

УДК 621.391: 538.56

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА ИХ МОДУЛЯЦИИ В АКУСТООПТИЧЕСКОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Г. С. Нахмансон, П. Л. Маньков

*Воронежский государственный университет*

Рассматривается акустооптическая обработка фазоманипулированных широкополосных сигналов (ФМШПС) с различными видами фазовой модуляции при приеме на фоне помех. Анализируется возможность совместного обнаружения ФМШПС и определения вида их модуляции. Получены аналитические выражения для вероятностей обнаружения ФМШПС и правильного определения видов их модуляции при приеме в условиях внешних и внутренних помех.

### ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При одновременной работе в ограниченной полосе частот значительного количества систем связи для эффективной передачи больших потоков информации возникает необходимость контроля за работой систем связи и правильным использованием общей полосы частот. В связи с широким применением в таких системах фазоманипулированных широкополосных сигналов (ФМШПС) важной является задача обнаружения ФМШПС и определения видов их модуляции. Широкие возможности для параллельного контроля за состоянием электромагнитного спектра в рассматриваемой полосе частот связывают с применением акустооптических спектроанализаторов (АОС) [1,2]. Поэтому рассмотрение возможностей АОС по обнаружению ФМШПС и определению вида их модуляции представляет практический интерес.

Пусть на вход АОС поступает аддитивная смесь  $x(t) = s(t) + n(t)$  ФМШПС  $s(t)$  и нормальной стационарной помехи  $n(t)$  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 помехи.

ФМШПС  $s(t)$  можно записать в виде [3]

$$s(t) = a_0 \sum_{k=1}^N U[t - (k-1)\tau_n] \cos(\omega_0 t + p_k \theta_c + \varphi_0), \quad (1)$$

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

огибающая отдельного импульса длительностью  $\tau_n$ ;  $\theta_c$  — величина скачка фазы, принимающая значения  $\theta_c = \pi$  при бинарной модуляции и  $\theta_c = \pi/2$  при четверичной модуляции;  $\{p_k\}$  — совокупность коэффициентов, определяющих закон изменения фазовой псевдослучайной кодовой последовательности, принимающих значения  $p_k = 0, 1$  при бинарной и  $p_k = 0, \pm 1, 2$  при четверичной модуляции;  $\varphi_0$  — случайная начальная фаза.

Аддитивная смесь  $x(t)$  поступает на вход АОС, структурная схема которого представлена на рис. 1, где 1 — источник когерентного оптического излучения; 2 — коллиматор; 3 — ультразвуковой модулятор света (УЗМС), с размерами рабочей апертуры  $D \times H$  ( $D$  — длина УЗМС вдоль оси  $Ox$ ,  $H$  — ширина вдоль оси  $Oy$ ) и длиной акустооптического взаимодействия  $L$ , являющийся устройством ввода сигналов в АОС и работающий в режиме дифракции Брэгга; 4 — интегрирующая линза с фокусным расстоянием  $f_n$ ; 5 — линейная матрица фотоприемников с размерами каждого из них вдоль осей  $O\xi$  и  $O\eta$   $d_\xi \times d_\eta$ , работающих на принципе приборов с зарядовой связью; 6 — устройства первичной обработки (пороговые устройства) выходных сигналов матрицы фо-

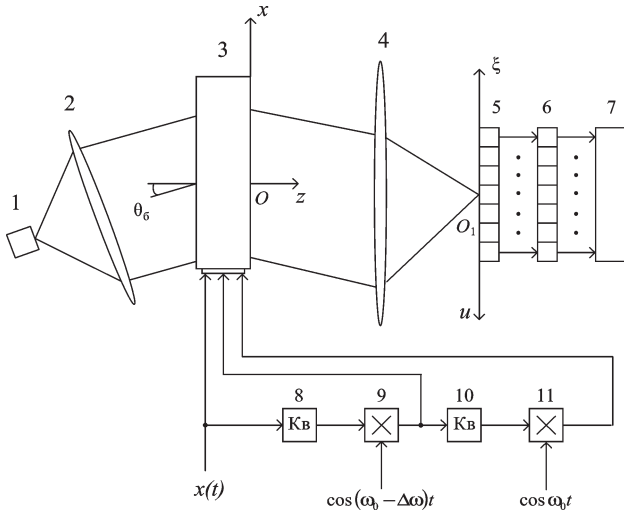


Рис. 1. Структурная схема акустооптического спектроанализатора

топриемников; 7 — решающее устройство; 8, 10 — усилители с квадратичными характеристиками; 9, 11 — смесители.

### АНАЛИЗ РАБОТЫ АОС

$x(t)$  воздействуя на пьезопреобразователь УЗМС, возбуждает в звукопроводе акустическую волну, распространяющуюся вдоль оси  $Ox$  со скоростью  $V$ . Предполагается, что длительность анализируемого сигнала  $N\tau_n$  значительно превышает  $T_m = D/V$  — время распространения ультразвуковой волны в УЗМС и в апертуре УЗМС размещается  $m$  отдельных импульсов принимаемого ФМШПС, т.е.  $D = mV\tau_n$  ( $V\tau_n$  — пространственная длительность отдельного импульса). УЗМС освещается плоской монохроматической световой волной с амплитудой  $E_0$  и с длиной  $\lambda$ , в плоскости  $xOz$  под углом Брэгга  $\sin \theta_b = \lambda / 2\Lambda$  ( $\Lambda$  — длина звуковой волны, соответствующей центральной частоте анализируемой полосы частот) к нормали к поверхности УЗМС, дифрагирующей на ультразвуке, распространяющемся в УЗМС.

Распределение интенсивности дифрагированного светового потока, освещающего фотоприемники, размещенные вдоль оси  $O_1\xi$  в плоскости  $(\xi, \eta)$ , перпендикулярной оси  $Oz$ , является функцией пространственных частот  $\omega_x = (2\pi / \lambda)(\sin \theta_b - \xi / f_n)$  и  $\omega_y = -2\pi\eta / \lambda f_n$ . Проводя рассуждения аналогичные [4], вводя обозначение  $t_k = t - (k-1)\tau - x/V$ ,  $n(t, x) = n(t - x/V)$ ,  $\omega_{x0} = \omega_x - \omega_0/V$  и  $\alpha_k = p_k\theta_c$  распределение интенсивности диф-

рагированного светового потока можно записать как

$$I(\omega_x, \omega_y, t) = I_S(\omega_x, \omega_y, t) + I_N(\omega_x, \omega_y, t), \quad (2)$$

где  $I_S(\omega_x, \omega_y, t)$  и  $I_N(\omega_x, \omega_y, t)$  соответственно сигнальная и помеховая составляющие. При заполнении апертуры УЗМС сигналом (1) для  $0 < t < \tau_n$  выражения для  $I_S(\omega_x, \omega_y, t)$  и  $I_N(\omega_x, \omega_y, t)$  можно записать в виде

$$I_S(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F}{D^2} \left| Vt \exp \left[ -j \left( \omega_{x0} \frac{Vt}{2} + \alpha_1 \right) \right] \sin c \frac{\omega_{x0} Vt}{2} \right|^2,$$

$$I_N(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F_1}{D^2} \left\{ \left| \int_0^{Vt} n(t, x) \exp(-j\omega_x x) dx \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \exp(-j[\omega_0 t + \varphi_0]) \times \right.$$

$$\times \frac{a_0}{2} Vt \exp \left[ -j \left( \omega_{x0} \frac{Vt}{2} + \alpha_1 \right) \right] \sin c \frac{\omega_{x0} Vt}{2} \times \left. \times \int_0^{Vt} n(t, x) \exp(+j\omega_x x) dx \right\},$$

для  $t \in [(i-1)\tau_n, i\tau_n]$ ,  $2 \leq i \leq m$

$$I_S(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F}{D^2} \left| V\tau_n \sin c \left( \frac{\omega_{x0} V\tau_n}{2} \right) \times \sum_{k=1}^{i-1} \exp(-j\alpha_k - j\omega_{x0} V[t - (k-1/2)\tau_n]) + \right.$$

$$+ V[t - (i-1)\tau_n] \sin c \frac{\omega_{x0} V[t - (i-1)\tau_n]}{2} \times \left. \times \exp \left( -j\alpha_i - j \frac{\omega_{x0} V[t - (i-1)\tau_n]}{2} \right) \right|^2,$$

$$I_N(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F_1}{D^2} \left\{ \left| \int_0^{Vt} n(t, x) \exp(-j\omega_x x) dx \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \exp(-j[\omega_0 t + \varphi_0]) \frac{a_0}{2} \int_0^{Vt} n(t, x) \times \right.$$

$$\times \exp(+j\omega_x x) dx \left( V\tau_n \sin c \left( \frac{\omega_{x0} V\tau_n}{2} \right) \times \sum_{k=1}^{i-1} \exp(-j\alpha_k - j\omega_{x0} V[t - (k-1/2)\tau_n]) + \right.$$

$$+ V[t - (i-1)\tau_n] \sin c \frac{\omega_{x0} V[t - (i-1)\tau_n]}{2} \times \left. \times \exp \left( -j\alpha_i - j \frac{\omega_{x0} V[t - (i-1)\tau_n]}{2} \right) \right\},$$

а для интервалов времени  $t \in [i\tau_n, (i+1)\tau_n]$ ,  
 $m \leq i \leq N-1$

$$I_S(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F}{D^2} \left| V(t - i\tau_n) \sin c \left( \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n}{2} \right) \right| \times \\
\times \exp \left( -j \left[ \alpha_{i+1} + \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n}{2} \right] \right) + \\
+ V\tau_n \sin c \left( \omega_{x0} \frac{V\tau_n}{2} \right) \times \\
\times \sum_{k=0}^{m-2} \exp(-j\alpha_{i-k} - j\omega_{x0} V [t - (i-k-1/2)\tau_n]) + \\
+ V[(i+1)\tau_n - t] \sin c \left( \omega_{x0} V \frac{(i+1)\tau_n - t}{2} \right) \times \\
\times \exp \left( -j \left[ \alpha_{i-(m-1)} + \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n + (2m-1)\tau_n}{2} \right] \right)^2, \\
I_N(\omega_x, \omega_y, t) = \frac{F_1}{D^2} \left| \int_0^D n(t, x) \exp(-j\omega_x x) dx \right|^2 + \\
+ 2 \operatorname{Re} \exp(-j[\omega_0 t + \varphi_0]) \frac{a_0}{2} \int_0^D n(t, x) \times \\
\times \exp(+j\omega_x x) dx \left[ \left( V(t - i\tau_n) \sin c \left( \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n}{2} \right) \right) \times \right. \\
\times \exp \left( -j \left[ \alpha_{i+1} + \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n}{2} \right] \right) + \\
+ V\tau_n \sin c \left( \omega_{x0} \frac{V\tau_n}{2} \right) \times \\
\times \sum_{k=0}^{m-2} \exp(-j\alpha_{i-k} - j\omega_{x0} V [t - (i-k-1/2)\tau_n]) + \\
+ V[(i+1)\tau_n - t] \sin c \left( \omega_{x0} V \frac{(i+1)\tau_n - t}{2} \right) \times \\
\left. \left. \times \exp \left( -j \left[ \alpha_{i-(m-1)} + \omega_{x0} V \frac{t - i\tau_n + (2m-1)\tau_n}{2} \right] \right) \right] \right\},$$

где  $F = \frac{1}{4} a_0^2 A_{\text{np}} \sin^2 \frac{\omega_y H}{2}$ ,  $F_1 = A_{\text{np}} \operatorname{sinc}^2 \frac{\omega_y H}{2}$ ,  
 $A_{\text{np}} = (E_0 \Psi D H / \lambda f_n)^2$ ,  $\Psi = 2\pi \Delta n_m L / \lambda$  — индекс фазовой модуляции;  $\Delta n_m$  — амплитуда изменения показателя преломления среды акустооптического взаимодействия при воздействии сигнала единичной мощности.

Выражение для электрического сигнала на выходе фотоприемника с координатами центра  $(\xi_i = i\Delta\xi, 0)$ , может быть представлено в виде

$$p_i(T) = K_1 \int_0^T G_i(t) dt, \quad (3)$$

$$\text{где } G_i(t) = K_{\text{np}} \int_{\xi_i - d_\xi/2}^{\xi_i + d_\xi/2} d\xi \int_{-d_\eta/2}^{d_\eta/2} d\eta I(\omega_x, \omega_y, t) + n_{\text{вн}}(t).$$

Здесь  $K_{\text{np}}$  и  $K_1$  — постоянные, характеризующие соответственно крутизну преобразования и свойства переходной характеристики фотоприемника,  $n_{\text{вн}}(t)$  — внутренние шумы фотоприемника и следующей за ним электронной схемы, пересчитанные на вход последней, имеющие нулевое среднее значение  $\langle n_{\text{вн}}(t) \rangle = 0$  и функцию корреляции  $\langle n_{\text{вн}}(t_1) n_{\text{вн}}(t_2) \rangle = (N_{\text{вн}}/2) \delta(t_1 - t_2) \delta_{ij}$ ,  $N_{\text{вн}}$  — спектральная плотность внутренних шумов;  $\Delta\xi = \lambda f_n / D$  — расстояние между центрами соседних фотоприемников вдоль оси  $O_1\xi$ . Подставляя (2) в (3), нетрудно получить выражения для статистических характеристик помеховых составляющих выходных сигналов фотоприемников: средних значений и функций корреляции

$$\langle p_{iN}(T) \rangle = G \frac{\phi}{Q_c},$$

$$B_{ij}(T) = G_1 \delta_{ij} \left( \delta_{i_0} + \chi \frac{N_0}{a_0^2 T_m} + \varepsilon \frac{K_1^2 N_{\text{вн}}}{a_0^2 A_2^2 N_0} \right), \quad (4) \\
i, j = 1, 2, \dots, n,$$

где  $G = a_0^2 A_2 T / 2$ ,  $G_1 = a_0^2 A_2 N_0 T \delta_{ij} / 4$ ,

$$A_2 = 4 A_{\text{np}} K_1 K_{\text{np}} \int_0^{d_\xi/2} \sin^2 \frac{\omega_x D}{2} d\xi \int_0^{d_\eta/2} \sin^2 \frac{\omega_y H}{2} d\eta,$$

$\phi = T / T_m$  — отношение длительности сигнала ко времени распространения ультразвука вдоль апертуры УЗМС,  $Q_c = a_0^2 T_m / N_0$  — отношение сигнал/помеха для части сигнала, заполняющего апертуру УЗМС,  $\varepsilon = 2$ ,

$$\chi = 1, \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad \text{— символ Кронекера,}$$

$i_0$  — номер канала, соответствующего частоте  $\omega_0$ . Из (4) видно, что среднее значение помеховой составляющей является стационарной величиной, одинаковой для всех каналов обработки, и может быть скомпенсировано при последующей обработке. Поэтому в дальнейшем его можно без потери общности считать равным нулю.

Выходные сигналы фотоприемников  $p_i(T)$  поступают на пороговые устройства, где сравниваются с порогом  $\gamma_{\text{пор}}$ . Решение о наличии или отсутствии сигнала определяется по выходным сигналам пороговых устройств

$$\xi_i = \begin{cases} 1, & p_i(T) \geq \gamma_{\text{пор}}, \text{ (сигнал есть)}, \\ 0, & p_i(T) < \gamma_{\text{пор}}, \text{ (сигнала нет)}, \end{cases} \\ i = 1, 2, \dots, n.$$

**РАСЧЕТ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ**

Предполагая, что помеховая составляющая на входе пороговых устройств является нормальной, ввиду нормальности помех, наличия интегрирующей линзы и работы УЗМС с малым индексом фазовой модуляции, выражения для плотностей вероятностей величин сигналов на входе пороговых устройств можно записать в виде

$$w_1(\vec{p}_i) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left( \frac{p_i - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right\}, \quad (5) \\ i = 1, 2, \dots, n,$$

где

$$m_i = \frac{1}{4} a_0^2 A_2 T \delta_{i_0}, \\ \sigma_i^2 = \frac{1}{4} a_0^2 A_2^2 N_0 T \left( \delta_{i_0} + \frac{1}{Q_c} + \frac{2}{Q_c Q_n} \right),$$

$Q_n = A_2^2 N_0^2 / K_1^2 N_{\text{вн}} T_m$  — отношение помеха/внутренний шум, пересчитанное на выход фотоприемника.

Вероятность  $P_1$  превышения порога в  $i_0$ -м канале (сигнальном), соответствующем частоте  $\omega_0$ , при поступлении на вход УЗМС синусоидального сигнала (при отсутствии модуляции) и вероятность  $P_{01}$  не превышения порога в этом канале при наличии фазовой модуляции определяются как

$$P_1 = \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}1}} \dots \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}1}} dp_1 \dots dp_{i_0-1} dp_{i_0+1} \dots dp_n \times \\ \times \int_{\gamma_{\text{пор}1}}^{\infty} dp_{i_0} w_1(\vec{p}_i) = \Phi^{n-1}(a_{01}) [1 - \Phi(a_{11})], \quad (6)$$

$$P_{01} = \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}1}} \dots \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}1}} d\vec{p}_i w_1(\vec{p}_i) = \Phi^{n-1}(a_{01}) \Phi(a_{11}), \quad (7)$$

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

$$a_{11} = \frac{(\hat{\gamma}_1 - 1)}{2} \left[ Q_c \phi \left( 1 + \frac{1}{Q_c} + \frac{2}{Q_c Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}}, \\ a_{01} = \frac{\hat{\gamma}_1 Q_c}{2} \left[ \phi \left( 1 + \frac{2}{Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}},$$

$\hat{\gamma}_1 = 4\gamma_{\text{пор}1} / a_0^2 A_2 T$  — величина порога, нормированного на максимум среднего значения выходного эффекта канала при наличии на входе сигнала без фазовой модуляции (т.е.  $\theta_c = 0$ ).

Если на вход АОС поступает сигнал с бинарной фазовой модуляцией, т.е.  $\theta_c = \pi$ , то из выражений для  $I_S(\omega_x, \omega_y, t)$  следует, что значение сигнальной составляющей выходного сигнала фотоприемника будет близко к нулю ввиду того, что сумма величин коэффициентов  $p_k$ , соответствующих элементарным импульсам ФМШПС, находящимся в апертуре УЗМС в каждый момент времени близка к нулю. При усилении входного сигнала усилителем с квадратичной характеристикой с последующим его переносом на частоту  $\omega_0 + \Delta\omega$  выходной сигнал преобразователя  $x_1(t)$ , поступающий на вход АОС, можно записать как

$$x_1(t) = a_0 K_2 Z \left[ a_0 \sum_{k=1}^N U(t_k) \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + 2\alpha_k + 2\varphi_0] + 2n(t) \sum_{k=1}^N U(t_k) \cos(\Delta\omega t + \alpha_k + \varphi_0) \right]. \quad (8)$$

Здесь  $Z$  — коэффициент, характеризующий размерность выходного сигнала усилителя,  $K_2$  — константа, характеризующая размерность выходного сигнала преобразователя частоты. В (8) не учитываются составляющие выходного сигнала преобразователя, имеющие на выходе фотоприемника более низкий порядок. Полагая в выражениях для  $I_S(\omega_x, \omega_y, t)$ ,

$$I_N(\omega_x, \omega_y, t) \text{ и (4)} \quad F = \frac{1}{4} a_0^4 Z^2 K_2^2 A_{\text{уп}} \sin^2 c^2 \frac{\omega_y H}{2},$$

$$F_1 = a_0^2 Z^2 K_2^2 A_{\text{np}} \sin^2 c^2 \frac{\omega_y H}{2}, \quad G = \frac{1}{2} a_0^4 K_2^2 Z^2 A_2 T,$$

$$G_1 = \frac{1}{4} a_0^6 K_2^4 Z^4 A_2^2 N_0 T, \quad \varepsilon = 2 \text{ и } \chi = 1, \text{ нетрудно}$$

показать, что выражение для плотностей вероятностей величин сигналов на входе пороговых устройств

$$w_2(\vec{p}_i) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left( \frac{p_i - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right\}, \quad (9)$$

$$i = 1, 2, \dots, n,$$

где

$$m_i = \frac{1}{4} a_0^4 K_2^2 Z^2 A_2 T \left( \delta_{i_1} + \frac{2}{Q_c} \right),$$

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{4} a_0^6 K_2^4 Z^4 A_2^2 N_0 T \left( \delta_{i_1} + \frac{1}{Q_c} + \frac{2}{Q_c Q_n} \right).$$

$i_1$  — номер канала, соответствующего частоте  $\omega_0 + \Delta\omega$ . Тогда вероятности превышения порога в канале соответствующем частоте  $\omega_0 + \Delta\omega$ , при приеме синусоидального сигнала или сигнала с бинарной фазовой модуляцией  $P_2$  и не превышения порога при приеме сигнала с четверичной фазовой модуляцией  $P_{02}$  определяются выражениями, аналогичными выражениям (6), (7)

$$P_2 = \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}2}} \dots \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}2}} dp_1 \dots dp_{i_1-1} dp_{i_1+1} \dots dp_n \times$$

$$\times \int_{\gamma_{\text{пор}2}}^{\infty} dp_{i_1} w_2(\vec{p}_i) = \Phi^{n-1}(a_{02}) [1 - \Phi(a_{12})], \quad (10)$$

$$P_{02} = \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}2}} \dots \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}2}} d\vec{p}_i w_2(\vec{p}_i) = \Phi^{n-1}(a_{02}) \Phi(a_{12}). \quad (11)$$

В (10), (11)

$$a_{12} = \frac{(\hat{\gamma}_2 - (1 + 2/Q_c))}{2} \left[ Q_c \phi \left( 1 + \frac{1}{Q_c} + \frac{2}{Q_c Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$a_{02} = \frac{(\hat{\gamma}_2 - 2/Q_c) Q_c}{2} \left[ \phi \left( 1 + \frac{2}{Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}},$$

$\hat{\gamma}_2 = 4\gamma_{\text{пор}2} / a_0^4 Z^2 A_2 T$  — величина порога, нормированного на максимум среднего значения выходного эффекта канала при наличии на входе сигнала с бинарной фазовой модуляцией.

Если на вход АОС поступает сигнал с четверичной фазовой модуляцией, т.е.  $\theta_c = \pi/2$ , то для обнаружения сигнала последний необходимо еще раз усилить усилителем с квадратичной характеристикой и подать на преобразователь частоты с опорным колебанием  $\cos \omega_0 t$ . Как показано на рис.1 после второго преобразования частоты сигнал преобразователя  $x_2(t)$  на входе АОС можно записать как

$$x_n^2(t) = a_0^4 K_2^3 Z^3 \cos[(\omega_0 + 2\Delta\omega)t + 4\varphi_0] +$$

$$+ 4a_0^3 K_2^3 Z^3 n(t) \sum_{k=1}^N U(t_k) \cos(\Delta\omega t + 2\alpha_k + 2\varphi_0) \times$$

$$\times \cos(\Delta\omega t + \alpha_k + \varphi_0).$$

Проводя рассуждения, как и в случаях с  $\theta_c = 0$  и  $\theta_c = \pi$ , полагая в выражениях для  $I_S(\omega_x, \omega_y, t)$

$$\text{и } I_N(\omega_x, \omega_y, t) \quad F = \frac{1}{4} a_0^8 K_2^6 Z^6 A_{\text{np}} \sin^2 c^2 \frac{\omega_y H}{2},$$

$$F_1 = 4a_0^6 K_2^6 Z^6 A_{\text{np}} \sin^2 c^2 \frac{\omega_y H}{2}, \quad G = 2a_0^8 K_2^6 Z^6 A_2 T,$$

$G_1 = a_0^{14} K_2^{12} Z^{12} A_2^2 N_0 T$ ,  $\varepsilon = 0,5$  и  $\chi = 4$ , нетрудно получить выражения для плотностей вероятностей величин сигналов на входе пороговых устройств

$$w_3(\vec{p}_i) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left( \frac{p_i - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right\}, \quad (12)$$

$$i = 1, 2, \dots, n,$$

где

$$m_i = \frac{1}{4} a_0^8 K_2^6 Z^6 A_2 T \left( \delta_{i_2} + \frac{8}{Q_c} \right),$$

$$\sigma_i^2 = a_0^{14} K_2^{12} Z^{12} A_2^2 N_0 T \left( \delta_{i_2} + \frac{4}{Q_c} + \frac{1}{2Q_c Q_n} \right),$$

$i_2$  — номер канала, соответствующего частоте  $\omega_0 + 2\Delta\omega$ .

Вероятность превышения порога  $P_3$  в канале, соответствующем частоте  $\omega_0 + 2\Delta\omega$  при приеме сигналов, как при наличии, так и при отсутствии фазовой модуляции определяется соотношением



$$P_3 = \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}3}} \dots \int_{-\infty}^{\gamma_{\text{пор}3}} dp_1 \dots dp_{i_2-1} dp_{i_2+1} \dots dp_n$$

$$\int_{\gamma_{\text{пор}3}}^{\infty} dp_{i_2} w_3(\vec{p}_i) = \Phi^{n-1}(a_{03}) [1 - \Phi(a_{13})],$$

$$a_{13} = \frac{(\hat{\gamma}_3 - (1 + 8/Q_c))}{4} \left[ Q_c \phi \left( 1 + \frac{4}{Q_c} + \frac{1}{2Q_c Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$a_{03} = \frac{(\hat{\gamma}_3 - 8/Q_c) Q_c}{4} \left[ \phi \left( 4 + \frac{1}{2Q_n} \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}},$$

где  $\hat{\gamma}_3 = 4\gamma_{\text{пор}3} / a_0^8 Z^6 A_2 T$  — величина порога, нормированного на максимум среднего значения выходного эффекта канала при наличии на входе сигнала.

Таким образом, если выходные сигналы фотоприемников  $p_i(T)$  с координатами центров  $\xi_1 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} \omega_0 / 2\pi V$ ,  $\xi_2 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} (\omega_0 + \Delta\omega) / 2\pi V$ ,  $\xi_3 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} (\omega_0 + 2\Delta\omega) / 2\pi V$  превышают пороги  $\gamma_{\text{пор}1}$ ,  $\gamma_{\text{пор}2}$  и  $\gamma_{\text{пор}3}$  соответственно, то выносится решение о приеме сигнала без фазовой модуляции (т.е.  $\theta_c = 0$ ) на частоте  $\omega_0$ . Если превышаются пороги  $\gamma_{\text{пор}2}$  и  $\gamma_{\text{пор}3}$  только выходными сигналами фотоприемников с координатами центров  $\xi_2 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} (\omega_0 + \Delta\omega) / 2\pi V$  и  $\xi_3 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} (\omega_0 + 2\Delta\omega) / 2\pi V$ , то выносится решение о приеме сигнала с бинарной фазовой модуляцией  $\theta_c = \pi$  на частоте  $\omega_0$ . При превышении порога  $\gamma_{\text{пор}3}$  только вы-

ходным сигналом фотоприемника с координатами центра  $\xi_3 = f_{\text{л}} \sin \theta_{\text{б}} - \lambda f_{\text{л}} (\omega_0 + 2\Delta\omega) / 2\pi V$ , выносится решение о приеме сигнала с четверичной фазовой модуляцией  $\theta_c = \pi/2$  на частоте  $\omega_0$ .

Тогда вероятность принятия правильных решений о приеме сигнала без модуляции ( $\theta_c = 0$ ), с бинарной фазовой модуляцией ( $\theta_c = \pi$ ) и с четверичной фазовой модуляцией ( $\theta_c = \pi/2$ ) на частоте  $\omega_0$  будут определяться соответственно выражениями

$$P_1 = P_{11} P_{12} P_{13}, \quad P_2 = P_{01} P_{12} P_{13}, \quad P_3 = P_{01} P_{02} P_{13}, \quad (13)$$

где  $P_{0i}$  определяются соотношениями (7) и (11).

На рис. 2 представлены зависимости вероятностей принятия правильного решения о приеме сигнала без модуляции  $P_1$  от отношения сигнал/помеха  $Q_c$  при значениях параметров  $\hat{\gamma}_1 = 0,5$ ,  $Q_n = 4$ ,  $n = 50$  и  $\nu_0 = 25$ . Кривые соответствуют значениям параметров 1 —  $\phi = 16$ ; 2 —  $\phi = 12$ ; 3 —  $\phi = 8$ . Из хода кривых видно, что вероятность  $P_1$  растет с увеличением отношения сигнал/помеха. Причем вероятность  $P_1$  стремится к единице тем быстрее, чем больше  $\phi = T/T_m$ . Это объясняется тем, что с увеличением отношения длительности принимаемого сигнала ко времени распространения ультразвука вдоль апертуры УЗМС возрастает количество энергии сигнала, регистрируемой фотоприемником. Как показывают расчеты, вероятности правильного распознавания видов модуляции при приеме ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией  $P_2$  и с четверичной фазовой модуляцией  $P_3$  практически не отличаются от приведенных выше результатов расчетов для  $P_1$ .

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, акустооптический спектроанализатор позволяет осуществлять обнаружение широкополосных фазоманипулированных сигналов, определять их несущую частоту и вид фазовой модуляции в условиях помех в реальном масштабе времени. Полученные аналитические соотношения для вероятностей правильного решения о виде модуляции принимаемых ФМШПС позволяют определить условия наибольшей эффективности его работы.

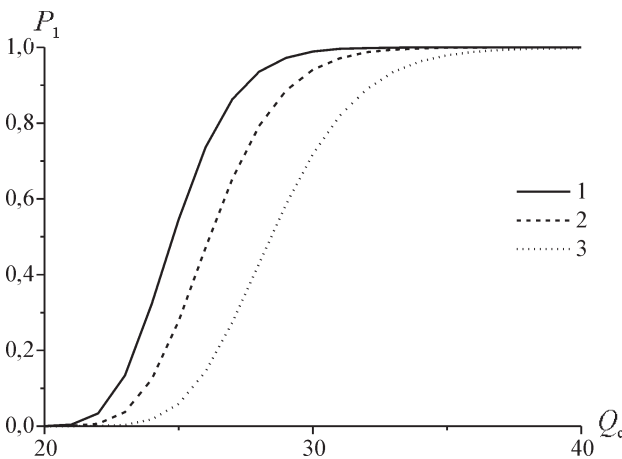


Рис. 2. Зависимости вероятностей принятия правильного решения о приеме сигнала без модуляции от отношения сигнал/помеха

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нахмансон Г.С., Гуревич А.С. Обнаружение и измерение частоты узкополосных радиосигналов на фоне помех в акустооптоэлектронном спектроанализаторе // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 1981.— Т. 24. — №4.— С. 26—33.

2. Оптическая обработка радиосигналов в реальном времени. / С. В. Кулаков и др. Под ред. С. В. Кулакова.— Радио и связь, 1989. — 136 с.

3. 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.

4. Нахмансон Г.С., Гуревич А.С. Точность измерения ширины спектра широкополосных радиосигналов на фоне помех в акустооптическом спектроанализаторе//Известия вузов. Радиоэлектроника. — 1982.— Т. 25.— № 4.— С. 62—69.