметрам сигнала, восстанавливаемым по базису.

Процесс (1) для задачи обнаружения радиоимпульса с неизвестной несущей частотой на фоне белого гауссова шума можно представить в виде

$$\xi(t)=s(t,\vec{\lambda})\theta+n(t),\quad t\in[0,T], \tag{4}$$

где

$$s(t,\vec{\lambda})=A(t)\cos(\omega t+\varphi_0) \tag{5}$$

— квазидетерминированный сигнал, определенный на интервале $[0,\tau_и]$, $\tau_и\leqslant T$; $\vec{\lambda}'=(A(t),\varphi_0,\omega)$ — векторный параметр с амплитудой, изменяющейся по известному закону $A(t)$, и начальной фазой φ_0, а также с неизвестной частотой ω, имеющей произвольное распределение; здесь штрихом обозначается операция транспонирования.

Можно показать, что для непараметрического ограниченного семейства распределений $F(\omega)\colon \omega\in[\omega_1,\omega_2]$ математическое ожидание случайного сигнала $s(t,\vec{\lambda})$ может быть приведено при условии $2(\omega_2-\omega_1)/(\omega_1+\omega_2)\ll 1$ к виду

$$m_s(t)=\langle s(t,\vec{\lambda})\rangle\approx A(t)\cos(\omega_{0i}+\varphi_0),\quad t\in[0,\tau_и]; \tag{6}$$

здесь ω_{0i} — частота, величина которой близка к математическому ожиданию неизвестной несущей частоты исходного случайного сигнала (5); $\langle\cdot\rangle$ — знак операции усреднения по множеству.

Таким образом, после подстановки выражений для математического ожидания (6) сигнала или реализации (5) в выражение для критерия согласованности (3) базовая линейная структура соответствующей нелинейной системы представляет собой структурную реализацию дифференциального уравнения второго порядка с переменными коэффициентами в виде перестраиваемого полосового фильтра. Переменные коэффициенты обусловлены неизвестной несущей частотой в текущей реализации (5). Для изменения этих коэффициентов используется соответствующая схема управления.

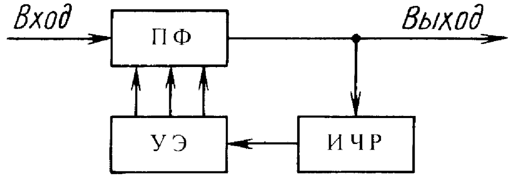

Рис. 1. Общая структура следящих фильтров:
ПФ — полосовой фильтр; УЭ — управляемые элементы; ИЧР — индикатор частотного рассогласования

Структура устройства обработки для обнаружения квазигармонических сигналов в виде следящего фильтра может иметь вид, приведенный на рис. 1.

На основе сигнала (5) и приведенного примера несложно показать, что импульсная характеристика соответствующего квазисогласованного линейного полосового фильтра имеет вид

$$g(t) = \alpha e^{-\alpha t}\cos(\omega_{0i}t - \varphi_1), \quad t \geqslant 0, \tag{7}$$

где φ_1 — начальная фаза, α^{-1} — постоянная времени, ω_{0i} — текущая резонансная частота одиночного колебательного контура.

Очевидно, что по критерию (3) импульсная характеристика вида (7) для задачи обнаружения при наблюдении (4) соответствует случаям $A(t) = A_{01}$ и $A(t) = A_{02}(e^{\beta t} - 1)$ (здесь A_{01}, A_{02}, β — некоторые постоянные), причем в первом случае $\alpha \to 0$, а во втором $\alpha \approx \beta$.

Для дифференциального уравнения, описывающего соответствующую нелинейную систему, нелинейные коэффициенты, отражающие изменяемые дифференциальные параметры управляемых элементов в структуре (см. рис. 1), определяются по критериям робастности [4]. Формирование управляющего напряжения (сигнала ошибки) для управляемых элементов осуществляется индикатором частотного рассогласования, например фазовым дискриминатором в виде перемножителя и фильтра нижних частот, который используется для последующей фильтрации сигнала ошибки.

На основе изложенного электрическая принципиальная схема автоматического перестраиваемого полосового фильтра может иметь вид, изображенный на рис. 2.

Эта схема описывается следующими уравнениями состояния:

$$\begin{gathered}\frac{d^2u_C}{dt^2} + \frac{R(\vec{u})}{L(\vec{u})}\frac{du_C}{dt} + \omega_0^2(\vec{u})u_C = \omega_0^2(\vec{u})u_{\text{вх}},\\ T\frac{du_y}{dt} + u_y = K_y u_{\text{вх}} u_R;\end{gathered} \tag{8}$$

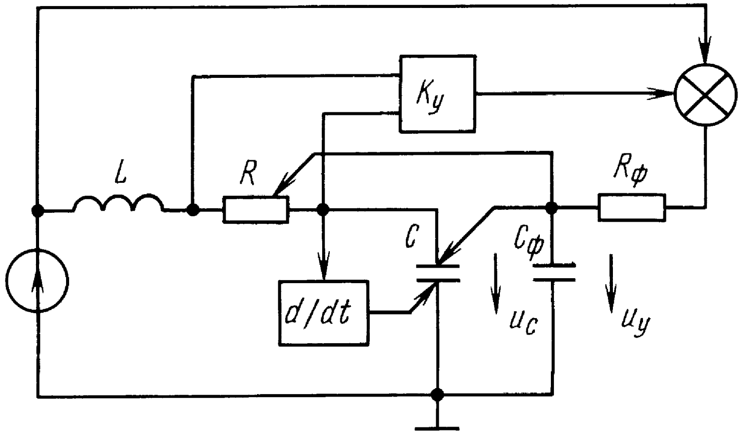

Рис. 2. Схема перестраиваемого робастного фильтра

здесь $\vec{u}' = (u_1, u_2, \ldots, u_n)$ — некоторый вектор напряжений на элементах, $u_C(t)$ — напряжение на емкости; $u_{\text{вх}}(t) = s(t, \vec{\lambda}) + n(t)$ согласно выражению (2); $T = R_{\text{ф}} C_{\text{ф}}$; K_y — коэффициент пропорциональности перемножителя; $\omega_0^{-2}(\vec{u}) = L(\vec{u}) C(\vec{u})$; $R(\vec{u})$, $C(\vec{u})$, $L(\vec{u})$ — дифференциальные параметры; введем $\hat{u}_{\text{вх}}(t)$ — сопряжение по Гильберту колебания.

Систему уравнений (8) согласно, например, методике из работы [7], учитывая, что $u_R = R(\vec{u}) C(\vec{u}) du_C/dt$, где u_R — напряжение на сопротивлении, приведем к следующей канонической форме системы нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка:

$$
\begin{aligned}
\frac{du_1}{dt} &= u_2, \quad u_1(t) = u_C(t), \\
\frac{du_2}{dt} &= -\frac{R(\vec{u})}{L(\vec{u})} u_2 + \omega_0^2(\vec{u}) \big(s(t, \vec{\lambda}) + n(t) - u_1 \big), \\
T \frac{du_3}{dt} &= K_y R(\vec{u}) C(\vec{u}) u_2 \big(s(t, \vec{\lambda}) + n(t) \big), \quad \vec{u}' = (u_1, u_2, u_3).
\end{aligned} \tag{9}
$$

Представление системы дифференциальных уравнений в виде (9) соответствует общей форме записи стохастических дифференциальных уравнений согласно, например, работе [7]:

$$
du_i = f_i(\vec{u}, t) dt + \sum_{k=1}^{M} g_{ik}(\vec{u}, t) d_\theta \theta_k(t), \quad i = \overline{1, M}, \tag{10}
$$

где $f_i(.), g(.)$ — детерминированные функции, удовлетворяющие условию Липшица; d_Θ — Θ-дифференциал ($\Theta \in [0, 1]$); $\theta_k(t)$ — винеровский процесс со спектральной плотностью $N_k/2$.

Согласно теореме Дуба [7] стохастическая система (9) при соответствующих ограничениях для функций, аналогичных функциям $f_i(.), g(.)$ в выражении (10), описывает многомерный марковский диффузионный процесс $\vec{u}(t)$, для которого можно записать локальные характеристики, общая форма которых в обозначениях (9) имеет вид

$$a_i(\vec{u}, t) = f_i(\vec{u}, t) + \Theta \sum_{k=1}^{M} \sum_{j=1}^{M} \frac{N_k}{2} g_{jk}(\vec{u}, t) \frac{\partial}{\partial u_j} g_{ik}(\vec{u}, t),$$

$$b_{ij}(\vec{u}, t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{M} N_k g_{ik}(\vec{u}, t) g_{jk}(\vec{u}, t).$$

Для системы (8) общий вид локальных характеристик может быть представлен в следующем виде:

$$\begin{aligned} a_i(\vec{u}, t) &= f_i(\vec{u}, t) + \Theta \frac{N}{2} \sum_{j=1}^{M} g_j(\vec{u}, t) \frac{\partial}{\partial u_j} g_j(\vec{u}, t), \\ b_{ij}(\vec{u}, t) &= \frac{N}{2} g_i(\vec{u}, t) g_j(\vec{u}, t). \end{aligned} \tag{11}$$

Согласно выражениям (10) и (11) для системы (9) соответствующие локальные характеристики многомерного марковского процесса $\vec{u}(t)$ имеют вид

$$\begin{aligned} & a_1(\vec{u}, t) = u_2(t), \quad g_1(\vec{u}, t) = 0, \quad K_y' = \frac{K_y}{T}, \\ & a_2(\vec{u}, \vec{\lambda}, t) = \frac{s(\vec{\lambda}, t) - u_1(t)}{L(\vec{u})C(\vec{u})} - \frac{R(\vec{u})}{L(\vec{u})} u_2(t) + \\ & \qquad + \Theta \frac{N}{2} \left(g_2(\vec{u}, t) \frac{\partial g_2(\vec{u}, t)}{\partial u_2} + g_3(\vec{u}, t) \frac{\partial g_2(\vec{u}, t)}{\partial u_3} \right), \\ & a_3(\vec{u}, \vec{\lambda}, t) = K_y' R(\vec{u}) C(\vec{u}) \hat{s}(\vec{\lambda}, t) u_2(t) - \frac{u_3}{T} + \\ & \qquad + \Theta \frac{N}{2} \left(g_2(\vec{u}, t) \frac{\partial g_3(\vec{u}, t)}{\partial u_3} + g_3(\vec{u}, t) \frac{\partial g_3(\vec{u}, t)}{\partial u_3} \right), \\ & b_{11} = 0, \quad b_{12} = 0, \quad b_{13} = 0, \quad b_{21} = 0, \quad b_{31} = 0, \\ & b_{22}(\vec{u}, t) = \frac{N}{2 \left(L(\vec{u}) C(\vec{u}) \right)^2}, \quad b_{23}(\vec{u}, t) = \frac{N K_y' R(\vec{u})}{2 L(\vec{u})} u(t), \\ & b_{32}(\vec{u}, t) = \frac{N K_y' R(\vec{u})}{2 L(\vec{u})} u_2(t), \quad b_{33}(\vec{u}, t) = \frac{N}{2} \left(K_y' R(\vec{u}) C(\vec{u}) u_2(t) \right)^2. \end{aligned} \tag{12}$$

Уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова для многомерной нестационарной плотности $p(\vec{u}, \vec{\lambda}, t)$, характеризующей систему (9), можно представить в виде

$$\frac{\partial p(\vec{u}, \vec{\lambda}, t)}{\partial t} = -\sum_{i=1}^{3} \frac{\partial}{\partial u_i} \left(a_i(\vec{u}, \lambda, t) p(\vec{u}, \lambda, t) \right) + \\ + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{3} \frac{\partial^2}{\partial u_i \partial u_j} \left(b_{ij}(\vec{u}, t) p(\vec{u}, \lambda, t) \right). \quad (13)$$

Это уравнение используется для параметрического синтеза нелинейных уравнений состояния (8) на основе слабых условий робастности непараметрического обнаружения [4]

$$\frac{\partial p(\vec{u}, \vec{\lambda}, t)}{\partial \vec{\lambda}} = 0.$$

Эти условия реализуются для уравнения состояния (8), если коэффициенты сноса уравнения (13) не зависят от параметров сигнала, т.е. одновременно выполнены условия

$$a_i(\vec{u}, \vec{\lambda}, t) = \underset{\vec{\lambda}}{\mathrm{const}}, \quad \frac{\partial a_i(\overleftarrow{u}, \vec{\lambda}, t)}{\partial u_i} = \underset{\vec{\lambda}}{\mathrm{const}}, \quad i \in 1, 2, 3, \quad (14)$$

для любого момента времени, в том числе для $t = \tau_{\text{и}}$.

Применительно к уравнению (13) с учетом выражений (12) условия (14) могут быть записаны следующим образом:

$$\frac{\partial a_2(\vec{u}, \vec{\lambda}, t)}{\partial \vec{\lambda}} = 0, \quad \frac{\partial^2 a_2(\vec{u}, \lambda, t)}{\partial \vec{\lambda} \partial u_2} = 0; \quad (15)$$

$$\frac{\partial a_3(\vec{u}, \vec{\lambda}, t)}{\partial \vec{\lambda}} = 0, \quad \frac{\partial^2 a_3(\vec{u}, \lambda, t)}{\partial \vec{\lambda} \partial u_3} = 0. \quad (16)$$

Остальные коэффициенты согласно выражениям (12) не зависят от векторного параметра $\vec{\lambda}$, т.е. при их использовании по условиям робастности соответствующие члены в уравнении (13) будут иметь тривиальные (нулевые) значения. Подобным образом обращаются в нуль слагаемые коэффициентов сноса a_i, $i = 1, 2, 3$, определяющие конкретную форму записи стохастических дифференциальных уравнений. Таким образом, для нелинейной системы уравнений состояния в непараметрической задаче обнаружения для процесса (1) параметрический синтез является инвариантным к форме стохастического дифференциального уравнения, т.е. не зависит от значения Θ. Подобная инвариантность управления в стохастических системах является следствием их физической реализуемости.

Условия (15), (16) после подстановки соответствующих выражений (12) имеют вид

$$
\begin{aligned}
&\frac{\partial s(\vec{\lambda},t)}{\partial\vec{\lambda}}\frac{1}{L(\vec{u})C(\vec{u})}=0,\\
&\frac{\partial^2 s(\vec{\lambda},t)}{\partial\vec{\lambda}}\frac{\partial}{\partial u_2}\left(\frac{1}{L(\vec{u})C(\vec{u})}\right)=0;
\end{aligned}
\tag{17}
$$

$$
\begin{aligned}
&\frac{\partial \hat{s}(\vec{\lambda},t)}{\partial\vec{\lambda}}K'_y R(\vec{u})C(\vec{u})u_2=0,\\
&\frac{\partial^2 \hat{s}(\vec{\lambda},t)}{\partial\vec{\lambda}}K'_y u_2\frac{\partial R(\vec{u})C(\vec{u})}{\partial u_3}=0.
\end{aligned}
\tag{18}
$$

Введем обозначения: $R(\vec{u}) = P_1(\vec{u})$, $C(\vec{u}) = P_2(\vec{u})$, $L(\vec{u}) = P_3(\vec{u})$. Параметрические зависимости $P_i(\vec{u})$, $i = 1, 2, 3$, т.е. нелинейные характеристики в выражениях (17), (18), могут быть изменяемыми независимо по каждой из координат:

$$
P_i(\vec{u}) = \prod_{k=1}^{M} h_k P_{ik}(u_k),
\tag{19}
$$

где h_k — весовые коэффициенты, $P_{ik}(u_k)$ — составляющие по координатам $P_i(\vec{u})$.

Поскольку в выражениях (17), (18) в общем случае имеем $\partial s(\vec{\lambda},t)/\vec{\lambda} \neq 0$, то выполнение условий (17), (18) возможно асимптотически при некоторой нормировке. Тогда условия (17), (18) с учетом выражения (19) могут быть приведены к виду

$$
\begin{aligned}
&\frac{\partial}{\partial u_2}\left(L_1(u_1)L_2(u_2)L_3(u_3)C_1(u_1)C_2(u_2)C_3(u_3)\right)^{-1}=\\
&\qquad = k_2\left(L_1(u_1)L_2(u_2)L_3(u_3)C_1(u_1)C_2(u_2)C_3(u_3)\right)^{-1},\\
&\frac{\partial}{\partial u_3}\left(R_1(u_1)R_2(u_2)R_3(u_3)C_1(u_1)C_2(u_2)C_3(u_3)\right)=\\
&\qquad = k_3\left(R_1(u_1)R_2(u_2)R_3(u_3)C_1(u_1)C_2(u_2)C_3(u_3)\right),
\end{aligned}
\tag{20}
$$

или, после соответствующих преобразований,

$$
\begin{aligned}
&\frac{\partial}{\partial u_2}\left(L_2(u_2)C_2(u_2)\right)^{-1}=k_2\left(L_2(u_2)C_2(u_2)\right)^{-1},\\
&\frac{\partial}{\partial u_3}\left(R_3(u_3)C_3(u_3)\right)=k_3\left(R_3(u_3)C_3(u_3)\right),
\end{aligned}
\tag{21}
$$

где k_2, k_3 — нормирующие коэффициенты.

Система уравнений (21) может быть как совместной, так и независимой. В последнем случае первое уравнение решается относительно параметра $L(u_2)$, а второе — относительно параметров $R(u_3)$ и $C(u_3)$.

Можно также решить систему (21) как совместную; при этом, приняв $L_1(u_1)L_2(u_2)L_3(u_3) = L = \text{const}$, ее можно записать в виде

$$\begin{aligned} &\frac{\partial}{\partial u_2} C_2^{-1}(u_2) = k_2 C_2^{-1}(u_2), \\ &\frac{\partial}{\partial u_3}\left(R(u_3)C_3(u_3)\right) = k_3 C_3(u_3); \end{aligned} \tag{22}$$

здесь k_2, k_3 — действительные числа.

Из системы уравнений (22) следует, что сопротивление зависит только от одной переменной состояния системы (8), а емкость — от двух переменных. Таким образом, решение системы уравнений (22) для уравнений состояния (8) можно получить, например, в виде

$$C(u_2, u_3) = \frac{B}{R^*(u_3)} e^{k_2 u_2 + k_3' u_3}, \quad t \in [0, \tau_{\text{и}} \leqslant T]; \tag{23}$$

здесь B — постоянная интегрирования (например, $B = C_0 R_0$); $R^*(-u_3) = R^*(+u_3) = \exp(-k_3''\,|u_3|)$, $k_3 = k_3' + k_3''$; $C(u_2, u_3) = K_c C_2(u_2) C_3(u_3)$, K_c — коэффициент пропорциональности.

Параметрическая зависимость $R^*(u_3)$ входит в выражение (23) как $R^*(|u_3|)$ для обеспечения симметрии управления по частотной отстройке, а именно, симметрии полосы захвата относительно центральной частоты. Если подобная симметрия не требуется, то в системе (21) может использоваться монотонная зависимость $R(u_3)$, т.е. обычное решение.

Таким образом, алгоритмы обработки в данной непараметрической задаче обнаружения должны быть реализованы в виде системы нелинейных стохастических дифференциальных уравнений, коэффициенты которых имеют экспоненциальные зависимости от одной или одновременно от двух координат.

В этих алгоритмах при обнаружении радиоимпульса с неизвестной несущей частотой и прямоугольной или экспоненциальной огибающими реализуются, во-первых, робастная фильтрация входного сигнала полосовым фильтром за счет обратной связи по мгновенной производной отфильтрованного процесса, во-вторых, следящая перестройка одиночного колебательного контура, осуществляемая вследствие действия обратной связи по усредненной составляющей как изменением резонансной частоты контура, так и его полосы пропускания. При этом полоса пропускания изменяется вследствие изменения нелинейного сопротивления, нелинейная функция которого, как следует из выражения (23), может быть четной функцией, т.е. не зависимой от знака частотной отстройки. Из уравнений (22) следует также, что управление по мгновенной и усредненной составляющим частотных отстроек может быть реализовано независимо: управление по мгновенной составляющей — за счет изменения индуктивности, а по усредненной — за счет емкости и сопротивления.

Как известно, не чувствительные к малым отклонениям основного распределения робастные алгоритмы вследствие этого более эффективны на ограниченных выборках.

Выводы. 1. На основе теории робастных статистик получены алгоритмы обработки для обнаружения на фоне белого гауссова шума радиоимпульса с прямоугольной или экспоненциальной огибающими и неизвестной частотой. Эти алгоритмы могут быть реализованы в виде системы нелинейных стохастических дифференциальных уравнений, а их технический аналог — в виде перестраиваемого одиночного колебательного контура и инерционного звена первого порядка с соответствующими взаимными связями.

2. На основе слабого критерия робастности для задач обнаружения синтезированы нелинейные зависимости коэффициентов алгоритмов обработки (параметров в их технических аналогах), предполагающие робастную и автоматическую настройку фильтрующего колебательного контура на радиоимпульс с неизвестной частотой. Структура этих зависимостей не зависит от формы записи стохастических дифференциальных уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шмалько А. В. Цифровые сети связи: основы планирования и построения. – М.: Эко-трейдз, 2001.
2. Шахтарин Б. И. Статистическая динамика систем синхронизации. – М.: Радио и связь, 1998.
3. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, В.А. Богданович и др.; Под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984.
4. Неволин В. И. Синтез и моделирование робастных нелинейных алгоритмов обнаружения импульсных сигналов для сверхширокополосных радиолокаторов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 9. – № 1. – С. 46–54.
5. Неволин В. И. Устройство автоматической настройки полосового фильтра. Заявка на изобр. №2003130247. Приор. от 10.10.03.
6. Ярлыков М. С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1980.
7. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977.

Статья поступила в редакцию 2.12.2003

Владимир Иванович Неволин родился в 1947 г., окончил в 1976 г. Уральский политехнический институт им. С.М. Кирова. Канд. техн. наук, зав. кафедрой “Радиотехника” Южноуральского государственного университета. Автор более 50 научных работ в области стохастических систем.

V.I. Nevolin (b. 1947) graduated from the Urals Polytechnic Institute n.a. S.M. Kirov in 1976. Ph. D. (Eng.), head of “Radio Technology” department of the South-Urals State University. Author of over 50 publications in the field of stochastic systems.