

Р- 6264/
996/33/3-4

ISSN 0021-3470

62

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ 39

3-4

ИЗДАНИЕ
КИЕВСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

1996

ТРИФОНОВ А. П., РОЛДУГИН С. В.

ПОЗИЦИОННАЯ МОДУЛЯЦИЯ СОСТАВНОЙ
ШУМОВОЙ НЕСУЩЕЙ

Выполнен синтез и анализ приемника максимального правдоподобия сигнала с позиционной модуляцией составной шумовой несущей. Общие соотношения конкретизированы для узкополосной шумовой несущей с колокольной и прямоугольной формами спектра мощности.

Идея использования шумовой несущей предложена в [1]. Установлено, что радиоэлектронные системы при использовании шумовой несущей имеют полезные свойства, такие как устойчивость к замираниям сигнала при распространении, менее подвержены действию организованных помех. Однако широкому применению систем, использующих шумовую несущую, препятствует ряд причин. К ним следует отнести трудности технической реализации устройств обработки сигналов с шумовой несущей. Кроме того, к настоящему времени предложено сравнительно мало способов модуляции шумовой несущей и относительно слабо исследована помехоустойчивость приема таких сигналов.

Большинство известных видов модуляции шумовой несущей сводятся к изменению параметров ее спектра мощности (СМ) при сохранении стационарности передаваемого сигнала. Отказ от сохранения стационарности случайного сигнала в результате его модуляции позволяет существенно расширить возможности практического применения шумовой несущей [2, 3]. В частности, рассматриваемый нестационарный вариант позиционной модуляции составной шумовой несущей позволяет устранить некоторые из трудностей, препятствующих ее использованию. Действительно, оказывается, что практическая реализация устройств формирования и приема сигналов с позиционной модуляцией составной шумовой несущей значительно проще, чем используемая обычно аппаратура формирования и обработки шумоподобных сигналов с аналогичными свойствами [4].

Положим, что несущим колебанием является составной случайный процесс [5]

$$\nu(t, \tau_0) = \xi_1(t) \eta(\tau_0 - t) - \xi_2(t) \eta(t - \tau_0), \quad (1)$$

где $\xi_i(t)$ — независимые гауссовские центрированные стационарные случайные процессы, обладающие СМ $G_i(\omega)$, $i=1,2$; $\eta(t) = 1$ при $t > 0$ и

$\eta(t) = 0$ при $t < 0$, τ_0 — момент скачкообразного изменения свойств шумовой несущей.

Пусть передаче подлежит безразмерный параметр l , равномерно распределенный в интервале $[-1; 1]$. Передаваемый сигнал $s(t, l_0)$ будем формировать посредством модуляции параметром l момента τ скачка несущего колебания (1)

$$s(t, l_0) = \xi_1(t) \eta \left[(l_0 T_0 + T)/2 - t \right] + \xi_2(t) \eta \left[t - (l_0 T_0 + T)/2 \right]. \quad (2)$$

Здесь T — длительность интервала наблюдения $[0; T]$, а T_0 определяет величину интервала возможных значений момента τ_0 , причем $T_0 < T$, так что $\tau \in [(T - T_0)/2; (T + T_0)/2]$. Отметим, что случайный сигнал (2) формируется достаточно просто. Действительно, для получения (2) в обычной схеме формирования составного случайного сигнала [5] достаточно использовать переключающий сигнал $\lambda(t, l) = \eta \left[(l T_0 + T)/2 - t \right] - \eta \left[t - (l T_0 + T)/2 \right]$.

Полагая, что сигнал (2) принимается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 , для получения оценки $\hat{l}$ значения передаваемого параметра l_0 используем метод максимального правдоподобия [6]. Приемник максимального правдоподобия (ПМП) должен вырабатывать логарифм функционала отношения правдоподобия [7]

$$L(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^T \int_0^T x(t_1) x(t_2) \Theta(t_1, t_2, \tau) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \bar{H}(\tau). \quad (3)$$

Здесь $x(t) = v(t, \tau_0) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных, $\Theta(t_1, t_2, \tau) = \tilde{\Theta}(t_1, t_2, \tau, 1)$,

$$H(\tau) = \int_0^1 d\varphi \int_0^T \tilde{\Theta}(t, t, \tau, \varphi) dt, \quad (4)$$

функция $\tilde{\Theta}(t_1, t_2, \tau, \varphi)$ определяется из решения интегрального уравнения

$$\frac{N_0}{2} \tilde{\Theta}(t_1, t_2, \tau, \varphi) + \varphi \int_0^T \tilde{\Theta}(t_1, t, \tau, \varphi) K_\nu(t, t_2, \tau) dt = K_\nu(t_1, t_2, \tau). \quad (5)$$

$$\begin{aligned} K_\nu(t_1, t_2, \tau) &= \langle v(t_1) v(t_2) \rangle = \\ &= \eta(\tau - t_1) \eta(\tau - t_2) K_1(t_2 - t_1) + \eta(t_1 - \tau) \eta(t_2 - \tau) K_2(t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (6)$$

— корреляционная функция шумовой несущей (1), а

$$K_i(t_2 - t_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_i(\omega) \exp [j\omega (t_2 - t_1)] d\omega / 2\pi \quad (7)$$

— корреляционные функции случайных процессов $\xi_i(t)$, $i=1,2$. Будем считать, что интервалы стационарности составной шумовой несущей $[0; \tau_0]$ и $[\tau_0; T]$ значительно больше времени корреляции процессов $\xi_i(t)$, $i=1,2$. Это всегда имеет место, если выполняется условие

$$\mu \gg 1, \quad (8)$$

где $\mu = \min \{ \mu_1, \mu_2 \}$, $\mu_i = (T - T_0) \Omega_i / 2\pi$, а

$$\Omega_i = \int_{-\infty}^{+\infty} G_i^2(\omega) d\omega / 2 \sup G_i^2(\omega) \quad (9)$$

— эквивалентная полоса частот шумовой несущей до и после момента τ_0 изменения ее свойств.

При выполнении (8) решение интегрального уравнения (5) будем искать в форме, структурно подобной корреляционной функции (6) шумовой несущей (1)

$$\begin{aligned} \tilde{\Theta}(t_1, t_2, \tau, \varphi) = & \eta(\tau - t_1) \eta(\tau - t_2) \tilde{\Theta}_1(t_2 - t_1, \varphi) + \\ & + \eta(t_1 - \tau) \eta(t_2 - \tau) \tilde{\Theta}_2(t_2 - t_1, \varphi). \end{aligned} \quad (10)$$

Подставляя (10) в (5), получаем, что уравнение (5) переходит в систему интегральных уравнений

$$\begin{aligned} \frac{N_0}{2} \tilde{\Theta}_1(t_2 - t_1, \varphi) + \varphi \int_0^{\tau} \tilde{\Theta}_1(t - t_1, \varphi) K_1(t_2 - t) dt = & K_1(t_2 - t_1), \\ \frac{N_0}{2} \tilde{\Theta}_2(t_2 - t_1, \varphi) + \varphi \int_{\tau}^T \tilde{\Theta}_2(t - t_1, \varphi) K_2(t_2 - t) dt = & K_2(t_2 - t_1). \end{aligned} \quad (11)$$

В силу (8) пределы интегрирования в уравнениях системы (11) можно заменить на бесконечные. В результате получаем интегральные уравнения типа свертки

$$\frac{N_0}{2} \tilde{\Theta}_i(t_2 - t_1, \varphi) + \varphi \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Theta}_i(t - t_1, \varphi) K_i(t_2 - t) dt = K_i(t_2 - t_1), \quad i=1,2. \quad (12)$$

Решая систему уравнений (12) с помощью преобразования Фурье, находим

$$\tilde{\Theta}_i(t_2 - t_1, \varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{g_i(\omega) \exp[j\omega(t_2 - t_1)]}{1 + \varphi g_i(\omega)} d\omega, \quad (13)$$

где $g_i(\omega) = 2 G_i(\omega) / N_0$.

Обозначая $x_1(t, \tau) = \eta(\tau - t) x(t)$, $x_2(t, \tau) = \eta(t - \tau) x(t)$ и, учитывая (10), (13), перепишем (3), (4) как

$$L(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^T \int_0^T x_1(t_1, \tau) x_1(t_2, \tau) \Theta_1(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 + \\ + \frac{1}{N_0} \int_0^T \int_0^T x_2(t_1, \tau) x_2(t_2, \tau) \Theta_2(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 - \tau H_0 - TH. \quad (14)$$

Здесь

$$\Theta_i(t_2 - t_1) = \tilde{\Theta}_i(t_2 - t_1, 1), \quad H = \int_{-\infty}^{+\infty} \ln[1 + g_2(\omega)] d\omega / 4\pi, \\ H_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} \ln\left\{\frac{[1 + g_1(\omega)]}{[1 + g_2(\omega)]}\right\} d\omega / 4\pi.$$

Аппаратурная реализация ПМП согласно (3), (14) наталкивается на существенные трудности, связанные с формированием квадратичных функционалов от реализации наблюдаемых данных для всех значений $\tau \in [(T - T_0)/2; (T + T_0)/2]$. Поэтому, учитывая (8), преобразуем (14) так, как это сделано в [3, 7]. Выразим функции $\Theta_i(t_2 - t_1)$ через их спектр

$$\Theta_i(t_2 - t_1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Theta_i(\omega) \exp[j\omega(t_2 - t_1)] d\omega, \quad (15)$$

$$\Theta_i(\omega) = g_i(\omega) / [1 + g_i(\omega)]. \quad (16)$$

Подставляя (15) в (14), получаем

$$L(\tau) = \frac{1}{2\pi N_0} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |x_1(\omega)|^2 \Theta_1(\omega) d\omega + \int_{-\infty}^{+\infty} |x_2(\omega)|^2 \Theta_2(\omega) d\omega \right] - \\ - \tau H_0 - TH = \frac{1}{2\pi N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[|\tilde{y}_1(\omega)|^2 + |\tilde{y}_2(\omega)|^2 \right] d\omega - \tau H_0 - TH. \quad (17)$$

Здесь $\tilde{y}_i(\omega) = x_i(\omega) H_i(\omega)$, причем

$$|H_i(\omega)|^2 = \Theta_i(\omega), \quad (18)$$

$$x_i(\omega) = \int_0^T x_i(t, \tau) \exp[-j\omega t] dt, \quad i=1,2.$$

Используя теорему Парсеваля, перепишем (17) в виде

$$L(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^T [\tilde{y}_1^2(t, \tau) + \tilde{y}_2^2(t, \tau)] dt - \tau H_0 - TH, \quad (19)$$

где

$$\tilde{y}_i(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_i(\omega) H_i(\omega) \exp(j\omega t) d\omega / 2\pi = \int_{-\infty}^{+\infty} x_i(t', \tau) H_i(t - t') dt', \quad (20)$$

$$H_i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_i(\omega) \exp(j\omega t) d\omega / 2\pi. \quad (21)$$

Структуру ПМП (19) можно существенно упростить, если пренебречь ошибками измерения параметра τ шумовой несущей (1) порядка времени корреляции процессов $\tilde{\xi}_i(t)$, т. е. порядка $2\pi/\Omega_i$. Такое пренебрежение допустимо, если величины $q_i = \sup g_i(\omega)$ не слишком велики [2, 3, 7]. Обозначим через $\tilde{\Omega}_i$ эквивалентную полосу пропускания фильтров с импульсной переходной функцией $H_i(t)$ (21). Согласно (16), (18), всегда $\tilde{\Omega}_i \geq \Omega_i$. Следовательно, длительности переходных процессов фильтров $H_i(t)$ не превышают времен корреляции процессов $\tilde{\xi}_i(t)$. Поэтому, учитывая (8), можем приближенно переписать (20) как

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1(t, \tau) &\approx \eta(\tau - t) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t') H_1(t - t') dt' = \eta(\tau - t) y_1(t), \\ \tilde{y}_2(t, \tau) &\approx \eta(t - \tau) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t') H_2(t - t') dt' = \eta(t - \tau) y_2(t). \end{aligned} \quad (22)$$

Функции $\tilde{y}_1(t, \tau)$ и $\eta(\tau - t) y_1(t)$ могут существенно отличаться лишь на интервалах времени порядка $2\pi/\tilde{\Omega}_1$. Поскольку $2\pi/\tilde{\Omega}_1 \leq 2\pi/\Omega_1$, то в силу (8), этим различием будем пренебрегать. Аналогичный вывод справедлив для $\tilde{y}_2(t, \tau)$. Подставляя (22) в (19), получаем

$$\begin{aligned} L(\tau) &\approx \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} y_1^2(t) dt + \frac{1}{N_0} \int_{\tau}^T y_2^2(t) dt - \tau H_0 - TH = \\ &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} [y_1^2(t) - y_2^2(t)] dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T y_2^2(t) dt - \tau H_0 - TH. \end{aligned} \quad (23)$$

Опуская в (23) слагаемые, не зависящие от τ , приходим к выражению для выходного сигнала ПМП

$$L_0(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} [y_1^2(t) - y_2^2(t) - N_0 H_0] dt. \quad (24)$$

Реализация ПМП согласно (24) существенно проще, чем согласно (14) или (19). Действительно, на основе (24) ПМП может быть реализован в виде, показанном на рис. 1, где 1, 2 — линейные фильтры с импульсными переходными функциями $H_1(t)$ и $H_2(t)$ соответственно, 3 — квадраторы, 4 — решающее устройство, которое определяет положение $\hat{\tau}$ абсолютного (наибольшего) максимума (24) при $\tau \in [(T - T_0)/2; (T + T_0)/2]$ и, в соответствии с линейным преобразованием

$$\hat{l} = (2\hat{\tau} - T) / T_0, \quad (25)$$

вырабатывает оценку максимального правдоподобия (ОМП) передаваемого параметра l_0 .

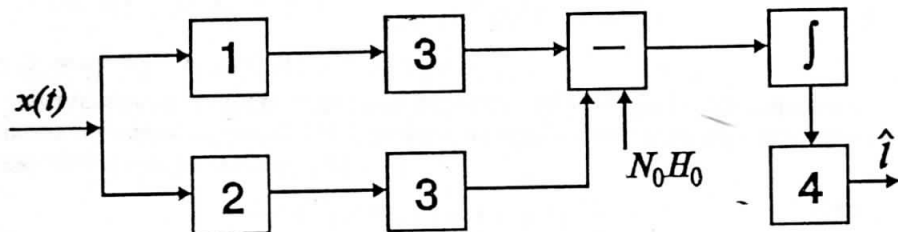


Рис. 1

При выполнении (8) выходной сигнал ПМП (24) можно приближенно считать гауссовским случайным процессом [5]. Поэтому ограничимся определением первых двух моментов функции (24). С этой целью представим выходной сигнал ПМП в виде суммы сигнальной и шумовой функций [6] $L_0(\tau) = S(\tau) + N(\tau)$, где $S(\tau) = \langle L_0(\tau) \rangle$, $N(\tau) = L_0(\tau) - \langle L_0(\tau) \rangle$, а усреднение выполняется по реализациям наблюдаемых данных при фиксированном истинном значении $\tau_0 = (l_0 T_0 + T) / 2$ оцениваемого параметра.

Подставляя в (24) реализацию наблюдаемых данных, выполняя усреднение и преобразуя полученные выражения аналогично (22), имеем

$$S(\tau) = (a_1 + a_2) \min(\tau, \tau_0) - a_2 \tau, \quad (26)$$

$$B(\tau_1, \tau_2) = \langle N(\tau_1) N(\tau_2) \rangle = b_2 \min(\tau_1, \tau_2) + (b_1 - b_2) \min(\tau_1, \tau_2, \tau_0), \quad (27)$$

где

$$a_1 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{g_1(\omega) - g_2(\omega)}{1 + g_2(\omega)} d\omega - H_0, a_2 = H_0 - \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{g_1(\omega) - g_2(\omega)}{1 + g_1(\omega)} d\omega,$$

$$b_1 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{g_1(\omega) - g_2(\omega)}{1 + g_2(\omega)} \right]^2 d\omega, b_2 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{g_1(\omega) - g_2(\omega)}{1 + g_1(\omega)} \right]^2 d\omega.$$

Согласно (26), (27) у сигнальной функции и корреляционной функции шумовой функции не существует второй производной по оцениваемому параметру при $\tau = \tau_1 = \tau_2 = \tau_0$. Следовательно, составная шумовая несущая (1) является разрывной по параметру τ . Соответственно, сигнал (2) является разрывным по передаваемому параметру l . Найти рассеяние (средний квадрат ошибки) ОМП в этом случае можно с помощью метода локально-марковской аппроксимации [8]. Используя метод локально-марковской аппроксимации и учитывая (25), получаем

$$V(\hat{l}) = \langle (\hat{l} - l_0)^2 \rangle = 2 \frac{Q_1^2 R (5 + 6R + 2R^2) + Q_2^2 (2 + 6R + 5R^2)}{Q_1^2 Q_2^2 (1 + R)^3}, \quad (28)$$

где $Q_i = a_i^2 T_0 / b_i$, $i=1,2$; $R = a_1 b_2 / a_2 b_1$.

Помехоустойчивость передачи значения параметра l с помощью составной шумовой несущей (1) будем характеризовать выходным отношением сигнал—шум (ОСШ) [9]

$$\varepsilon^2 = \langle l^2 \rangle / V(\hat{l}) = 1 / 3V(\hat{l}). \quad (29)$$

Рассмотрим подробнее практически важный случай, когда СМ шумовой несущей существенно меньше спектральной плотности белого шума, т. е.

$$g_i(\omega) \ll 1, \quad i=1,2. \quad (30)$$

При выполнении этого условия повышается степень скрытности передачи информации с помощью шумовой несущей, а выражение для выходного ОСШ (29) заметно упрощается и принимает вид

$$\varepsilon^2 \approx T_0^2 \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} [g_1(\omega) - g_2(\omega)]^2 d\omega \right\}^2 / 4992 \pi^2 =$$

$$= T_0^2 \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} [K_1(\tau) - K_2(\tau)]^2 d\tau \right\}^2 / 78 N_0^4. \quad (31)$$

Согласно (31) помехоустойчивость передачи значения параметра l с помощью составной шумовой несущей (1) определяется величиной среднего

квадрата разности СМ или корреляционных функций (7) шумовой несущей до и после момента τ изменения ее свойств. Выражения (29), (31) позволяют выбрать формы СМ или корреляционных функций, которые обеспечивают наибольшую помехоустойчивость.

Конкретизируем общие соотношения для часто встречающегося в практических приложениях случая узкополосной шумовой несущей, обладающей СМ вида [5]

$$G_i(\omega) = \frac{\gamma_i}{2} \left[f_i \left(\frac{\nu_i - \omega}{\Omega_i} \right) + f_i \left(\frac{\nu_i + \omega}{\Omega_i} \right) \right], \quad i=1,2. \quad (32)$$

Здесь $f_i(x)$ описывает форму СМ и удовлетворяет условиям $f_i(x) = f_i(-x) \geq 0$, $\int_{-\infty}^{+\infty} f_i^2(x) dx = 1$, $\max f_i(x) = 1$, Ω_i — эквивалентная полоса частот

шумовой несущей (9), ν_i — центральная частота СМ, причем $\Omega_i \ll \nu_i$, $i=1,2$. Для узкополосной шумовой несущей, амплитудно-частотные характеристики фильтров 1 и 2 на рис. 1, согласно (16), (18) и (32), можно записать в виде

$$|H_i(\omega)| = \Psi_i \left[(\nu_i - \omega) / \Omega_i \right] + \Psi_i \left[(\nu_i + \omega) / \Omega_i \right],$$

где $\Psi_i(x) = \{q_i f_i(x) / [1 + q_i f_i(x)]\}^{1/2}$, $q_i = \gamma_i / N_0$, $i=1,2$.

Подставляя (32) в (31) для выходного ОСШ при выполнении (30) получаем выражение

$$\varepsilon^2 = \mu_0^2 q_1^4 \left[1 + \chi_\gamma^2 \chi_\Omega - 2 \chi_\gamma \chi_\Omega \rho(\delta_\nu) \right]^2 / 312, \quad (33)$$

где обозначено $\mu_0 = T_0 \Omega_1 / 2\pi$, $\chi_\gamma = \gamma_2 / \gamma_1$, $\chi_\Omega = \Omega_2 / \Omega_1$, $\delta_\nu = (\nu_2 - \nu_1) / \Omega_1$, а

$$\rho(\delta_\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(x \chi_\Omega - \delta_\nu) f_2(x) dx. \quad (34)$$

Пусть СМ (32) составной шумовой несущей (1) имеют одинаковую кольцевую форму, т. е.

$$f_1(x) = f_2(x) = \exp \left[-\pi x^2 / 2 \right]. \quad (35)$$

Тогда в (33) надо подставить функцию (34) вида $\rho(\delta_\nu) = \sqrt{2/(1 + \chi_\Omega^2)} \times \exp \left[-\pi \delta_\nu^2 / 2 (1 + \chi_\Omega^2) \right]$. Если же СМ (32) шумовой несущей имеют одинаковую прямоугольную форму, т. е.

$$f_1(x) = f_2(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2, \\ 0, & |x| > 1/2, \end{cases} \quad (36)$$

то в (33) надо подставить функцию (34) вида

$$\rho(\delta_v) = \frac{1}{\chi_\Omega} \begin{cases} 0, & |\delta_v| \geq (\chi_\Omega + 1)/2, \\ (\chi_\Omega + 1)/2 - |\delta_v|, & |\chi_\Omega - 1|/2 \leq |\delta_v| \leq (\chi_\Omega + 1)/2, \\ \min(1, \chi_\Omega), & |\delta_v| \leq |\chi_\Omega - 1|/2, \end{cases} \quad (37)$$

На рис. 2...5 приведены значения нормированного выходного ОСШ $\varepsilon_0^2 = 312 \varepsilon^2 / \mu_0^2 q_1^4$, показанные сплошными линиями для шумовой несущей с колокольной формой СМ (35) и штриховыми — для прямоугольной формы СМ (40). На рис. 2 представлены зависимости $\varepsilon_0^2(\chi_\gamma)$ при $\delta_v = 0$ и различных значениях χ_Ω . Кривые 1 показывают зависимость $\varepsilon_0^2(\chi_\gamma)$ при $\chi_\Omega = 0.5$; 2 — $\chi_\Omega = 2.0$; 3 — $\chi_\Omega = 2.5$. Кривая 4 показывает зависимость $\varepsilon_0^2(\chi_\gamma)$ при $\chi_\Omega = 1.0$ для обеих форм СМ шумовой несущей (35), (36). На рис. 3 показаны зависимости $\varepsilon_0^2(\chi_\gamma)$ при $\chi_\Omega = 1.0$ и $\delta_v = 0.5$ (кривые 1); $\delta_v = 1.0$ (кривые 2) и $\delta_v = 2.0$ (кривые 3). Отметим, что кривая 2 одновременно показывает выходные ОСШ для прямоугольной формы СМ при $\delta_v = 1.0$ и $\delta_v = 2.0$. Действительно, из (37) следует, что при $\chi_\Omega = 1.0$ и $\delta_v \geq 1.0$ имеем $\rho(\delta_v) = 0$. Таким образом, при прямоугольной форме СМ (36) увеличение δ_v сверх значения $\delta_v = 1.0$ не может привести к увеличению ОСШ (33).

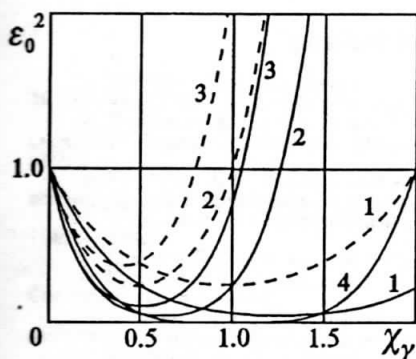


Рис. 2

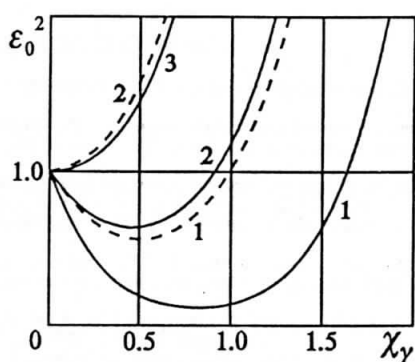


Рис. 3

На рис. 4 приведены зависимости $\varepsilon_0^2(\delta_v)$ при $\chi_\gamma = 1.0$. Кривые 1 рассчитаны при $\chi_\Omega = 0.5$; 2 — $\chi_\Omega = 1.0$; 3 — $\chi_\Omega = 2.0$. На рис. 5 пока-

заны зависимости $\varepsilon_0^2(\delta_\nu)$ при $\chi_\Omega = 1.0$. Кривые 1 построены при $\chi_\gamma = 0.5$; 2 — $\chi_\gamma = 1.5$; 3 — $\chi_\gamma = 2.0$; 4 — $\chi_\gamma = 2.5$.

Приведенные на рис. 2...5 зависимости позволяют определить помехоустойчивость позиционной модуляции составной шумовой несущей, в зависимости от характера изменения ее параметров. Сопоставление сплошных и штриховых кривых на рис. 2...5 показывает, что шумовая несущая с прямоугольной формой СМ (36) обладает несколько более высокой помехоустойчивостью, чем шумовая несущая с колокольной формой СМ (35).

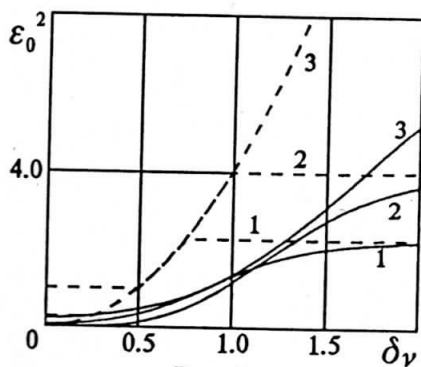


Рис. 4

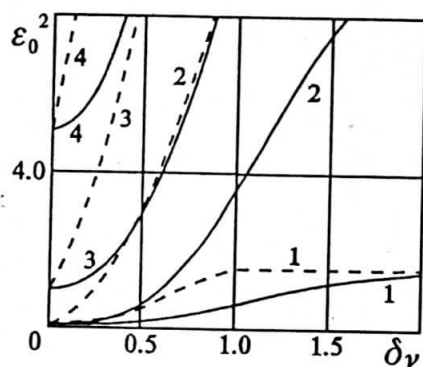


Рис. 5

Приведенные результаты получены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Харкевич А. А. Передача сигналов модулированным шумом. — Избранные труды. — М.: Наука, 1973. — Т. 2. — С. 524—529.
2. Трифонов А. П., Парфенов В. И. Прием случайного частотно-манипулированного сигнала // Радиоэлектроника. — 1988. — Т. 31. — № 7. — С. 3—8. (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Трифонов А. П., Парфенов В. И. Импульсная частотно-временная модуляция шумовой несущей // Радиотехника и электроника, 1988. — Т. 33. — № 1. — С. 87—95.
4. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.
7. Трифонов А. П., Нечаев Е. П., Парфенов В. И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. — Воронеж. ВГУ, 1991. — 246 с.
8. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1986. — 264 с.
9. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. — М.: Мир, 1969. — 640 с.

Воронежский госуниверситет.

Поступила в редакцию 26.04.95.