

145

145

б- 6264/995/38/1-2
62

ISSN 0021 — 3470

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



ТОМ 38

1-2

ИЗДАНИЕ
КИЕВСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

1995

ТРИФОНОВ А. П., БЕСПАЛОВА М. Б.

ОЦЕНКА ПЕРИОДА СЛЕДОВАНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДАМИ

Получены характеристики оценки максимального правдоподобия. Определены потери в точности оценки из-за незнания амплитуд импульсов. Показано, что эти потери возрастают с уменьшением среднего отношения сигнал—шум для одного импульса.

В [1] найдена эффективность оценки основных параметров последовательности сверхширокополосных импульсов с неизвестными амплитудами — времени прихода и периода следования. При этом предполагалось, что для отдельных импульсов последовательности выполняются обычные условия регулярности [2]: Однако реальные сверхширокополосные сигналы [3] достаточно часто имеют весьма короткие фронты, что позволяет успешно их аппроксимировать разрывными функциями времени. Среди таких функций наиболее распространенной является аппроксимация в виде прямоугольного импульса [3...5]. В связи с чем рассмотрим оценку периода следования прямоугольных импульсов с неизвестными амплитудами.

Полагая, что априори неизвестные амплитуды отдельных импульсов имеют различные значения, запишем принимаемый сигнал в виде

$$s(t, \theta, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k s_k(t, \theta), \quad (1)$$

где N — число импульсов в последовательности, a_k — неизвестная амплитуда k -го импульса, $s_k(t, \theta)$ — функция, описывающая форму k -го импульса с единичной амплитудой, θ — период следования импульсов, подлежащий оценке. Пусть сигнал (1) наблюдается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 и интервал наблюдения $[0, T]$ больше длительности всей последовательности, т. е. $T > N\theta$. Скважность последовательности (1) полагаем не слишком малой, так что отдельные импульсы не перекрываются. Тогда логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) определяется формулой [1, 6]

$$L(\theta, a_k) = 2 \sum_{k=0}^{N-1} a_k [L_k(\theta) - a_k W_k(\theta) / 2] N_0^{-1}, \quad (2)$$

где

$$L_k(\theta) = \int_0^T x(t) s_k(t, \theta) dt, \quad W_k(\theta) = \int_0^T s_k^2(t, \theta) dt,$$

а $x(t) = s(t, \theta_0, a_{0k}) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных. Максимируя, аналогично [1], логарифм ФОП (2) по всем a_k , $k = \overline{0, N-1}$, имеем

$$L(\theta) = \max_{a_k} L(\theta, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} L_k^2(\theta) / N_0 W_k(\theta). \quad (3)$$

В результате оценка максимального правдоподобия (ОМП) периода следования $\hat{\theta}$ представляет собой положение абсолютного (наибольшего) максимума случайной функции (3)

$$\hat{\theta} = \arg \sup L(\theta). \quad (4)$$

Для определения характеристик ОМП (4) представим (3) в виде суммы сигнальной и шумовой функций [1, 6] и

$$S(\theta, \theta_0) = M\{L(\theta)\} - N/2 = \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k}^2 S_k^2(\theta, \theta_0) / N_0 W_k(\theta), \quad (5)$$

$$S_k(\theta, \theta_0) = \int_0^T s_k(t, \theta) s_k(t, \theta_0) dt. \quad (6)$$

Шумовая функция $N(\theta) = L(\theta) - M\{L(\theta)\}$ является реализацией случайного процесса, причем,

$$\begin{aligned} M\{N(\theta)\} &= 0, \quad B(\theta_1, \theta_2) = M\{N(\theta_1) N(\theta_2)\} = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} S_k(\theta_1, \theta_2) [S_k(\theta_1, \theta_2) + 4 a_{0k}^2 S_k(\theta_0, \theta_1) \times \\ &\quad \times S_k(\theta_0, \theta_2) / N_0] / 2 W_k(\theta_1) W_k(\theta_2). \end{aligned} \quad (7)$$

Следуя [1, 6], запишем выходное отношение сигнал—шум (ОСШ) как

$$z^2 = S^2(\theta_0, \theta_0) / B(\theta_0, \theta_0) = N z_m^4 / 2 (1 + 2 z_m^2), \quad (8)$$

где

$$z_m^2 = \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 / N \quad (9)$$

— среднее ОСШ для одного импульса принимаемой последовательности, а

$$z_k^2 = 2 a_{0k}^2 W_k(\theta_0) / N_0 \quad (10)$$

— ОСШ для k -го импульса.

Рассмотрим вначале оценку периода следования θ последовательности (1) при постоянной скважности. Тогда k -й импульс последовательности имеет вид [4]

$$s_k(t, \theta) = I [(t - k\theta) Q / \theta], \quad (11)$$

где $Q = \theta / \tau$ — скважность последовательности, а

$$\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_k^2(t; \theta) dt / \max_t s_k^2(t, \theta) = \theta / Q \quad (12)$$

— эквивалентная длительность одного импульса, $I(x) = 1$ при $|x| < 1/2$ и $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$. Подставляя (11) в (5)...(7) и используя выражения для $S_k(\theta_1, \theta_2)$, найденные в [4], получаем сигнальную функцию и корреляционную функцию шумовой функции

$$S(\theta, \theta_0) = N z_m^2 \{ P_0 [\min(\theta, \theta_0)]^2 + (1 - P_0)(\theta + \theta_0)^2 / 4 - Q(\theta + \theta_0) |\theta - \theta_0| E_1 + Q^2(\theta - \theta_0)^2 E_2 \} / 2\theta\theta_0, \quad (13)$$

при

$$|\theta - \theta_0| < (\theta + \theta_0) / 2 Q N \quad (14)$$

и

$$\begin{aligned} B(\theta_1, \theta_2) = & \{ [\min(\theta_1, \theta_2)]^2 + (N-1)(\theta_1 + \theta_2)^2 / 4 - \\ & - QN(\theta_1 + \theta_2) |\theta_1 - \theta_2| H_1 + Q^2 N(\theta_1 - \theta_2)^2 H_2 \} / 2\theta_1\theta_2 + \\ & + N z_m^2 \{ P_0 \min(\theta_0, \theta_1) \min(\theta_0, \theta_2) \min(\theta_1, \theta_2) + \\ & + (1 - P_0)(\theta_0 + \theta_1)(\theta_0 + \theta_2)(\theta_1 + \theta_2) / 8 - Q[(\theta_1 + \theta_2) \times \\ & \times (\theta_0 + \theta_2) |\theta_0 - \theta_1| + (\theta_1 + \theta_2)(\theta_0 + \theta_1) |\theta_0 - \theta_2| + (\theta_0 + \theta_2) \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times (\theta_0 + \theta_1) |\theta_1 - \theta_2|] E_1 / 4 + Q^2 [(\theta_1 + \theta_2) |(\theta_0 - \theta_1)(\theta_0 - \theta_2)| + \\ & + (\theta_0 + \theta_1) |(\theta_0 - \theta_2)(\theta_1 - \theta_2)| + (\theta_0 + \theta_2) |(\theta_0 - \theta_1)(\theta_1 - \theta_2)|] E_2 / 2 - \\ & - Q^3 [\theta_0^2 (\theta_1 - \theta_2) - \theta_1^2 (\theta_0 - \theta_2) + \theta_2^2 (\theta_0 - \theta_1)] E_3 \} / \theta_1 \theta_2 \theta_3, \quad (15) \end{aligned}$$

если кроме (14) выполняется условие

$$\max (|\theta_0 - \theta_1|, |\theta_0 - \theta_2|, |\theta_1 - \theta_2|) < (\theta_1 + \theta_2) / QN.$$

В (13), (15) обозначено [1]

$$H_n = \sum_{k=0}^{N-1} k^n / N, \quad E_k = \sum_{k=0}^{N-1} k^n P_k, \quad P_k = z_k^2 / \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 \quad (16)$$

и характеризует распределение суммарной мощности принятой последовательности по ее отдельным импульсам.

Согласно (11), ОСШ для одного импульса (10) переписывается как $z_k^2 = 2 a_{0k}^2 \theta_0 / N_0 Q$. Отсюда и из (8) следует, что ОСШ для принятого сигнала зависит от истинного значения θ_0 периода следования. Поэтому при приеме последовательности с постоянной скважностью период следования θ является энергетическим параметром [6].

Полагаем далее, что выходное ОСШ (8) достаточно велико при любых z_m^2 (9), так что ОМП (4) обладает высокой апостериорной точностью. В этом случае для определения характеристик ОМП достаточно исследовать поведение сигнальной функции (13) и корреляционной функции шумовой функции (15) в малой окрестности истинного значения оцениваемого параметра θ_0 [6]. Обозначим

$$\Delta = \max \{ |\theta - \theta_0|, |\theta_0 - \theta_1|, |\theta_0 - \theta_2|, |\theta_1 - \theta_2| \}.$$

Полагая

$$\Delta \rightarrow 0, \quad (17)$$

находим для функций (13), (15) асимптотические разложения в окрестности θ_0

$$S(\theta, \theta_0) = A_S - |\theta - \theta_0| B_S + o(\Delta), \quad (18)$$

$$\begin{aligned} B(\theta_1, \theta_2) = & A_N - |\theta_1 - \theta_2| B_N - \min(|\theta_0 - \theta_1|, |\theta_0 - \theta_2|) \times \\ & \times C_N \eta [(\theta_0 - \theta_1)(\theta_0 - \theta_2)] + o(\Delta). \end{aligned} \quad (19)$$

Здесь

$$A_S = N z_m / 2, B_S = N z_m (1/2 + Q E_1) / \theta_0,$$

$$A_N = N (z_m^2 + 1/2), B_N = [1/2 + N Q H_1 + N z_m^2 (P_0 + 2 Q E_1)] / \theta_0, \\ C_N = N z_m^2 (P_0 + 2 Q E_1) / \theta_0, \quad (20)$$

$$\eta(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x < 0. \end{cases}$$

Сопоставление (13), (15) и (18), (19) показывает, что сигнальную функцию (13) и корреляционную функцию (15) можно аппроксимировать главными членами асимптотических разложений (18), (19) соответственно, если

$$\Delta \ll \theta_0 \min \{ (P_0 + 2 Q E_1) / (P_0 + Q^2 E_2); [1 + 2 N Q H_1 + N z_m^2 (P_0 + 2 Q E_1)] / [1 + N Q^2 H_2 + N z_m^2 (P_0 + Q^2 E_2)] \}.$$

Как следует из (18), (19), у сигнальной и корреляционной функций не существует второй производной по оцениваемому параметру при $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$. Следовательно, сигнал (11) является разрывным по параметру θ . Найти дисперсию ОМП периода следования в этом случае можно с помощью метода локально-марковской аппроксимации [2]

$$D_Q(\theta) = M \{ (\hat{\theta} - \theta_0)^2 \} = 13 (2 B_N - C_N)^2 / 8 B_S^4 = \\ = 26 \theta_0^2 [1 + 2 N Q H_1 + N z_m^2 (P_0 + 2 Q E_1)]^2 / N^4 z_m^8 (P_0 + 2 Q E_1)^4. \quad (21)$$

Чтобы определить потери в точности ОМП периода следования импульсов из-за незнания их амплитуд, найдем дисперсию ОМП периода следования при априори известных амплитудах импульсов последовательности (1). Согласно [6], для расчета дисперсии ОМП в этом случае надо найти сигнальную составляющую логарифма ФОР при априори известных амплитудах. Заменим с этой целью в (2) возможные значения амплитуд a_k на их истинные значения a_{0k} и выполним усреднение. Получаем для сигнальной составляющей выражение

$$S(\theta) = M \{ L(\theta, a_{0k}) \} = 2 \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k}^2 [S_k(\theta, \theta_0) - W_k(\theta)] / N \theta_0. \quad (22)$$

При постоянной скважности, используя (11) и результаты [4], имеем, когда выполняется (14)

$$L(\theta) = N z_m^2 [1/2 - |\theta - \theta_0| (P_0/2 + Q E_1) / \theta_0]. \quad (23)$$

У сигнальной составляющей (23) не существует второй производной при $\theta = \theta_0$. Поэтому опять используя метод локально-марковской аппроксимации [2], дисперсию ОМП периода следования при априори известных амплитудах, можем записать в виде

$$D_{0Q}(\theta) = 26 \theta_0^2 / N^2 z_m^4 (P_0 + 2 Q E_1)^2. \quad (24)$$

Полагая здесь амплитуды всех импульсов одинаковыми, получаем как частный случай (24) результат [4].

Сопоставим (21), (24) с аналогичными выражениями для дисперсий оценок периода следования регулярных (дифференцируемых) импульсов из [1]. Видим, что с ростом числа импульсов N последовательности (1), дисперсии ОМП (21), (24) убывают как N^{-4} , в то время как дисперсии оценок периода следования регулярных импульсов убывают лишь как N^{-3} . Сравнивая (21) и (24), находим проигрыш в точности ОМП периода следования импульсов последовательности (1) из-за незнания амплитуд отдельных импульсов

$$\chi_Q = D_Q(\theta) / D_{0Q}(\theta) = [1 + 2 Q H_1 / z_m^2 (P_0 + 2 Q E_1)]^2. \quad (25)$$

Следовательно, как и в регулярном случае [1], при большом среднем ОСШ z_m^2 (9) для одного импульса, незнание амплитуд импульсов практически не влияет на точность ОМП периода следования. Однако при малых значениях z_m^2 , проигрыш в точности ОМП может быть значительным и он возрастает с уменьшением z_m^2 . Кроме того, из (25) следует, что проигрыш в точности ОМП периода повторения зависит также от вида распределения суммарной мощности принятой последовательности по отдельным импульсам, которое характеризуется величинами P_k (16).

Выражение (21) для дисперсии ОМП справедливо при постоянной скважности Q последовательности (1) с импульсами (11). Однако в ряде задач представляет интерес оценка периода следования прямоугольных импульсов с постоянной длительностью. В этом случае k -й импульс описывается выражением [4]

$$s_k(t, \theta) = I[(t - k\theta) / \tau], \quad (26)$$

где τ определяется из (12). Подставляя (26) в (5) ... (7) и используя выражение для $S_k(\theta_1, \theta_2)$, найденное в [4], получаем сигнальную функцию и корреляционную функцию шумовой функции при постоянной длительности одного импульса

$$S(\theta, \theta_0) = N z_m^2 [1/2 - 2|\theta - \theta_0| E_1 / \tau + (\theta - \theta_0)^2 E_2 / \tau^2], \quad (27)$$

$$|\theta - \theta_0| < \tau / N \quad (28)$$

$$\begin{aligned} B(\theta_1, \theta_2) = & N [1/2 - |\theta_1 - \theta_2| H_1 / \tau + (\theta_1 - \theta_2)^2 H_1 / \tau^2] + \\ & + N z_m^2 \{ 1 - (|\theta_0 - \theta_1| + |\theta_0 - \theta_2| + |\theta_1 - \theta_2|) E_1 / \tau + \\ & + [|\theta_0 - \theta_1| (\theta_0 - \theta_2) + |\theta_0 - \theta_1| (\theta_1 - \theta_2) + |\theta_0 - \theta_2| \times \\ & \times (\theta_1 - \theta_2)] E_2 / \tau^2 - \theta_0^2 (\theta_1 - \theta_2) - \theta_1^2 (\theta_0 - \theta_2) + \\ & + \theta_2^2 (\theta_0 - \theta_1)] E_3 / \tau^3 \}, \end{aligned} \quad (29)$$

если, кроме (28), выполняется условие

$$\max(|\theta_0 - \theta_1|, |\theta_0 - \theta_2|, |\theta_1 - \theta_2|) < \tau / N.$$

Согласно (26), ОСШ для одного импульса (10) переписывается как $z_k^2 = a_{0k}^2 \tau / N_0$. Отсюда и из (8) следует, что ОСШ для принятого сигнала не зависит от истинного значения θ_0 периода следования. Поэтому при приеме последовательности с постоянной длительностью импульсов, период следования θ является незнергетическим параметром [6].

Опять полагаем, что выходное ОСШ (8) достаточно велико, так что ОМП (4) обладает высокой апостериорной точностью. Считая затем, что выполняется (17), находим для функций (27), (29) асимптотические разложения в окрестности истинного значения периода θ_0

$$S(\theta, \theta_0) = A_S - |\theta - \theta_0| B_{1S} + o(\Delta), \quad (30)$$

$$\begin{aligned} B(\theta_1, \theta_2) = & A_N - |\theta_1 - \theta_2| B_{1N} - [\max(\theta_0, \theta_1, \theta_2) - \\ & - \min(\theta_0, \theta_1, \theta_2)] C_{1N} + o(\Delta). \end{aligned} \quad (31)$$

Здесь A_S и A_N определяются из (20), а

$$B_{1S} = N z_m^2 E_1 / \tau, B_{1N} = N H_1 / \tau, C_{1N} = 2 N z_m^2 E_1 / \tau. \quad (32)$$

Сопоставление (27), (29) и (30), (31) показывает, что сигнальную функцию (27) и корреляционную функцию (29) можно аппроксимировать главными членами асимптотических разложений (30), (31) соответственно, если $\Delta \ll 2\tau \min \{ E_1 / E_2; (H_1 + z_m^2 E_1) / (H_2 + z_m^2 E_2) \}$. Как следует из (30), (31), у сигнальной и корреляционной функций не существует второй производной при $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$. Опять используя метод локально-

марковской аппроксимации [2], получаем дисперсию ОМП периода следования при постоянной длительности импульсов

$$D_{\tau}(\theta) = 13(2B_{1N} + C_{1N})^2 / B_{1S}^4 = 13\tau^2(H_1 + z_m^2 E_1)^2 \times \\ \times (2N^2 z_m^8 E_1^4)^{-1}. \quad (33)$$

Найдем для сравнения дисперсию ОМП периода следования при априори известных амплитудах импульсов с постоянной длительностью. Для этого подставим в (22) $S_k(\theta, \theta_0)$ из [4] для импульсов с постоянной длительностью (26) и положим $W_k(\theta_0) = \tau$. Имеем при выполнении (28) для сигнальной составляющей выражение

$$S(\theta) = N z_m^2 (1/2 - |\theta - \theta_0| E_1 / \tau). \quad (34)$$

Так как у этой сигнальной составляющей не существует второй производной при $\theta = \theta_0$, то, применяя метод локально-марковской аппроксимации [2], для дисперсии ОМП при априори известных амплитудах находим выражение

$$D_{0\tau}(\theta) = 13\tau^2 / 2N^2 z_m^4 E_1^2. \quad (35)$$

Полагая здесь амплитуды всех импульсов одинаковыми, получаем как частный случай (35) результат [4].

Сопоставляя (33) и (35), можем определить проигрыш в точности ОМП периода следования из-за незнания амплитуд импульсов

$$\chi_{\tau} = D_{\tau}(\theta) / D_{0\tau}(\theta) = (1 + H_1 / z_m^2 E_1)^2. \quad (36)$$

Как и при постоянной скажности (25), проигрыш в точности оценки при постоянной длительности импульса возрастает с уменьшением среднего ОСШ (9) для одного импульса и зависит от вида распределения суммарной мощности принятой последовательности по отдельным импульсам.

Сравним точность ОМП периода следования при постоянной скажности последовательности (11) и постоянной длительности импульса (26). Сопоставляя (21) и (33), имеем

$$\chi = D_{\tau}(\theta) / D_Q(\theta) = \chi_0 \chi_{\tau} / \chi_Q. \quad (37)$$

Здесь χ_Q определяется из (25), χ_{τ} — из (36), а

$$\chi_0 = D_{0\tau}(\theta) / D_{0Q}(\theta) = (1 + P_0 / 2 Q E_1)^2 \quad (38)$$

и характеризует выигрыш в точности ОМП периода следования при постоянной скажности и априори известных амплитудах. Полагая в (38) амплитуды импульсов одинаковыми, получаем как частный случай этой

формулы результат [4]. Используя обозначение (38), перепишем (25) в виде

$$\chi_Q = (1 + H_1 / z_m^2 E_1 \sqrt{\chi_0})^2. \quad (39)$$

Согласно (38) всегда

$$\chi_0 \geq 1 \quad (40)$$

так что, сопоставляя (39) и (36), видим, что

$$\chi_\tau \geq \chi_Q \quad (41)$$

Следовательно, проигрыш в точности ОМП периода следования из-за незнания амплитуд импульсов всегда будет меньше для последовательности с постоянной скважностью, чем для последовательности с постоянной длительностью импульсов. Учитывая (40), (41), получаем, что для величины (37) выполняется неравенство

$$\chi \geq 1. \quad (42)$$

Следовательно, как при известных (40), так и при неизвестных (42) амплитудах импульсов ОМП периода следования при постоянной скважности обладает более высокой точностью, чем ОМП периода следования при постоянной длительности импульса. В частности, при постоянной скважности ОМП периода следования оказывается возможной даже для вырожденной последовательности, состоящей из одного импульса ($N = 1$). Это объясняется тем, что при постоянной скважности длительность каждого импульса последовательности (11) зависит от неизвестного периода следования θ . При постоянной длительности импульсов (26) необходимо иметь не менее двух импульсов ($N \geq 2$) в последовательности (1) для получения ОМП периода следования. Однако, отличия в точности ОМП периода следования последовательностей с постоянной скважностью (11) и постоянной длительностью импульсов (26) уменьшаются по мере увеличения скважности Q и числа импульсов последовательности N . Практически при $Q \geq 3 \dots 5$ и $N > 2 \dots 3$ дисперсии ОМП (21) и (33) приближенно равны

$$D_Q(\theta) = D_\tau(\theta) = D(\theta) = 13 \tau^2 (H_1 + z_m^2 E_1)^2 (2 N^2 z_m^8 E_1^4)^{-1}.$$

Также совпадают проигрыши в точности оценки периода следования из-за незнания амплитуд импульсов (25) и (36)

$$\chi_Q = \chi_\tau = (1 + H_1 / z_m^2 E_1)^2. \quad (43)$$

Естественно, в этих условиях совпадают и дисперсии ОМП периода следования (24) и (35) при априори известных амплитудах импульсов [4]

$$D_{0Q}(\theta) \approx D_{0\tau}(\theta) = D_0(\theta) = 13 \tau^2 / N^2 z_m^4 E_1^2.$$

Рассмотрим два примера, иллюстрирующих влияние распределения суммарной мощности последовательности (1) по отдельным импульсам и проигрыш в точности ОМП периода следования из-за незнания амплитуд импульсов.

1. Канал передачи информации с ограниченным временем существования [1]. Положим, что априори неизвестное время существования канала равно $\theta_0(m-1)$, так что на выходе канала наблюдаются лишь первые m импульсов последовательности (1). Подставляя значения P_k [1] в (43) и полагая $m \gg 1, N \gg 1$, получаем

$$\chi_1 = (1 + x/z_m^2)^2, \quad (4)$$

где $x = N/m \geq 1$.

2. Канал передачи информации с затуханием [1]. Положим, что мощности импульсов принимаемой последовательности убывают экспоненциально, так что $a_{0k}^2 = a_0^2 \exp(-\delta k)$, где δ определяет скорость затухания. Подставляя значения P_k из [1] в (43) и опять полагая $N \gg 1$ для проигрыша в точности оценки, имеем

$$\chi_2 = \{1 + x(1-y)/2 z_m^2 [1 - y(1+x)]\}^2. \quad (4)$$

где $x = \delta(N-1)$.

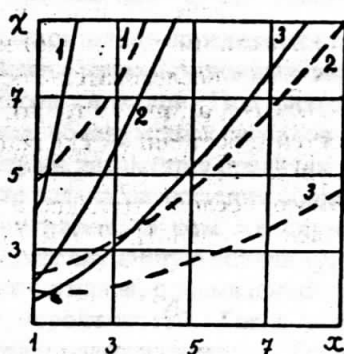


Рис. 1

На рис. 1 приведены зависимости проигрыша в точности ОМП от нормированного параметра x . Сплошными кривыми представлены зависимости проигрыша для канала с ограниченным временем существования (44), штриховыми — для канала с затуханием (45). Кривые 1 рассчитаны при $z_m = 1$, 2 — $z_m = 1,5$ и 3 — $z_m = 2$. Анализ зависимостей, приведенных на рис. 1 показывает, что проигрыш в точности ОМП периода следования из-за незнания амплитуд импульсов может быть значительным. Но же время этот проигрыш довольно быстро убывает с ростом среднего ОСП для одного импульса (9).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Эффективность совместных оценок времени прихода и периода повторения импульсов с неизвестными амплитудами // Радиотехника. — 1993. — № 3. — С. 13—19 (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1986. — 264 с.
3. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
4. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Эффективность оценки периода следования прямоугольных видеопульсов // Радиотехника. — 1992. — № 10—11. — С. 51—55.
5. Nasser J. M. Resolution Function of Nonsinusoidal Radar Signals: I. Range-Velocity Resolution with Rectangular Pulses // IEEE Trans. Electromagn. Compat. — 1990. — V. 32. — No. 2. — P. 153—160.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.

Воронежский госуниверситет.

Поступила в редакцию 24.02.94.

УДК 621.391.26

ИБАТУЛЛИН Э. А.

МЕТОДЫ РАЗРЕШЕНИЯ КЛАССОВ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрены оптимальные алгоритмы разрешения классов сигналов, синтезированные с помощью метода максимального правдоподобия, метода моментов, итерационного метода максимального правдоподобия. Также рассмотрены непараметрические методы, использующие параллельную и последовательную кластер-процедуры. По всем алгоритмам проведено моделирование, сделан сравнительный анализ полученных численных результатов.

Предварительно определимся в терминологии. Различают разрешение абонентов информационных систем, разрешение сигналов и разрешение классов сигналов. Под разрешением сигналов будем понимать раздельное обнаружение сигналов и оценку их параметров [1]. Когда оцениваемый параметр в пределах времени наблюдения остается постоянным, то задача разрешения абонентов ограничивается задачей разрешения сигналов. В том же случае, когда оцениваемый параметр представляет случайную величину, каждому абоненту соответствует целый класс сигналов, описываемый соответствующей плотностью распределения вероятностей. Тогда разрешение абонентов тождественно разрешению классов сигналов. Таким образом, разрешение классов сигналов заключается в нахождении оценок параметров частных распределений, характеризующих классы, и в распределении сигналов по их классам. При этом процедуре разрешения классов сигналов предшествует разрешение сигналов.

Для статистического описания классов сигналов использовано понятие смеси распределений [2]