

85
85

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ МВ и ССО СССР РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

У

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

КИЕВ — 1986

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин Б. Р., Шинаков Ю. С. Совместно оптимальные алгоритмы обнаружения сигналов и оценивания их параметров (обзор).—Радиотехника и электроника, 1977, т. 22, № 11, с. 2239—2256.
2. Миддлтон Д., Эспозито Р. Новые результаты в теории одновременного оптимального обнаружения сигналов и оценки их параметров в шуме.—Проблемы передачи информации, 1970, т. 6, № 2, с. 3—20.
3. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов.—М.: Сов. радио, 1978.—320 с.
4. Трифонов А. П. Обнаружение сигналов с неизвестными параметрами. В кн.: Теория обнаружения сигналов.—М.: Радио и связь, 1984, с. 12—89.
5. Трифонов А. П., Бутейко В. К. Прием сигнала с неизвестными амплитудой и длительностью на фоне белого шума.—Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1984, т. 27, № 8, с. 28—34.
6. Трифонов А. П. Прием сигнала с неизвестной длительностью на фоне белого шума.—Радиотехника и электроника, 1977, т. 22, № 1, с. 90—98.
7. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы.—М.: Сов. радио, 1977.—432 с.
8. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника.—М.: Радио и связь, 1982.—624 с.
9. Трифонов А. П. Прием случайного сигнала с неизвестной частотой.—Радиотехника и электроника, 1980, т. 25, № 4, с. 749—759.
10. Питербарг В. И. Асимптотическая пуассоновость числа высоких выбросов и распределение максимума гауссовского однородного поля.—В кн.: Выбросы случайных полей.—М.: МГУ, 1972, с. 90—118.
11. Pickands J. III. Upcrossing probabilities for stationary Gaussian process.—Trans. Amer. Math. Soc., November, 1969, 145.
12. Qualls C., Watanabe H. Asymptotic properties of Gaussian processes.—Ann. of Math. Stat., 1972, v. 3, N 2, p. 580—596.
13. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.—М.: Сов. радио, 1978.—296 с.

Поступила в редакцию после доработки 07.08.85.

УДК 621.391

ПРИЕМ СИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ЗАДЕРЖКОЙ ПРИ НАЛИЧИИ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ

ТРИФОНОВ А. П., ЗАХАРОВ А. В.

Установлена структура приемника максимального правдоподобия и найдены вероятности ошибок при обнаружении сигнала на фоне белого шума. Получены выражения для характеристик оценки задержки сигнала с учетом аномальных ошибок.

Помехоустойчивость систем передачи информации существенно ограничивается модулирующими (мультипликативными) помехами, неизбежно присутствующими в реальных каналах связи [1, 2] и др. Рассмотрим прием импульса

$$s(t, \tau_0) = \begin{cases} a[1 + k\xi_0(t)], & |t - \tau_0| \leq \gamma/2, \\ 0, & |t - \tau_0| > \gamma/2, \end{cases} \quad (1)$$

искаженного модулирующей гауссовской помехой $\xi_0(t)$, на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . Здесь $\xi_0(t)$ — безразмерный стационарный случайный процесс, описывающий паразитную модуляцию сигнала, причем $\langle \xi_0(t) \rangle = 0$, $\langle \xi_0(t)\xi_0(t+\lambda) \rangle = K_0(\lambda)$, $K_0(0) = 1$; k — коэффициент паразитной модуляции. Полагаем, что неизвестная задержка τ сигнала (1) принимает значения из априорного интервала $[-T_0/2; T_0/2]$. Для обнаружения сигнала (1) и оценки его задержки используем метод максимального правдоподобия. Устройство, реализующее этот метод, будем называть

приемником максимального правдоподобия (ПМП). С целью более компактной записи сигнала, представим (1) как

$$s(t, \tau_0) = I[(t - \tau_0)/\gamma] \xi(t), \quad (2)$$

где $I(\cdot)$ — индикатор единичной длительности, а $\xi(t)$ — стационарный гауссовский случайный процесс, для которого $\langle \xi(t) \rangle = a$,

$$\langle \xi(t) \xi(t + \lambda) \rangle - \langle \xi(t) \rangle^2 = K(\lambda) = a^2 k^2 K_0(\lambda).$$

Структура ПМП. Пусть на вход приемника в течение интервала времени $[-T/2; T/2]$ поступает реализация гауссовского случайного процесса $x(t) = n(t)$ или $x(t) = s(t, \tau_0) + n(t)$, причем $n(t)$ и $s(t, \tau_0)$ статистически независимы. ПМП должен вырабатывать логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОР) $M(\tau)$ для всех $\tau \in [-T_0/2; T_0/2]$, $T_0 + \gamma < T$. Будем считать, что длительность импульса (1), (2) значительно больше времени корреляции процессов $\xi(t)$ и $\xi_0(t)$, т. е.

$$\mu \gg 1, \quad (3)$$

$$\mu = \gamma \Delta f_e / 2, \quad \Delta f_e = \int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\omega) d\omega / 2\pi \max G^2(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_0^2(\omega) d\omega / 2\pi \max G_0^2(\omega),$$

$G(\omega)$ и $G_0(\omega)$ — спектры мощности соответственно процессов $\xi(t)$ и $\xi_0(t)$.

При выполнении (3) ЛФОР с точностью до постоянного слагаемого определяется выражением [3—5]

$$M(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{x}(t_1, \tau) \tilde{x}(t_2, \tau) \theta_0(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 + \frac{2a}{N_0(1 + q_0)} \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{x}(t, \tau) dt, \quad (4)$$

$$\tilde{x}(t, \tau) = I[(t - \tau)/\gamma] x(t), \quad q_0 = 2G(0)/N_0,$$

$$\theta_0(t_1 - t_2) = \frac{q}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho(\omega) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{1 + q\rho(\omega)}, \quad (5)$$

$$q = 2 \max G(\omega)/N_0, \quad \rho(\omega) = G(\omega)/\max G(\omega)$$

— нормированный спектр мощности модулирующей помехи.

Практическая реализация ПМП в виде (4) наталкивается на существенные трудности, связанные с формированием квадратичного функционала от реализации наблюдаемых данных для всех значений $\tau \in [-T_0/2; T_0/2]$. Поэтому, полагая $T \gg \gamma$ и учитывая (3), преобразуем (4), как это делается в [3]. В результате получим

$$M(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{y}^2(t, \tau) dt + \frac{2a}{N_0(1 + q_0)} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{x}(t, \tau) dt, \quad (6)$$

$$\text{где } \tilde{y}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{x}(v, \tau) H(t - v) dv, \quad (7)$$

спектр функции $H(t)$ удовлетворяет соотношению $|H(j\omega)|^2 = \Theta_0(\omega)$, а $\Theta_0(\omega)$ — спектр функции (5). Структуру ПМП (6) можно существенно упростить, если пренебречь ошибками измерения задержки сигнала (1) порядка времени корреляции процесса $\xi_0(t)$, т. е. порядка $1/\Delta f_e$. Аналогично (3) обозначим Δf_n — эквивалентная полоса пропускания фильтра с импульсной переходной функцией $H(t)$. Согласно (5) всегда $\Delta f_n \geq \Delta f_e$. Следовательно, длительность переходного процесса фильтра $H(t)$ не превышает времени корреляции процесса $\xi_0(t)$. Поэтому, учитывая (3), можем приближенно переписать (7) как

$$\tilde{y}(t, \tau) \simeq I[(t - \tau)/\gamma] \int_{-\infty}^{+\infty} x(v) H(t - v) dv = I[(t - \tau)/\gamma] y(t). \quad (8)$$

Очевидно, функции $\tilde{y}(t, \tau)$ и $I[(t - \tau)/\gamma] y(t)$ могут существенно отличаться лишь на интервалах времени порядка $1/\Delta f_n$. Поскольку $\Delta f_n^{-1} \leq \Delta f_e^{-1} \ll \gamma$, то этим отличием будем пренебрегать. Подставляя (8) в (6), приходим к выражению

$$M(\tau) = \frac{1}{2} \int_{\tau-\gamma/2}^{\tau+\gamma/2} \left[y^2(t) + \frac{4ax(t)}{N_0(1+q_0)} \right] dt. \quad (9)$$

Реализация ПМП в виде (9) существенно проще, чем согласно (4) или (6).

При наличии сигнала (2) на входе ПМП $M(\tau)$ (9) можно представить как сумму сигнальной и шумовой функции [4]. Вводя безразмерный параметр $l = \tau/\gamma$ и опуская всюду далее несущественное слагаемое $c =$
 $= q\gamma \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(\omega) [1 + q\rho(\omega)]^{-1} d\omega/4\pi$, получаем

$$M(l) = S_1(l) + N_1(l), \quad l \in [-m/2; m/2], \quad (10)$$

где $m = T_0/\gamma$, $S_1(l) = \langle M(l) \rangle$, $N_1(l) = M(l) - \langle M(l) \rangle$, а усреднение выполняется по реализациям $\xi(t)$ и $n(t)$ при фиксированном истинном значении задержки τ_0 . Сигнальную функцию запишем как

$$S_1(l) = AS(l_0, l), \quad A = \max S_1(l) = \frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{1 + q\rho(\omega)} + \frac{z_0^2(2 + q_0)}{2(1 + q_0)}, \quad (11)$$

$$z_0^2 = \frac{2a^2\gamma}{N_0}$$

— отношение сигнал/шум для неискаженной части импульса (1), а

$$S(l_1, l_2) = \begin{cases} 1 - |l_1 - l_2|, & |l_1 - l_2| \leq 1, \\ 0, & |l_1 - l_2| > 1. \end{cases} \quad (12)$$

В соответствии с (10), $\langle N_1(l) \rangle = 0$ и при $|l_i - l_0| < 1$, $i = 1, 2$

$$\langle N_1(l_1) N_1(l_2) \rangle = \sigma_{NS}^2 R(l_1, l_2), \quad \sigma_{NS}^2 = \mu q^2 + z_0^2(1 + q_0), \quad (13)$$

$$R(l_1, l_2) = \begin{cases} 1 - |l_1 - l_2| - g \min(|l_1 - l_0|, |l_2 - l_0|), & (l_1 - l_0)(l_2 - l_0) \geq 0, \\ 1 - |l_1 - l_2|, & (l_1 - l_0)(l_2 - l_0) < 0; \end{cases}$$

$$g = \left[\frac{\gamma q^3}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^3(\omega) [2 + q\rho(\omega)] d\omega}{[1 + q\rho(\omega)]^2} + z_0^2 \frac{3q_0 + 3q_0^2 + q_0^3}{(1 + q_0)^2} \right] \times$$

$$\times [\mu q^2 + z_0^2(1 + q_0)]^{-1}.$$

$$\text{Когда } \max \{|l_1 - l_0|, |l_2 - l_0|\} > 1, \quad (14)$$

$$\langle N(l_1) N(l_2) \rangle = \sigma_N^2 S(l_1, l_2), \quad \sigma_N^2 = \frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{[1 + q\rho(\omega)]^2} + \frac{z_0^2}{(1 + q_0)^2},$$

а $S(l_1, l_2)$ определяется из (12). При отсутствии полезного сигнала на входе ПМП для ЛФОП (9) выполняются соотношения

$$\langle M(l) \rangle = 0, \quad \langle M(l_1) M(l_2) \rangle = \sigma_N^2 S(l_1, l_2). \quad (15)$$

Отметим, что моменты ЛФОП (11)–(15) рассчитаны в пренебрежении переходным процессом фильтра $H(t)$, аналогично (8). Кроме того, из [3, 6] следует асимптотически гауссовский характер $M(\tau)$, $M(l)$ и $N_1(l)$ при $\mu \rightarrow \infty$.

Обнаружение сигнала. ПМП выносит решение о наличии или отсутствии сигнала $s(t, \tau_0)$ на основе сравнения абсолютного максимума $M(\tau)$ (9) при $\tau \in [-T_0/2; T_0/2]$ с порогом h . Соответственно вероятности ошибок ложной тревоги α и пропуска сигнала β можно записать как: $\alpha = P[H_N > h]$ и $\beta = P[H_{NS} < h]$. Здесь H_N и H_{NS} — величины абсолютных максимумов $M(l)$, $l \in [-m/2; m/2]$ в отсутствие и при наличии сигнала (1), (2) в принятой реализации $x(t)$. Установленные выше свойства ЛФОП (9) позволяют на основе результатов [5, 7] получить для вероятностей ошибок выражения:

$$\alpha \simeq \begin{cases} 1 - \exp[-(mu/\sqrt{2\pi}) \exp(-u^2/2)], & u \geq 1, \\ 1, & u < 1, \end{cases} \quad (16)$$

$$\beta \simeq \exp\left[-\frac{mu}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right)\right] \left\{ \Phi\left(\frac{u}{\kappa} - z\right) - 2 \exp\left[\frac{\psi^2 z^2}{2} + \psi z \left(z - \frac{u}{\kappa}\right)\right] \times \right. \\ \left. \times \Phi\left[\frac{u}{\kappa} - (\psi + 1)z\right] + \exp\left[2\psi^2 z^2 + 2\psi z \left(z - \frac{u}{\kappa}\right)\right] \Phi\left[\frac{u}{\kappa} - (2\psi + 1)z\right] \right\}, \quad (17)$$

когда $u \geq 1$, $\beta \simeq 0$ при $u < 1$. Здесь обозначено: $u = h/\sigma_N$ — нормированный порог;

$$\kappa^2 = \frac{\sigma_{NS}^2}{\sigma_N^2} = [\mu q^2 + z_0^2(1 + q_0)] \left\{ \frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{[1 + q\rho(\omega)]^2} + \frac{z_0^2}{(1 + q_0)^2} \right\}^{-1}, \\ \psi = 2\kappa^2/(1 + \kappa^2), \quad (18)$$

$$z^2 = \frac{A^2}{\sigma_{NS}^2} = \left[\frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{1 + q\rho(\omega)} + \frac{z_0^2(2 + q_0)}{2(1 + q_0)} \right]^2 [\mu q^2 + z_0^2(1 + q_0)]^{-1}$$

— отношение сигнал/шум на выходе ПМП, а $\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности [4]. При этом точность формул (16), (17) возрастает с увеличением u, m, μ, z . Формулы (16), (17) существенно упрощаются, если $q \ll 1$. Тогда $\kappa \simeq 1$, $\psi \simeq 1$, а

$$z^2 \simeq \mu q^2 + z_0^2 \simeq \sigma_N^2. \quad (19)$$

В этом случае (16), (17) совпадают с аналогичными выражениями для вероятностей ошибок при обнаружении неискаженного прямоугольного импульса [7], если в них подставить отношение сигнал/шум из (19).

Оценки задержки сигнала. Рассмотрим характеристики ПМП, когда производится оценка неизвестной задержки τ_0 импульса (1). При этом предполагается, что сигнал $s(t, \tau_0)$ присутствует на входе ПМП с вероятностью 1. В качестве оценки безразмерной задержки $l_0 = \tau_0/\gamma$ принимают положение l_m абсолютного максимума $M(l)$ (10) при $l \in [-m/2; m/2]$. Согласно [4], когда $m \gg 1$, условное смещение оценки $b(l_m|l_0) = \langle l_m - l_0 \rangle = P_0 d_0 - (1 - P_0) l_0$, а условное рассеяние (средний квадрат ошибки) запишется как $V(l_m|l_0) = P_0 \sigma_0^2 + (1 - P_0)(m^2/12 + l_0^2)$. Здесь P_0 — вероятность надежной оценки, а d_0 и σ_0^2 обозначают соответственно условные смещение и рассеяние надежной оценки. Под надежной оценкой [4] понимается оценка, найденная в предположении $|l_m - l_0| < 1$. Установленные выше свойства ЛФОП (9) позволяют на основе результатов [5], записать выражения для характеристик оценки

$$P_0 \simeq \frac{2\psi z}{\kappa} \exp\left(\frac{\psi^2 z^2}{2} + \psi z^2\right) \int_1^\infty \exp\left[-\frac{mx}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right] \times$$

$$\times \left\{ \exp \left(-\frac{\psi z x}{\kappa} \right) \Phi \left[\frac{x}{\kappa} - (\psi + 1) z \right] - \exp \left[\frac{3\psi^2 z^2}{2} + \psi z \left(z - \frac{2x}{\kappa} \right) \right] \times \right. \\ \left. \times \Phi \left[\frac{x}{\kappa} - (2\psi + 1) z \right] \right\} dx, \quad d_0 \simeq 0, \quad \sigma_0^2 \simeq 13(2-g)^2/8z^4. \quad (20)$$

Подставляя в (20) значения g (13) и z^2 (18) для дисперсии надежной оценки нормированной задержки, получаем

$$\sigma_0^2 = \frac{13(\sigma_{Ns}^2 + \sigma_N^2)^2}{8A^4} = \frac{13}{8} \left\{ \frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{(1 + q\rho(\omega))^2} + \mu q^2 + \right. \\ \left. + z_0^2 \frac{1 + (1 + q_0)^3}{(1 + q_0)^2} \right\}^2 \left\{ \frac{\gamma q^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho^2(\omega) d\omega}{1 + q\rho(\omega)} + \frac{z_0^2}{2} \frac{2 + q_0}{1 + q_0} \right\}^{-4}. \quad (21)$$

Когда $q \ll 1$, эту формулу можно переписать в виде

$$\sigma_0^2 = 13/2 (\mu q^2 + z_0^2)^2. \quad (22)$$

Формула (22) совпадает с аналогичным выражением для дисперсии оценки задержки неискаженного прямоугольного импульса [8], если в это выражение подставить отношение сигнал/шум из (19). В качестве примера рассмотрим полосовую модулирующую помеху с нормированным спектром мощности

$$\rho(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \Omega/2, \\ 0, & |\omega| > \Omega/2. \end{cases} \quad (23)$$

Подставляя (23) в (21), находим

$$\sigma_0^2 = \frac{13 \{ \mu q^2 [1 + (1 + q)^2] + z_0^2 [1 + (1 + q)^3] \}^2}{8 \{ \mu q^2 + z_0^2 (2 + q)/2 \}^4}. \quad (24)$$

Обозначим $\tilde{z}^2 = 2\gamma \langle s^2(t, \tau_0) \rangle / N_0$ — отношение удвоенной средней энергии сигнала (1) к спектральной плотности белого шума. Тогда в (24) следует положить $\mu = \gamma\Omega/4\pi$, $z_0^2 = \tilde{z}^2/(1 + k^2)$, $q = \tilde{z}^2 k^2 / 2\mu(1 + k^2)$. Найдем проигрыш

в точности оценки задержки в результате воздействия модулирующей помехи. При приеме прямоугольного импульса, неискаженного модулирующей помехой, дисперсия оценки его нормированной задержки $\sigma_1^2 = 13/2 \tilde{z}^4$ [8]. Здесь предполагается, что энергия неискаженного импульса выбрана равной средней энергии искаженного импульса (1). На рис. 1 представлены зависимости проигрыша в точности оценки $\chi = \sigma_0^2/\sigma_1^2$ от коэффициента паразитной модуляции k сигнала (1). Кривая 1 рассчитана для $\mu=50$, $\tilde{z}^2=20$; 2 — $\mu=50$, $\tilde{z}^2=40$; 3 — $\mu=50$, $\tilde{z}^2=100$. Штриховая кривая рассчитана для $\mu=100$, $\tilde{z}^2=100$. Из рис. 1 следует,

что проигрыш в точности оценки задержки, обусловленный модулирующей помехой, достигает заметной величины уже при $k \geq 0,3-0,5$ и монотонно возрастает с ростом k и μ . Когда $0,5 \leq k \leq 2$, с увеличением среднего отношения сигнал/шум $\tilde{z}^2$ проигрыш в точности оценки незначительно возрастает. Однако, если k велико ($k \geq 3-5$) увеличение среднего отношения сигнал/шум приводит к заметному снижению проигрыша в точности оценки времени задержки импульса, искаженного модулирующей помехой.

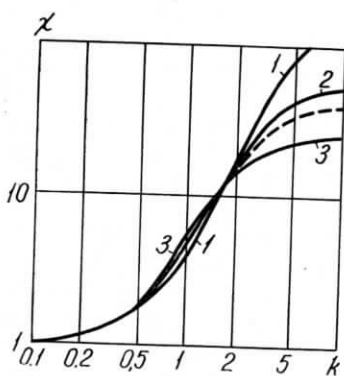


Рис. 1

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпухин В. И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов.— М.: Сов. радио, 1972.—480 с.
2. Васильев К. К. Прием сигналов при мультипликативных помехах.— Саратов: изд. СГУ, 1983.—128 с.
3. Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г. П. Тартаковского. Т. 1.— М.: Сов. радио, 1963.—424 с.
4. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М.: Сов. радио, 1978.—296 с.
5. Трифонов А. П., Галун С. А. Эффективность приема случайного импульсного сигнала на фоне белого шума.— Радиотехника и электроника, 1981, т. 26, № 8, с. 1622—1630.
6. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника.— М.: Радио и связь, 1982.—624 с.
7. Трифонов А. П. Обнаружение сигналов с неизвестными параметрами.— В кн.: Теория обнаружения сигналов.— М.: Радио и связь, 1984, с. 12—89.
8. Терентьев А. С. Распределение вероятности временного положения абсолютного максимума на выходе согласованного фильтра.— Радиотехника и электроника, 1968, т. 13, № 4, с. 652—657.

Поступила в редакцию 18.01.85.

УДК 621.391.26

АНАЛИЗ ДИСКРЕТНОГО ФАЗОВОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

ФЕДОТОВ К. Д., ЧИЛИКИН В. М.

Приведен анализ дискретного фазового обнаружителя с учетом некогерентной обработки и при условии независимости выборок шума на входе ограничителя. Получены точные и приближенные соотношения, позволяющие рассчитывать вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения гармонического сигнала на фоне широкополосной стационарной помехи.

На вход обнаружителя поступает смесь $u(t) = u_c(t) + u_{ш}(t)$ сигнала $u_c(t)$ и шума $u_{ш}(t)$ (или только шум) с выхода усилителя промежуточной частоты ω_0 приемника. Не учитывая переходные процессы в усилителе, сигнал представим немодулированным радиоимпульсом длительности T_n , возможный момент появления которого на входе приемника принимаем за начало отсчета времени

$$u_c(t) = U_c \cos(\omega_0 t + \Omega t + \varphi_c), \quad 0 \leq t \leq T_n. \quad (1)$$

Амплитуда сигнала U_c и расстройка по частоте Ω полагаются известными, а начальная фаза φ_c случайной. Фазовый обнаружитель подобного сигнала может быть построен по схеме, содержащей амплитудный ограничитель, фильтр, осуществляющий когерентное накопление, амплитудный детектор и фильтр некогерентного накопления [1]. Обычно при дискретной обработке дискретизации подвергаются квадратурные компоненты входного колебания [2]. При этом структурная схема дискретного фазового обнаружителя принимает вид, показанный на рис. 1. Здесь $\dot{U}(t)$ — комплексная амплитуда входной смеси, комплексная амплитуда на выходе ограничителя $\dot{X}(t) = f(\dot{U}) = \dot{U}B(|\dot{U}|)/|\dot{U}|$, где $B(|\dot{U}|)$ — амплитудная характеристика ограничителя.

В дальнейшем полагаем ограничитель идеальным и $B(|\dot{U}|) = B$. Элемент дискретизации образует выборки $\dot{X}_k = \dot{X}(kT)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, поступа-