ISSN 0033-8486

РАДИОТЕХНИКА

1 1998

В НОМЕРЕ:

Неуклонное расширение круга решаемых задач — основная тенденция развитие устройств и систем радиотехники на рубеже двух столетий

ИПРЖР
Тел./факс: (095) 925 - 92 - 41
Эл. почта: zaoiprzhr@glasnet.ru
http://www.glasnet.ru/~zaoiprzhr/

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 70775 В КАТАЛОГЕ АГЕНТСТВА “РОСПЕЧАТЬ”: ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ

Антенны, распространение радиоволн и техника СВЧ

УДК 621.391

Эффективность оценок периода следования прямоугольных импульсов при наличии модулирующих помех

А.П.Трифонов, М.Б.Беспалова

Методом локально-марковской аппроксимации найдены дисперсии оценок периода следования импульсов, искаженных паразитной модуляцией и наблюдаемых на фоне белого шума.

Method of locally-markov approximation the estimate dispersions of pulses repetition period in multiplicative and additive white noise are founded.

В [1] получено аналитическое выражение для дисперсии оценки максимального правдоподобия периода следования прямоугольных видеоимпульсов на фоне белого шума. В то же время в реальных каналах передачи информации обычно присутствуют модулирующие (мультипликативные) помехи [2,3], которые существенно ограничивают эффективность оценок.

Цель работы — *синтез и анализ оценок периода следования прямоугольных видеоимпульсов при модулирующих помехах.*

Пусть на интервале времени $[0, T]$ наблюдается реализация $x(t) = s(t, \theta_0) + n(t)$ суммы полезного сигнала $s(t, \theta_0)$ и гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0. Полезный сигнал представляет собой последовательность из N прямоугольных импульсов, искаженных модулирующей помехой [4],

$$s(t,\theta_0) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k\, [1 + \kappa_k \xi_{0k}(t)]\, I(t - k\theta)/\tau], \qquad (1)$$

где θ — период следования; a_k и τ — амплитуда и длительность k-го импульса; $\xi_{0k}(t)$ — безразмерный стационарный гауссовский случайный процесс, описывающий паразитную модуляцию k-го импульса, причем $<\xi_{ok}(t)> = 0$, $<\xi_{ok}(t)\xi_{0k}(t+\lambda)> = K_{0k}(\lambda)$, $K_{0k}(0) = 1$; κ_k — коэффициент паразитной модуляции; $I(x) = 1$ при $|x| < \frac{1}{2}$ и $I(x) = 0$ при $|x| > \frac{1}{2}$.

С целью более компактной записи сигнала представим (1) в виде

$$s(t, \theta) = \sum_{k=0}^{N-1} \xi_k(t)\, I\, [(t - k\theta)/\tau], \qquad (2)$$

где $\xi_k(t)$ — стационарный гауссовский случайный процесс, для которого $<\xi_k(t)> = a_k$, $<\xi_k(t) \times \xi_k(t+\lambda)> - a_k^2 = K_k(\lambda) = a_k^2 \kappa_k^2 K_{0k}(\lambda)$.

Полагая модулирующие помехи в различных периодах повторения статистически независимыми, имеем, что сигнал (1), (2) представляет собой нестационарный гауссовский случайный процесс, первые два момента которого

$$a_s(t, \theta) = <s(t,\theta)> = \sum_{k=0}^{N-1} a_k I\, [(t - k\theta)/\tau], \qquad (3)$$

$$K_s(t_1, t_2, \theta) = <[s(t_1, \theta) - a_s(t_1, \theta)]\, [s(t_2, \theta) - a_s(t_2, \theta)]> = \sum_{k=0}^{N-1} I\, [(t_1 - k\theta)/\tau] \times I\, [(t_2 - k\theta)/\tau]\, K_k(t_2 - t_1). \qquad (4)$$

Рассмотрим вначале как влияет модулирующая помеха на эффективность оценки максимального правдоподобия (ОМП), синтезированной в предположении, что модулирующая помеха отсутствует [1]. Положим, что интервал наблюдения больше длительности всей последовательности, т.е. $T > N\theta$, и скважность последовательности не слишком мала ($\frac{\theta}{\tau} > 2 \dots 3$), так что отдельные импульсы не перекрываются. Тогда, при отсутствии модулирующей помехи, член логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП), зависящий от неизвестного периода следования, можно записать в виде [5]

$$L_q(\theta) = 2a \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\theta-\tau/2}^{k\theta+\tau/2} x(t)dt/N_0, \tag{5}$$

где a — предполагаемое значение амплитуды импульсов.

При наличии модулирующей помехи, оценку

$$\hat{\theta}_q = \arg\sup L_q(\theta) \tag{6}$$

неизвестного периода следования θ_0 будем называть квазиправдоподобной оценкой (КПО).

Действительно, КПО совпадает с ОМП при отсутствии модулирующей помехи, когда $\kappa_k \equiv 0$, $a_k = a$, $k = \overline{0, N-1}$.

Положим далее, аналогично [4], что длительность импульсов последовательности (1),(2) значительно больше времени корреляции процессов $\xi_k(t)$ и $\xi_{0k}(t)$, т.е.

$$\mu_k >> 1, \tag{7}$$

$\mu_k = \tau\Omega_k/(4\pi)$; $\Omega_k = \int_{-\infty}^{\infty} G_k^2(\omega)\, d\omega / \max G_k^2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} G_{0k}^2(\omega)\, d\omega / \max G_{0k}^2(\omega)$ — эквивалентная полоса частот модулирующей помехи; $G_k(\omega)$ и $G_{0k}(\omega)$ — спектры мощности соответственно процессов $\xi_k(t)$ и $\xi_{0k}(t)$, $k = \overline{0, N-1}$.

Пренебрегая к тому же ошибками измерения периода следования порядка времени корреляции модулирующей помехи, представим (5) в виде суммы сигнальной и шумовой функций [5] $L_q = S_q(\theta) + N_q(\theta)$,

$$S_q(\theta) = \langle L_q(\theta) \rangle = A_S - B_S\, |\theta - \theta_0|. \tag{8}$$

Шумовая функция $N_q(\theta) = L_q(\theta) - \langle L_q(\theta)\rangle$ является реализацией случайного процесса, причем $\langle N_q(\theta) \rangle = 0$,

$$B_q(\theta_1, \theta_2) = \langle N_q(\theta_1) N_q(\theta_2)\rangle = A_N - B_N\, |\theta - \theta_0| - C_N\, [\max(\theta_0, \theta_1, \theta_2) - \min(\theta_0, \theta_1, \theta_2)]. \tag{9}$$

Здесь

$$A_S = 2a\tau \sum_{k=0}^{N-1} a_k/N_0\,,\quad B_S = 2\sum_{k=0}^{N-1} a_k/N_0\,,$$

$$A_N = 2a^2\tau \sum_{k=0}^{N-1} (1 + q_{0k})/N_0, \tag{10}$$

$$B_N = 2a^2 \sum_{k=0}^{N-1} k/N_0\,,\quad C_N = 2a^2 \sum_{k=0}^{N-1} k\, q_{0k},$$

$$q_{ok} = 2G_k(0)/N_0\,.$$

При выводе сигнальной (8) и корреляционной (9) функций шумовой функции предполагалось, что

$$\max(|\theta - \theta_0|, |\theta_1 - \theta_0|, |\theta_2 - \theta_0|, |\theta_1 - \theta_0|) < \frac{\tau}{N-1}. \tag{11}$$

Поэтому (8), (9) описывают центральные пики соответствующих функций [5]. Сигнальная функция (8) достигает максимума при $\theta = \theta_0$, так что выходное отношение сигнал-шум (ОСШ) для всей последовательности (1),(2) будет равно

$$z_q^2 = S_q^2(\theta_0)/B_q(\theta_0, \theta_0) = 2\tau \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k\right)^2 / N_0 \sum_{k=0}^{N-1} (1 + q_{0k}). \tag{12}$$

В дальнейшем полагаем, что ОСШ (12) достаточно велико, так что КПО (6) обладает высокой апостериорной точностью [5].

Согласно (8), (9) у сигнальной и корреляционной функций не существует второй производной по оцениваемому параметру при $\theta = \theta_0 = \theta_1 = \theta_2$. Найти дисперсию оценки периода следования в этом случае можно с помощью метода локально-марковской аппроксимации [6]

$$D = 13\,(2B_N + C_N)^2/(8B_S^4). \tag{13}$$

Подставляя (10) в (13), для дисперсии КПО (6) получаем

$$D_q(\theta) = \langle(\hat{\theta}_q - \theta_0)^2\rangle = 13\,N_0^2\Big[\sum_{k=0}^{N-1} k(2 + q_{0k})\Big]^2\Big[32\,\Big(\sum_{k=0}^{N-1} ka_k\Big)^4\Big]^{-1}. \tag{14}$$

Это выражение несколько упрощается, если статистические характеристики модулирующей помехи во всех периодах последовательности (1) одинаковы, т.е.

$$a_0 = a_1 = \ldots = a_{N-1}, q_{00} = q_{01} = \ldots = q_{0N-1} = q_0,$$

$$\kappa_0 = \kappa_1 = \ldots = \kappa_{N-1}. \tag{15}$$

Тогда дисперсия КПО (14) перепишется в виде

$$D_q(\theta) = 13\tau^2(2 + q_0)^2/\left[2z_0^4N^2(N-1)^2\right], \tag{16}$$

где $z_0^2 = 2a_0^2\tau/N_0$ — ОСШ для регулярной (неискаженной) составляющей одного импульса.

Положим так же, что спектры мощности модулирующей помехи имеют одинаковую прямоугольную форму

$$G_k(\omega) = \gamma\, I\,(\omega/\Omega), \tag{17}$$

так что

$$\mu_0 = \mu_1 = \ldots = \mu_{N-1} = \tau\Omega/(4\pi), \tag{18}$$

а $q_0 = 2\gamma/N_0$.

Обозначим $\tilde{z}^2 = 1E/N_0$ — отношение удвоенной средней энергии $E = a_0^2(1 + \kappa_0^2)\tau$ одного импульса последовательности (1) к спектральной плотности белого шума. Тогда в (16) следует принять

$$z_0^2 = \tilde{z}^2/(1 + \kappa_0^2), \quad q_0 = \tilde{z}^2\kappa_0^2/[2\mu_0(1 + \kappa_0^2)]. \tag{19}$$

Найдем проигрыш в точности оценки периода следования в результате воздействия модулирующей помехи. При приеме последовательности прямоугольных видеоимпульсов, не искаженных модулирующей помехой, дисперсия ОМП периода следования [1]

$$D(\theta) = 26\,\tau^2/[\tilde{z}^4N^2(N-1)^2]. \tag{20}$$

Здесь предполагается, что энергия неискаженного импульса выбрана равной средней энергии искаженного импульса последовательности (1), (2). Сопоставляя (16), (20) и учитывая (19), находим проигрыш в точности КПО при наличии модулирующей помехи по сравнению с точностью ОМП в отсутствие модулирующей помехи

$$\chi_q = D_q(\theta)/D(\theta) = [1 + \kappa_0^2\left(1 + \tilde{z}^2/\left(4\,\mu_0\right)\right)]^2. \tag{21}$$

Согласно (21) проигрыш в точности КПО быстро возрастает с увеличением коэффициента паразитной модуляции и средней энергии одного импульса, однако он несколько уменьшается с увеличением полосы частот модулирующей помехи, т.е. с увеличением μ_0.

Повысить точность измерения периода следования при наличии модулирующей помехи можно, используя метод максимального правдоподобия. Чтобы найти ОМП периода следования, запишем логарифм ФОП для гауссовского случайного сигнала (1), (2) в виде [7]

$$L(\theta) = \frac{1}{N_0}\int_0^T\!\!\int_0^T x(t_1)\,x(t_2)Q(t_1, t_2, \theta)\,dt_1dt_2 + \int_0^T x(t)V(t,\theta)dt - \frac{1}{2}\int_0^T a_S(t,\theta)V(t,\theta)dt - \frac{1}{2}\int_0^1 d\varphi\int_0^T \tilde{Q}(t, t, \theta, \varphi)dt, \tag{22}$$

где $V(t,\theta) = \dfrac{2}{N_0}\,[a_S(t,\theta) - \int_0^T a_S(t_1,\theta)Q(t, t_1, \theta)dt_1]$, $Q(t_1,t_2,\theta,\theta) = \tilde{Q}(t_1, t_2, \theta, 1)$, а $\tilde{Q}\,(t_1,t_2,\theta,\varphi)$ представляет собой решение интегрального уравнения

$$\frac{N_0}{2}\widetilde{Q}(t_1, t_2,\theta,\varphi) + \varphi \int\limits_0^T \widetilde{Q}(t_1,t, \theta,\varphi)\, K_S(t, t_2,\theta)dt =$$

$$= K_S(t_1,t_2,\theta). \qquad (23)$$

В (22), (23) $a_S(t,\theta)$ и $K_S(t_1,t_2, \theta)$ определяются из (3) и (4) соответственно. Решение (23) будем искать в виде, структурно подобном корреляционной функции (4) последовательности (1), (2)

$$\widetilde{Q}(t_1, t_2,\theta,\varphi) = \sum_{k=0}^{N-1} I\,[(t_1 - k\theta)/\tau\,]\, I\,[(t_2 - k\theta)/\tau\,]\times$$

$$\times\, \widetilde{Q}_k(t_1, t_2, \varphi). \qquad (24)$$

Подставляя (4) и (24) в (23), учитывая,что импульсы в последовательности (1), (2) не перекрываются, и используя условие (7), получаем систему интегральных уравнений

$$\frac{N_0}{2}\widetilde{Q}_k(t_2 - t_1, \varphi) + \varphi \int\limits_{-\infty}^{\infty} \widetilde{Q}_k(t_1 - t,\varphi)\, K_k(t - t_2)dt =$$

$$= K_k(t_2 - t_1)\,,\ k = \overline{0, N-1}, \qquad (25)$$

решая которую с помощью преобразования Фурье, находим

$$\widetilde{Q}_k(t_2 - t_1,\varphi) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k\,\rho_k(\omega)\exp[\mathrm{i}\omega(t_2-t_1)\,]}{1 + \varphi\, q_k\,\rho_k(\omega)}d\omega, \quad (26)$$

где $q_k = 2\max G_k(\omega)/N_0$, $\rho_k(\omega) = G_k(\omega)/\max G_k(\omega)$.

Подставляя (26) в (24),а затем (3) и (24) в (22) и учитывая (7), перепишем логарифм ФОП в виде

$$L(\theta) = \frac{1}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\Big[\int\limits_0^T\!\!\int\limits_0^T x_k(t_1,\theta)x_k(t_2,\theta)\, Q_k(t_2 - t_1)dt_1dt_2 +$$

$$+ \frac{2a_k}{1+q_{0k}}\int\limits_0^T x_k(t, \theta)dt\,\Big] - \tau\sum_{k=1}^{N-1}\Big\{\frac{a_k^2}{N_0(1 + q_{0k})} +$$

$$+\frac{1}{4\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\ln\,[1 + q_k\,\rho_k(\omega)\,]d\omega\Big\}, \qquad (27)$$

где $x_k(t, \theta) = I\,[(t - k\theta)/\tau\,]\, x(t)$, $Q_k(t_2 - t_1) = \widetilde{Q}_k(t_2 - t_1, 1)$.

Преобразуя двойные интегралы в (27) аналогично [4, 7], запишем член логарифма ФОП, зависящий от оцениваемого параметра

$$L_z(\theta) = \frac{1}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int\limits_{k\theta - \tau/2}^{k\theta+\tau/2}[y_k^2(t) + \frac{2a_k}{1+q_{0k}}x(t)\,]dt. \quad (28)$$

Здесь $y_k(t) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t')h_k(t - t')dt'$ — отклик фильтра с импульсной переходной функцией $h_k(t)$ на реализацию наблюдаемых данных. Передаточная функция фильтра $H_k(\mathrm{i}\omega) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} h_k(t)\exp(-\mathrm{i}\omega t)dt$ выбирается из условия $|H_k(\mathrm{i}\omega)|^2 = q_k\,\rho_k(\omega)/[1 + q_k\,\rho_k(\omega)\,]$. Согласно (28), ОМП $\widehat{\theta}_z$ периода следования θ_0 импульсов, искаженных модулирующей помехой, запишется как

$$\widehat{\theta}_z = \arg\sup L_z(\theta). \qquad (29)$$

Для определения характеристик ОМП (29) представим сумму сигнальной и шумовой функций [5] $L_z(\theta) = S(\theta) + N(\theta) + c$ в виде

$$S(\theta) = \langle L_z(\theta)\rangle - c, \qquad (30)$$

где $c = \frac{\tau}{4\pi}\sum_{k=0}^{N-1}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k\,\rho_k(\omega)}{1 + q_k\,\rho_k(\omega)}d\omega$.

Шумовая функция является реализацией случайного процесса, причем $\langle N(\theta)\rangle = 0$,

$$\langle N(\theta_1)\, N(\theta_2)\rangle = B(\theta_1, \theta_2). \qquad (31)$$

Производя в (30) и (31) усреднение, аналогично [4], получаем, что при выполнении (11) центральные пики сигнальной функции (30) и корреляционной функции (31) шумовой функции описываются соответственно (8) и (9). Необходимо лишь в них вместо (10) подставить коэффициенты

$$A_S=\sum_{k=0}^{N-1}\left[\frac{\tau}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^{\,2}\rho_k^2(\omega)}{1+q_k\rho_k(\omega)}d\omega+z_{0k}^2\frac{2+q_{0k}}{2(1+q_{0k})}\right],$$

$$B_S=\sum_{k=0}^{N-1}k\left[\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^{\,2}\rho_k^2(\omega)}{1+q_k\rho_k(\omega)}d\omega+z_{0k}^2\frac{2+q_{0k}}{2\tau(1+q_{0k})}\right],$$

$$A_N=\sum_{k=0}^{N-1}\left[\mu_k q_k^2+z_{0k}^2\,(1+q_{0k})\right], \qquad (32)$$

$$B_N=\sum_{k=0}^{N-1}k\left\{\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^{\,2}\rho_k^2(\omega)}{[1+q_k\rho_k(\omega)]^2}d\omega+\frac{z_{0k}^2}{\tau(1+q_{0k})^2}\right\},$$

$$C_N=\sum_{k=0}^{N-1}k\left\{\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^3\rho_k^3(\omega)\,[2+q_k\rho_k(\omega)]}{[1+q_k\rho_k(\omega)]^2}+\right.$$

$$\left.+\,z_{0k}^2\frac{q_{0k}(3+3q_{0k}+q_{0k}^2)}{\tau(1+q_{0k})^2}\right\}.$$

Здесь $z_{0k}^2=2a_k^2\tau/N_0$ — ОСШ для регулярной (неискаженной) составляющей k-го импульса последовательности (1).

Сигнальная функция (30) достигает максимума при $\theta=\theta_0$, так что выходное ОСШ для приемника максимального правдоподобия (28) будет равно [5]

$$z^2=S^2(\theta_0)/B(\theta_0,\theta_0)=\left\{\sum_{k=0}^{N-1}\left[\frac{\tau}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^2\rho_k^2(\omega)}{1+q_k\rho_k(\omega)}\,d\omega+\right.\right.$$

$$\left.\left.+z_{0k}^2\frac{2+q_{ok}}{2(1+q_{ok})}\right]\right\}^2\left\{\sum_{k=0}^{N-1}\left[\mu_k q_k^2+z_{0k}^2(1+q_{0k})\right]\right\}^{-1}. \qquad (33)$$

Полагаем, что ОСШ (33) достаточно велико, так что ОМП (29) обладает высокой апостериорной точностью. У сигнальной (30) и корреляционной (31) функций не существует второй производной по оцениваемому параметру при $\theta=\theta_1=\theta_2=\theta_0$. Следовательно, последовательность (1),(2) является разрывной по параметру θ. Найти дисперсию ОМП периода в этом случае можно с помощью метода локально-марковской аппроксимации [6]. Подставляя (32) в (13), получаем выражение для дисперсии ОМП (29)

$$D_z(\theta)=\langle(\hat{\theta}_z-\theta_0)^2\rangle=\frac{13\tau^2}{8}\times$$

$$\times\left\{\sum_{k=0}^{N-1}k\left[\frac{\tau}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^2\rho_k^2(\omega)}{[1+q_k\rho_k(\omega)]^2}d\omega+\mu_k q_k^2+\right.\right.$$

$$\left.\left.+z_{0k}^2\frac{1+(1+q_{0k})^3}{(1+q_{0k})^2}\right]\right\}^2\left\{\sum_{k=0}^{N-1}k\left[\frac{\tau}{4\pi}\times\right.\right.$$

$$\left.\left.\times\int_{-\infty}^{\infty}\frac{q_k^2\rho_k^2(\omega)}{[1+q_k\rho_k(\omega)]^2}d\omega+z_{0k}^2\frac{2+q_{ok}}{2(1+q_{ok})}\right]\right\}^{-4}. \qquad (34)$$

Формула (34) для дисперсии ОМП существенно упрощается при

$$q_k \ll 1,\; k=\overline{1,N-1}. \qquad (35)$$

Тогда (34) можно переписать в виде

$$D_z(\theta)=13\tau^2/2\left[\sum_{k=0}^{N-1}k\,(\mu_k q_k^2+z_{ok}^2)\right]^2. \qquad (36)$$

Пусть статистические характеристики модулирующей помехи для всех импульсов последовательности (1),(2) одинаковы, так что выполняется (15) и $q_k=q$, $\rho_k(\omega)=\rho(\omega)$, $k=\overline{0,N-1}$. В этом случае дисперсия ОМП периода следования (34)

$$D_z(\theta)=4\tau^2\sigma_0^2/(N^2(N-1)^2), \qquad (37)$$

где, согласно [4],

$$\sigma_0^2=\frac{13}{8}\left\{\frac{\tau q^2}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\rho^2(\omega)}{[1+q\rho(\omega)]^2}\,d\omega+\mu q^2+\right.$$

$$\left.+z_0^2\frac{1+(1+q_0)^3}{(1+q_0)^2}\right\}^2\left\{\frac{\tau q^2}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\rho^2(\omega)}{1+q\rho(\omega)}\,d\omega+\right.$$

$$\left.+z_0^2\frac{2+q_0}{2(1+q_0)}\right\}^{-4}$$

— дисперсия нормированной на длительность импульса ОМП времени прихода одного импульса последовательности (1), (2).

В качестве примера рассмотрим полосовую модулирующую помеху с нормированным спектром мощности

$$\rho_k(\omega) = I\,(\omega/\Omega_k),\ k = \overline{0, N-1}. \qquad (38)$$

Подставляя (38) в (34), находим

$$D_z(\theta) = 26\,\tau^2\Big[\sum_{k=0}^{N-1} k\ \Big\{\mu_k q_k^2\,[1+(1+q_k)^2]+ + z_{0k}^2\,[1+(1+q_k)^3]\Big\}(1+q_k)^{-2}\Big]^2 \Big\{\sum_{k=0}^{N-1} k\,[\mu_k q_k^2 + + z_{0k}^2\,(1+q_k/2)\,](1+q_k)^{-1}\Big\}^{-4}.$$

Положим далее, что при полосовой модулирующей помехе ее статистические характеристики для всех импульсов последовательности (1) одинаковы, так что выполняются (15), (17), (18) и (35). Тогда для дисперсии ОМП из (36) получаем

$$D_z(\theta) = 26\,\tau^2/\,[N^2(N-1)^2(\mu_0 q^2 + z_0^2)^2\,]. \qquad (39)$$

Сопоставляя (16) и (39), можем записать выигрыш в точности ОМП (29) по сравнению с КПО (6) в виде

$$\chi_z = D_q(\theta)/D_z(\theta) = [1 + \tilde{z}^2\kappa_0^2/(4\mu_0(1+\kappa_0^2))\,]^2, \quad (40)$$

где использованы обозначения (19).

Согласно (40), применение более сложной с точки зрения аппаратурной реализации ОМП (28), (29) периода следования вместо более простой КПО (5), (6) может привести к существенному выигрышу в точности оценки. При этом выигрыш в точности быстро возрастает с увеличением коэффициента паразитной модуляции и средней энергии одного импульса. Действительно, наличие в (28) квадрата профильтрованной реализации наблюдаемых данных $y_k^2(t)$ приводит к тому, что приемник максимального правдоподобия использует для уточнения оценки периода следования энергию флуктуирующей составляющей каждого импульса последовательности (1), (2). В тоже время, для формирования КПО согласно (5), (6) используется только энергия неискаженной составляющей импульсов последовательности.

Рассмотрим проигрыш в точности ОМП периода следования импульсов вследствие воздействия модулирующей помехи. Для этого дисперсию (20) ОМП периода следования прямоугольных видеоимпульсов, неискаженных модулирующей помехой, перепишем как

$$D(\theta) = 4\tau^2\sigma_1^2/\left(N^2(N-1)^2\right), \qquad (41)$$

где $\sigma_1^2 = 13/(2\tilde{z}^4)$ — дисперсия нормированной на длительность импульса ОМП времени прихода одного прямоугольного видеоимпульса.

Сопоставляя (37) и (41), находим, что проигрыш в точности ОМП периода следования из-за наличия модулирующей помехи $\chi = D_z(\theta)/D(\theta) = \sigma_0^2/\sigma_1^2$. Эта величина совпадает с проигрышем в точности ОМП времени прихода одного импульса из-за воздействия модулирующей помехи, который исследован в [4].

- Найденные характеристики оценок позволяют сделать обоснованный выбор между рассмотренными алгоритмами оценки периода следования импульсов при модулирующих помехах в зависимости от требований, предъявляемых к точности и степени простоты технической реализации алгоритма.

Приведенные результаты получены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

Литература

1. *Трифонов А.П., Беспалова М.Б.* — Радиотехника, 1992, № 10—11.
2. *Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И.* Модулирующие помехи и прием радиосигналов. — М.: Сов.радио, 1972.
3. *Васильев К.К.* Прием сигналов при мультипликативных помехах. — Саратов: Изд. СГУ, 1983.
4. *Трифонов А.П., Захаров А.В.* — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1986, № 4.
5. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов.радио, 1978.
6. *Трифонов А.П., Шинаков Ю.С.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1986.
7. *Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфенов В.И.* Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. — Воронеж, ВГУ, 1991.

Поступила 26 апреля 1995 г.