

УДК 621.391: 538.56

ОЦЕНИВАНИЕ КОДА ШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА В АКУСТООПТИЧЕСКОМ ДЕМОДУЛЯТОРЕ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

Г. С. Нахмансон, П. Л. Маньков

Воронежский государственный университет

Рассматривается эффективность оценивания кода фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС), принимаемого в условиях помех, в акустическом демодуляторе (АОД) в реальном масштабе времени. Для конкретной схемы электронной обработки выходных сигналов фотоприемников получены аналитические выражения для вероятностей правильного и ошибочного решений при определении наличия и отсутствия броска фазы во фрагменте сигнала, находящегося в апертуре ультразвукового модулятора света (УЗМС). Анализируется зависимость эффективности определения кода ФМШПС от уровня внешних помех и внутренних шумов.

ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Необходимость одновременной передачи больших потоков информации, а также высокая стоимость современных систем связи требует эффективной работы последних, что достигается уплотнением линий связи и повышением их многоканальности. Поэтому контроль за работой систем связи и правильным использованием общего диапазона частот является важной практической задачей. Учитывая, что в современных системах связи широко применяются ФМШПС, для решения ряда практических задач представляет интерес оценивание кода ФМШПС в масштабе времени, близком к реальному. В [1] рассматривалась возможность определения наличия скачков фазы ФМШПС в акустическом демодуляторе в реальном масштабе времени, но при обработке сигналов не учитывалось влияние шумов. Поэтому задача определения закона изменения кодовой последовательности ФМШПС принимаемого в условиях внешних и внутренних помех с минимальными временными затратами представляет практический интерес.

Рассмотрим работу демодулятора ФМШПС на базе акустическом конвольвера (АОК), работающего в реальном масштабе времени. Структурная схема такого демоду-

лятора приведена на рис. 1, где 1 — источник когерентного оптического излучения; 2 — коллиматор; 3 — ультразвуковые модуляторы света (УЗМС), с размерами рабочих апертур $D \times H$ (D — длина УЗМС вдоль оси Ox , H — ширина вдоль оси Oy), являющиеся устройствами ввода сигналов в АОК и работающие в режиме Брэгга [2,3]; 4 — интегрирующая линза с фокусным расстоянием f_n ; 5 — матрица фотоприемников с размерами каждого из них вдоль осей $O_1\xi$ и $O_1\eta$ $d_\xi \times d_\eta$; 6, 11 — полосовые фильтры, настроенные на частоты $2\omega_0$ и ω_0 соответственно (ω_0 — несущая частота принимаемого ФМШПС), с полосой пропускания, превышающей ширину спектра сигнала; 7 — перемножители; 8 — фильтр нижних частот (ФНЧ); 9 — сумматор; 10 — выходное решающее устройство; 12 — квадратичное устройство; 13 — линия задержки. Размер рабочей апертуры УЗМС вдоль оси Ox выбран сравнимым с пространственной длительностью отдельного импульса $V\tau$ ФМШПС (V — скорость распространения ультразвука в апертуре УЗМС, τ — длительность отдельного импульса), т. е. $\tau \approx D/V$.

АНАЛИЗ РАБОТЫ АОД

Пусть на вход АОД поступает аддитивная смесь $x(t) = s(t) + n(t)$ фазоманипулированного сигнала $s(t)$ и нормального гаус-

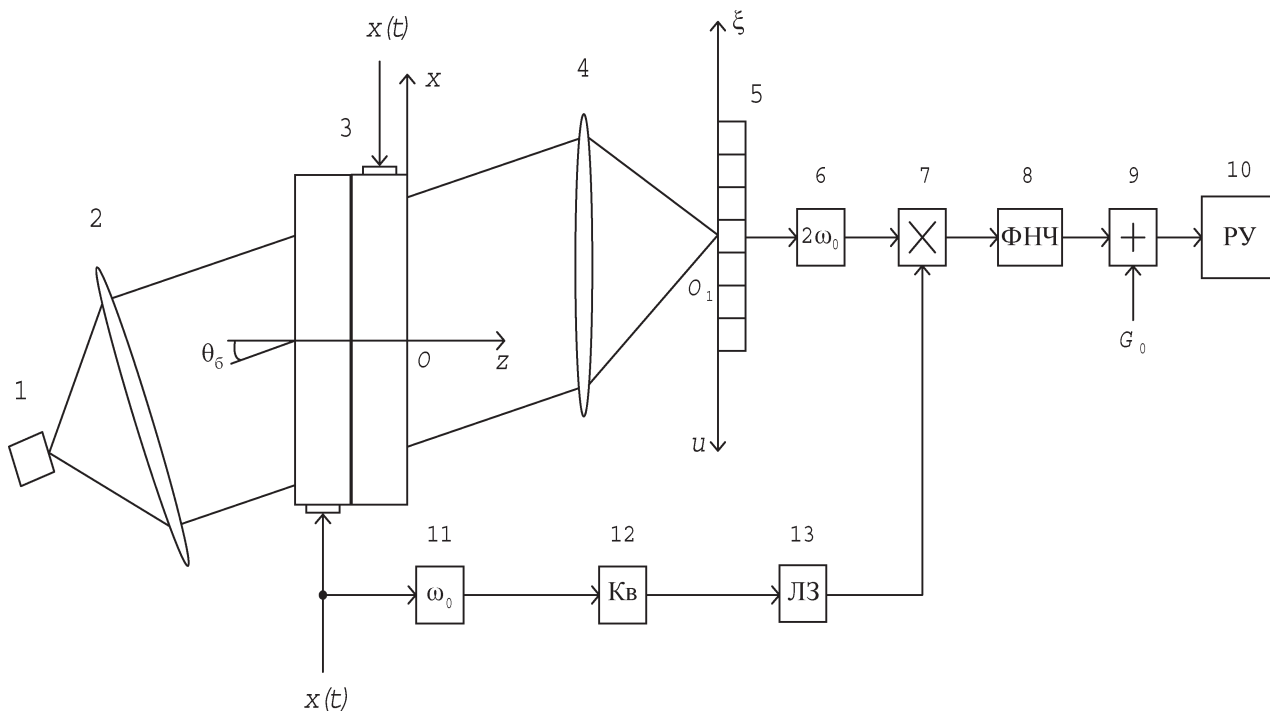


Рис. 1. Структурная схема акустооптического демодулятора ФМШПС

совского шума $n(t)$ с нулевым средним значением $\langle n(t) \rangle = 0$ и функцией корреляции $\langle n(t_1) n(t_2) \rangle = (N_0/2) \delta(t_1 - t_2)$, где N_0 — спектральная плотность шума.

Фазоманипулированный сигнал $s(t)$ можно записать в виде [4]

$$s(t) = a_0 \sum_{k=1}^n p_k U[t - (k-1)\tau] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1)$$

В (1) $\{p_k\}$ — совокупность коэффициентов, принимающих значения $\{-1, 1\}$ и сохраняющих их в пределах отдельного импульса, определяющая закон изменения фазовой кодовой последовательности;

$$U(t) = \text{rect } t = \begin{cases} 1, & 0 < t < \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau, \end{cases}$$

— прямоугольная огибающая отдельного импульса; φ_0 — случайная начальная фаза. Входная смесь $x(t)$ помимо АОД поступает одновременно на вход полосового фильтра 11 и далее возводится в квадрат. Затем проходит линию задержки 13, где задерживается на время равное $T_M/2$ и поступает на перемножитель 7. Воздействуя на пьезообразователи двух идентичных УЗМС АОК, $x(t)$ возбуждает в звукопроводах каждого из них бегущие навстречу друг другу акустические волны, достигающие центра апертур УЗМС в момент времени $T_M/2$ ($T_M = D/V$ —

время распространения акустической волны вдоль апертуры УЗМС). УЗМС АОК освещается плоской монохроматической световой волной с длиной λ , падающей в плоскости xOz под углом Брэгга $\sin \theta_B = \lambda / 2\Lambda$ (λ — длина световой волны, Λ — длина звуковой волны) к нормали к поверхности УЗМС и дифрагирующей на ультразвуке, распространяющемся в УЗМС.

Распределение интенсивности дифрагированного светового потока, освещающего фотоприемники, размещенные вдоль оси $O_1\xi$ в плоскости (ξ, η) перпендикулярной оси Oz при $T_M/2 \leq t \leq T_M$ является функцией пространственных частот $u = (2\pi/\lambda)(\sin \theta_B - \xi/f_L)$ и $v = -2\pi\eta/\lambda f_L$. Проводя рассуждения, аналогичные [5], и, вводя обозначения $n(t, x) = n(t - x/V)$, $n_1(t, x) = n(t + (x - D)/V)$, $t_k = t - (k-1)\tau - x/V$, $t'_k = t - (k-1)\tau + (x - D)/V$, $\alpha(t, x) = \cos[\omega_0(t - x/V) + \varphi_0]$, $\beta(t, x) = \cos[\omega_0(t + (x - D)/V) + \varphi_0]$ распределение интенсивности дифрагированного светового потока можно записать как

$$I(u, v, t) = 2 \frac{B(u, v)}{D} \left\{ \int_{D-v}^{v_1} [a_0^2 p_1^2 U(t_1) U(t'_1) \alpha(t, x) \beta(t, x) + a_0 p_1 U(t_1) \alpha(t, x) n_1(t, x) + a_0 p_1 U(t'_1) \beta(t, x) n(t, x) + n(t, x) n_1(t, x)] \exp(-jux) dx \right\}, \quad (2)$$

где $B(u, v) = A_{\text{пр}} \text{sinc}^2(vH/2) \text{sinc}(uD/2)$, $A_{\text{пр}} = (E_0 \Psi DH / \lambda f_{\text{Л}})^2$, E_0 — амплитуда напряженности плоской монохроматической волны, освещающей УЗМС; $\Psi = 2\pi \Delta n_{\text{М}} L / \lambda$ — индекс фазовой модуляции; L — длина акустооптического взаимодействия (толщина УЗМС); $\Delta n_{\text{М}}$ — амплитуда изменения показателя преломления среды акустооптического взаимодействия при воздействии электрического сигнала единичной мощности. На временном интервале $t \in [(k-1)\tau + T_{\text{М}}, k\tau]$, $k = 1, 2, \dots, n$ выражение для интенсивности дифрагированного светового потока можно записать в виде

$$I(u, v, t) = 2 \frac{B(u, v)}{D} \left\{ \int_0^D [a_0^2 p_k^2 U(t_k) U(t'_k) \alpha(t, x) \beta(t, x) + a_0 p_k U(t_k) \alpha(t, x) n_1(t, x) + a_0 p_k U(t'_k) \beta(t, x) n(t, x) + n(t, x) n_1(t, x)] \exp(-jux) dx \right\}. \quad (3)$$

В течение времени $k\tau \leq t \leq k\tau + T_{\text{М}}/2$, $k = 1, 2, \dots, n-1$ $I(u, v, t)$ будет определяться как

$$I(u, v, t) = 2 \frac{B(u, v)}{D} \left\{ a_0^2 p_k p_{k+1} \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t_k) U(t'_{k+1}) \times \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0^2 p_k^2 \int_{V(t-k\tau)}^{D-V(t-k\tau)} U(t_k) U(t'_k) \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0^2 p_{k+1} p_k \int_0^{V(t-k\tau)} U(t_{k+1}) U(t'_k) \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_{k+1} \int_0^D U(t_{k+1}) \alpha(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_{k+1} \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t'_{k+1}) \beta(t, x) n(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_k \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t_k) \alpha(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_k \int_{D-V(t-k\tau)}^{V(t-k\tau)} U(t'_k) \beta(t, x) n(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_k \int_0^{D-V(t-k\tau)} U(t'_k) \beta(t, x) n(t, x) \exp(-jux) dx + \int_0^D n(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx \right\}, \quad (4)$$

а для интервалов времени $k\tau + T_{\text{М}}/2 \leq t \leq k\tau + T_{\text{М}}$, $k = 1, 2, \dots, n-1$

$$I(u, v, t) = 2 \frac{B(u, v)}{D} \times \left\{ a_0^2 p_k p_{k+1} \int_{D-V(t-k\tau)}^{D-V(t-k\tau)} U(t_{k+1}) U(t'_k) \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0^2 p_{k+1}^2 \int_{V(t-k\tau)}^0 U(t_{k+1}) U(t'_{k+1}) \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0^2 p_k p_{k+1} \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t_k) U(t'_{k+1}) \alpha(t, x) \beta(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_{k+1} \int_{V(t-k\tau)}^0 U(t_{k+1}) \alpha(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_{k+1} \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t'_{k+1}) \beta(t, x) n(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_k \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t_k) \alpha(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx + a_0 p_k \int_{D-V(t-k\tau)}^{V(t-k\tau)} U(t'_k) \beta(t, x) n(t, x) \exp(-jux) dx + \int_0^D n(t, x) n_1(t, x) \exp(-jux) dx \right\}. \quad (5)$$

На временном интервале $n\tau \leq t \leq n\tau + T_{\text{М}}/2$ выражения для интенсивности светового потока принимают вид

$$I(u, v, t) = 2 \frac{B(u, v)}{D} \times \left\{ \int_{V(t-n\tau)}^{D-V(t-n\tau)} [a_0^2 p_n^2 U(t_n) U(t'_n) \alpha(t, x) \beta(t, x) + a_0 p_n U(t_n) \alpha(t, x) n_1(t, x) + a_0 p_n U(t'_n) \beta(t, x) n(t, x) + n(t, x) n_1(t, x)] \times \exp(-jux) dx \right\}. \quad (6)$$

Электрический сигнал на выходе фотоприемника, регистрирующего дифрагированное оптическое излучение, с координатами центра ($\xi = \lambda \omega_0 f_{\text{Л}} / 4\pi V, \eta = 0$), соответствующего удвоенной несущей частоте сигнала $2\omega_0$ может быть представлен в виде

$$G(t) = k_{\text{пр}} \int_{\xi - \frac{d_{\xi}}{2}}^{\xi + \frac{d_{\xi}}{2}} d\xi \int_{-\frac{d_{\eta}}{2}}^{\frac{d_{\eta}}{2}} d\eta I(u, v, t) + n_{\text{вн}}(t). \quad (7)$$

Здесь $k_{\text{пр}}$ — крутизна характеристики преобразования отдельного фотоприемника, $n_{\text{вн}}(t)$ — внутренние шумы фотоприемника, имеющие нулевое среднее значение $\langle n_{\text{вн}}(t) \rangle = 0$ и функцию корреляции $\langle n_{\text{вн}}(t_1) n_{\text{вн}}(t_2) \rangle = (N_{\text{вн}}/2) \delta(t_1 - t_2)$, $N_{\text{вн}}$ — спектральная плотность внутренних шумов. Из (2)—(7) следует, что выходной сигнал фо-

топриемника зависит от закона изменения кодовой последовательности принимаемого ФМШПС. В нашем случае (7) определяется отсутствием либо наличием скачка фазы. При отсутствии скачка фазы (коэффициенты p_k для импульсов, находящихся в апертурах УЗМС АОК одинаковы) на выходе фотоприемника наблюдается напряжение постоянной амплитуды с частотой $2\omega_0$. Прохождение апертуры УЗМС АОК фрагментом сигнала со скачком фазы (которому соответствует комбинация фазовой последовательности $\{1, -1\}$ или $\{-1, 1\}$) сопровождается изменением амплитуды выходного напряжения фотоприемника на частоте $2\omega_0$ от $a_0^2 F / 2$

$$\text{до } -a_0^2 F / 2, \text{ где } F = 4A_{\text{пр}} k_{\text{пр}} d_{\xi}^2 \int_0^{\frac{d_{\eta}}{2}} \text{sinc}^2 \frac{\pi H}{\lambda f_{\text{л}}} \eta d\eta,$$

в течение времени $T_M / 2$ с последующим изменением в течение временного интервала $T_M / 2$ от $-a_0^2 F / 2$ до $a_0^2 F / 2$. Выходной электрический сигнал (7) фотоприемника смешивается с электрическим сигналом $x^2(t - T_M / 2)$, поступающим с выхода усилителя с квадратичной характеристикой, проходит ФНЧ и суммируется с величиной $G_0 = a_0^4 F / 8$ равной по модулю минимальному значению сигнальной составляющей выходного эффекта ФНЧ. Выходной сигнал сумматора можно записать в виде

$$G_c(t) = G_1(t) + G_2(t) + G_3(t) + G_4(t), \quad (8)$$

где

$$G_1(t) = \begin{cases} \frac{a_0^4 F}{4} \left[\frac{t - k\tau}{T_M} (p_k p_{k+1} - 1) + 1 \right], \\ t \in [k\tau, k\tau + T_M / 2], \\ \frac{a_0^4 F}{4} \left[p_k p_{k+1} + \frac{t - k\tau}{T_M} (1 - p_k p_{k+1}) \right], \\ t \in [k\tau + T_M / 2, k\tau + T_M], \\ \frac{a_0^4 F}{4}, t \in [k\tau + T_M, (k+1)\tau], \\ k = 1, 2, \dots, n-1; \end{cases}$$

$$G_2(t) = \frac{1}{2} a_0^2 n_{\text{вн}}(t) \cos[2\omega_0(t - T_M / 2) + 2\varphi_0], \\ t \in [k\tau, (k+1)\tau], \\ k = 1, 2, \dots, n-1;$$

$$G_3(t) = \begin{cases} a_0^3 p_k F \left[\frac{t - k\tau}{T_M} (p_k p_{k+1} - 1) + \frac{1}{2} \right] \times \\ \times n(t - T_M / 2) \chi(t), \\ t \in [k\tau, k\tau + T_M / 2], \\ a_0^3 p_{k+1} F \left[\frac{t - k\tau}{T_M} (1 - p_k p_{k+1}) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} (2p_k p_{k+1} - 1) \right] n(t - T_M / 2) \chi(t), \\ t \in [k\tau + T_M / 2, k\tau + T_M], \\ \frac{1}{2} a_0^3 p_{k+1} F n(t - T_M / 2) \chi(t), \\ t \in [k\tau + T_M, (k+1)\tau], \\ k = 1, 2, \dots, n-1; \end{cases}$$

$$G_4(t) = \begin{cases} \frac{1}{4D} a_0^3 p_k F \left\{ \int_{V(t-k\tau)}^D U(t_k) n_1(t, x) \gamma(t, x) dx + \right. \\ \left. + \int_0^{D-V(t-k\tau)} U(t'_k) n(t, x) \theta(t, x) dx \right\} + \\ + \frac{1}{4D} a_0^3 p_{k+1} F \left\{ \int_0^{V(t-k\tau)} U(t_{k+1}) n_1(t, x) \gamma(t, x) dx + \right. \\ \left. + \int_{D-V(t-k\tau)}^D U(t'_{k+1}) n(t, x) \theta(t, x) dx \right\}, \\ t \in [k\tau, k\tau + T_M], \\ \frac{1}{4D} a_0^3 p_{k+1} F \left\{ \int_0^D U(t_{k+1}) n_1(t, x) \gamma(t, x) dx + \right. \\ \left. + \int_0^D U(t'_{k+1}) n(t, x) \theta(t, x) dx \right\}, \\ t \in [k\tau + T_M, (k+1)\tau], \\ k = 1, 2, \dots, n-1; \end{cases}$$

$$\gamma(t, x) = \cos[\omega_0(t + (x - D) / V) + \varphi_0], \\ \theta(t, x) = \cos[\omega_0(t - x / V) + \varphi_0], \\ \chi(t) = \cos[\omega_0(t - T_M / 2) + \varphi_0].$$

Выходной эффект (8) поступает в решающее устройство, где интегрируется в течение времени τ равного длительности отдельного импульса ФМШПС и затем сравнивается с порогом $G_{\text{пор}}$ в пороговом устройстве. Решение об отсутствии броска фазы в анализируемом фрагменте ФМШПС выносится при превышении выходным эффектом

интегратора $G_{ик}$ порога $G_{пор}$. В противном случае выносится обратное решение, т.е.

$$\xi_k = \begin{cases} 1, & G_{ик} < G_{пор} \text{ (бросок фазы есть)}, \\ 0, & G_{ик} > G_{пор} \text{ (броска фазы нет)}, \end{cases} \\ k = 1, 2, \dots, n-1.$$

Ввиду наличия в схеме АОД интегрирующей линзы, реализации операции интегрирования, работы УЗМС с малым индексом фазовой модуляции, помеховую составляющую на входе порогового устройства можно считать нормальной. В этом случае выражения для плотностей вероятностей величин сигналов на входе порогового устройства при наличии и отсутствии броска фазы можно записать соответственно

$$w_{нал}(G_{ик}) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{G_{ик} - m_1}{\sigma_1} \right)^2 \right\}, \\ w_{отс}(G_{ик}) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{G_{ик} - m_0}{\sigma_0} \right)^2 \right\}, \quad (9)$$

где $m_1 = \frac{a_0^4 F T_M}{8} \left(2\delta - 1 + \frac{8\delta(\delta - 1)}{Q} \right)$ и

$$\sigma_1^2 = \frac{a_0^6 F^2 N_0 T_M}{16} \left(3\delta^2 - 5\delta + \frac{10}{3} + \frac{\delta}{Q\phi} \right) - \text{сред-$$

нее значение и дисперсия сигнала на входе порогового устройства при наличии броска

фазы, а $m_0 = \frac{a_0^4 F T_M}{4} \left(\delta + \frac{4\delta(\delta + 1)}{Q} \right)$ и где

$$\sigma_0^2 = \frac{a_0^6 F^2 T_M N_0}{16} \left(3\delta^2 - 5\delta + 6 + \frac{\delta}{Q\phi} \right) - \text{среднее}$$

значение и дисперсия сигнала на входе порогового устройства при отсутствии броска фазы. В (11) $Q = a_0^2 \tau / N_0$ — отношение сигнал/помеха; $\delta = \tau / T_M$ — отношение длительности отдельного импульса ко времени распространения сигнала вдоль апертуры УЗМС; $\phi = F^2 N_0^2 / \tau N_{вн}$ — отношение спектральной плотности внешней помехи N_0 в полосе сигнала, пересчитанной на выход фотоприемника, к спектральной плотности $N_{вн}$ внутренних шумов фотоприемника и последующей электронной схемы обработки, принимающее на практике значения $2 \div 10$. Поэтому отношение $\delta / Q\phi \ll 1$.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АОД

Эффективность работы АОД определяется вероятностями принятия правильных решений об отсутствии P_0 и наличии P_1 фазового броска, выражения для которых на основании вышеизложенного можно записать следующим образом

$$P_0 = \int_{G_{пор}}^{\infty} w_{отс}(G_{ик}) dG_{ик}, \\ P_1 = \int_{-\infty}^{G_{пор}} w_{нал}(G_{ик}) dG_{ик}, \quad (10)$$

а вероятности ошибочных решений о наличии броска фазы, когда он отсутствует $P_{0\text{ош}}$ и об отсутствии броска фазы, когда он есть $P_{1\text{ош}}$, определяются как

$$P_{0\text{ош}} = \int_{-\infty}^{G_{пор}} w_{отс}(G_{ик}) dG_{ик}, \\ P_{1\text{ош}} = \int_{G_{пор}}^{\infty} w_{нал}(G_{ик}) dG_{ик}. \quad (11)$$

После подстановки (9) в (10) и (11) выражения для вероятностей принятия правильных P_1, P_0 и ошибочных $P_{1\text{ош}}, P_{0\text{ош}}$ решений о наличии и отсутствии фазового броска примут вид

$$P_1 = \Phi(l_1), \quad P_0 = 1 - \Phi(l_0), \\ P_{1\text{ош}} = 1 - \Phi(l_1), \quad P_{0\text{ош}} = \Phi(l_0), \quad (12)$$

где

$$l_1 = \frac{\hat{G}_{пор} - (2\delta - 1 + 8\delta(\delta - 1)/Q) \sqrt{Q}}{2\sqrt{3\delta^2 - 5\delta + \frac{10}{3} + \frac{\delta}{Q\phi}}} \sqrt{Q}, \\ l_0 = \frac{\hat{G}_{пор} - 2(\delta + 4\delta(\delta + 1)/Q) \sqrt{Q}}{2\sqrt{3\delta^2 - 5\delta + 6 + \frac{\delta}{Q\phi}}} \sqrt{Q}. \quad (13)$$

Здесь $\hat{G}_{пор} = 8G_{пор} / a_0^4 F T_M$ — величина порога, нормированная на величину сигнальной составляющей выходного эффекта интегратора при наличии броска фазы сигнала в случае, когда длительность отдельного импульса совпадает со временем распространения ультразвука вдоль апертуры УЗМС

$$\delta = 1; \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp[-t^2/2] dt \text{ — интеграл}$$

вероятностей.

Нетрудно убедиться, что при приеме ФМШПС, содержащего k бросков фазы, вероятность правильного определения его кодовой последовательности будет определяться как

$$P = P_1^k P_0^{n-k}. \quad (14)$$

На рис. 2 представлены зависимости вероятностей принятия правильных решений для случая, когда длительность отдельного импульса равна времени распространения сигнала в апертуре УЗМС, при наличии броска фазы как функции от величины отношения сигнал/помеха при различных значениях вероятности принятия ошибочного решения $P_{0\text{ош}} = 0,1; 0,01; 0,001$ (и соответственно $P_0 = 0,9; 0,99; 0,999$).

Из хода кривых нетрудно увидеть, что вероятности P_1 стремятся к единице с увеличением отношения сигнал/помеха тем быстрее, чем больше задаваемая вероятность ошибки $P_{0\text{ош}}$, определяющая выбор порога

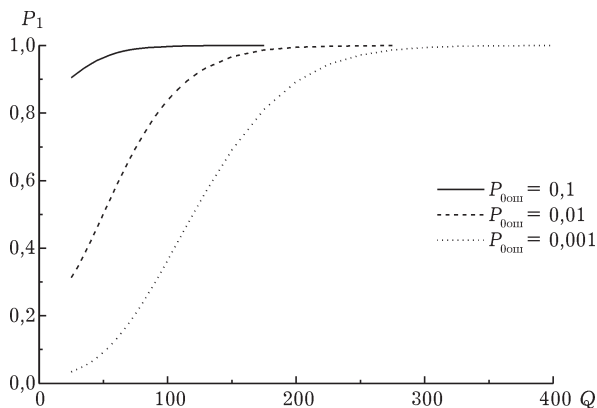


Рис. 2. Зависимости вероятностей принятия правильных решений от величины отношения сигнал/помеха при различных значениях вероятности принятия ошибочного решения

$\hat{G}_{\text{пор}}$. Как следует из соотношений (12), для эффективного определения наличия или отсутствия броска фазы ФМ сигнала необходимо выполнение условия $Q \gg 12$, что объясняется нелинейной зависимостью сигнала от фазы. Выполнение последнего условия показывает, что изменение параметров δ и ϕ в указанных выше пределах практически не влияет на величины дисперсии выходных эффектов на входе порогового устройства при наличии и отсутствии фазовых бросков сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, акустооптический демодулятор позволяет определять кодовую последовательность фазоманипулированных сигналов с бинарной фазовой модуляцией в реальном масштабе времени. Для эффективного определения кодовой последовательности, характеризующей изменение фазы, в условиях внешних и внутренних помех необходимо, чтобы отношение сигнал/помеха было больше шестидесяти.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустооптические процессоры / Ю. В. Егоров, К. П. Наумов, В. Н. Ушаков. — М.: Радио и связь, 1991. — 160 с.
2. Гуляев Ю.В., Проклов В.В., Шкердин Г.Н. Дифракция света на звуке в твердых телах // УФН. — 1978. — Т. 128. — № 1. — С. 61—93.
3. Оптическая обработка радиосигналов в реальном времени. / С. В. Кулаков и др. Под ред. С. В. Кулакова. — М.: Радио и связь, 1989. — 136 с.
4. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов и др. Под ред. В. И. Борисова. — М.: Радио и связь, 2003. — 640 с.
5. Гуревич А.С., Нахмансон Г.С. Различение фазоманипулированных сигналов на фоне помех в акустооптическом конвольвере // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 1988. — Т. 31. — № 4. — С. 53—58.