

240

ISSN 0021-3470



ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ 47

11-12
ноябрь-декабрь

ИЗДАНИЕ
НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ»

2004

ТРИФОНОВ А. П., ЛЕДОВСКИХ Н. В.

ОЦЕНКА ПЕРИОДА СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЦИРКУЛЯТОРА*

Предложена структура квазиправдоподобного измерителя периода следования импульсов на фоне белого шума. Найдены потери в точности квазиправдоподобной оценки по сравнению с точностью оценки максимального правдоподобия для регулярных и разрывных импульсов.

Последовательности различного рода импульсов широко применяются в различных областях радиоэлектроники, в локации, связи и т. д. [1—6 и др]. При этом, в большом числе практических задач возникает необходимость оценки периода следования импульсов. Оптимальный измеритель, реализующий оценку максимального правдоподобия (ОМП) периода следования, является многоканальным по оцениваемому параметру [1]. Каждый канал измерителя содержит согласованный фильтр для одного импульса и идеальный гребенчатый фильтр [2, 3]. Однако аппаратная реализация гребенчатого фильтра при большом числе импульсов в последовательности оказывается затруднительной вследствие жестких требований к стабильности параметров линии задержки и высокой точности расположения отводов, обеспечивающей синхронность накопления импульсов. Частично эти трудности могут быть преодолены при использовании рециркулятора, включающего только два звена задержки [2, 3]. Поскольку рециркулятор включает звено положительной обратной связи, для обеспечения устойчивости в звено обратной связи вводится аттенуатор. В результате, получаемая в измерителе с рециркулятором оценка периода следования будет отличаться от ОМП. Такую оценку назовем квазиправдоподобной оценкой (КПО), поскольку она совпадает с ОМП при отсутствии аттенуатора в звене обратной связи, когда передаточные функции гребенчатого фильтра и рециркулятора совпадают [2, 3]. Целесообразность использования рециркулятора для оценки периода следования импульсов определяется возможностью обеспечения точности КПО, близкой к точности ОМП. В связи с чем рассмотрим структуру квазиправдоподобного измерителя,

* Работа выполнена при поддержке CRDF и Минобразования РФ (проект VZ-010-0).

использующего рециркулятор, и найдем потери в точности КПО по сравнению с точностью ОМП.

Полагаем, что на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 наблюдается последовательность из N импульсов, каждый из которых описывается функцией $s(t)$. Такая последовательность может быть записана в виде

$$s_N(t, \theta_0) = \sum_{k=0}^{N-1} s(t - k\theta_0) = a \sum_{k=0}^{N-1} f[(t - k\theta_0)/\tau]. \quad (1)$$

Здесь $a = \max s(t)$ — амплитуда импульса, θ — период повторения, $\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t) dt / \max s^2(t)$ — эквивалентная длительность импульса, функция $f(\cdot)$ описывает форму одного импульса и нормирована так, что

$$\max f(x) = 1, \int_{-\infty}^{+\infty} f^2(x) dx = 1. \quad (2)$$

Для получения ОМП периода следования необходимо формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП). Полагаем, что обработке доступна реализация

$$x(t) = s_N(t, \theta_0) + n(t), \quad 0 < t < T, \quad (3)$$

скважность последовательности (1) не слишком мала ($Q = \theta/\tau \geq 2,3$) так, что отдельные импульсы не перекрываются, а время наблюдения больше длительности последовательности (1), т. е. $T > N\theta$. Тогда логарифм ФОП определяется выражением [1]

$$L(\theta) = \frac{2}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^T x(t) s(t - k\theta) dt. \quad (4)$$

Для формирования ОМП $\hat{\theta}$ периода следования θ_0 последовательности (1) надо найти положение абсолютного (наибольшего) максимума логарифма ФОП (4)

$$\hat{\theta} = \operatorname{argsup} L(\theta). \quad (5)$$

Один канал оптимального измерителя, вырабатывающего ОМП периода следования можно представить в виде рис. 1, где l — фильтр, согласованный с одиночным импульсом и обладающий импульсной переходной характеристикой (ИПХ)

$$h_1(t) = cs(t_0 - t), \quad t_0 > \tau \quad (6)$$

2 — устройство задержки с $N - 2$ отводами через время θ ; 3 — сумматор. Устройство задержки 2 и сумматор 3 образуют гребенчатый фильтр 4, выделенный штриховой линией, который обладает ИПХ

$$h_2(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - k\theta). \quad (7)$$

На основе (6) и (7) можем записать ИПХ всего устройства (рис. 1)

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(y) h_2(t - y) dy = c \sum_{k=0}^{N-1} s(t_0 - t + k\theta). \quad (8)$$

Вычисляя свертку реализации наблюдаемых данных (3) и ИПХ (8) для выходного сигнала устройства (рис. 1), получаем выражение

$$U(t, \theta) = c \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(y) s(t_0 - t + y + k\theta) dy. \quad (9)$$

Выбирая в (9) $c = 2/N_0$ и $t = t_0 + (N - 1)\theta$, приходим к выражению для логарифма ФОР (4).



Рис. 1

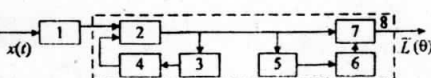


Рис. 2

Частично преодолеть трудности аппаратной реализации оптимального измерителя периода следования можно, заменяя в нем гребенчатый фильтр на рециркулятор [2, 3]. Тогда один канал квазиправдоподобного измерителя, вырабатывающего КПО периода следования можно представить в виде рис. 2, где 1 — согласованный фильтр с ИПХ (6); 2 — сумматор; 3 — attenuator с коэффициентом ослабления $m < 1$; 4 — устройство задержки на время θ ; 5 — устройство задержки на время $N\theta$; 6 — attenuator с коэффициентом ослабления m_1 ; 7 — вычитающее устройство. Блоки 2...7 образуют модифицированный рециркулятор 8, выделенный штриховой линией. Передаточная функция модифицированного рециркулятора

$$\begin{aligned} \tilde{H}_2(\omega) &= [1 - m_1 \exp(-j\omega N\theta)] / [1 - m \exp(-j\omega\theta)] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} m^k \exp(-j\omega\theta k) + (m^N - m_1) \sum_{k=0}^{N-1} m^k \exp[-j\omega\theta(k + N)], \end{aligned}$$

а его ИПХ

$$\checkmark \quad \tilde{h}_{2m}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} m^k \delta(t - k\theta) + (m^N - m_1) \sum_{k=0}^{N-1} m^k \delta(t - k\theta - N\theta).$$

Полагая здесь $m_1 = m^N$, получаем ИПХ модифицированного рециркулятора

$$\tilde{h}_2(t) = \sum_{k=0}^{N-1} m^k \delta(t - k\theta). \quad (10)$$

Из сопоставления (10) и (7) следует, что ИПХ модифицированного рециркулятора при m близких к единице является аппроксимацией ИПХ идеального гребенчатого фильтра. На основе (6) и (10) можем записать ИПХ всего устройства (рис. 2)

$$\tilde{h}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{h}_1(y) \tilde{h}_2(t - y) dy = c \sum_{k=0}^{N-1} m^k s(t_0 - t + k\theta). \quad (11)$$

Вычисляя свертку реализаций наблюдаемых данных (3) и ИПХ (11) для выходного сигнала устройства (рис. 2), получаем выражение

$$\tilde{L}(t, \theta) = c \sum_{k=0}^{N-1} m^k \int_{-\infty}^{\infty} x(y) s(t_0 - t + y + k\theta) dy.$$

Выбирая здесь $c = 2/N_0$, $t = t_0 + (N-1)\theta$, находим, что устройство (рис. 2) выработывает значение функции

$$\tilde{L}(\theta) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} m^{N-1-k} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) s(t - k\theta) dt, \quad (12)$$

которую при m близких к единице можно рассматривать как аппроксимацию логарифма ФОП (4). Соответственно КПО периода следования

$$\tilde{\theta} = \operatorname{argsup} \tilde{L}(\theta) \quad (13)$$

является при m близких к единице, аппроксимацией ОМП (5).

Для определения характеристик КПО (13) периода следования подставим в (12) реализацию наблюдаемых данных (3) и, аналогично [1], перепишем (12) в виде суммы сигнальной и шумовой функций $\tilde{L}(\theta) = S(\theta) + N(\theta)$, где

$$S(\theta) = z^2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} m^{N-1-k} s_f[(n\theta - k\theta_0)/\tau], \quad (14)$$

$$N(\theta) = \tilde{L}(\theta) - \langle \tilde{L}(\theta) \rangle, \quad (15)$$

$z^2 = 2a^2\tau/N_0$ — отношение сигнал/шум (ОСШ) для одного импульса.

Функция

$$S_f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(y)f(t-x)dy \quad (16)$$

представляет собой нормированную сигнальную функцию (функцию неопределенности) при оценке положения функции $f(\cdot)$ (2). Шумовая функция (15) является реализацией центрированного гауссовского случайного процесса и обладает корреляционной функцией

$$B(\theta_1, \theta_2) = \langle N(\theta_1)N(\theta_2) \rangle = z^2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} m^{2(N-1)-n-k} S_f[(n\theta_1 - k\theta_2)/\tau]. \quad (17)$$

Преобразуем аргумент одного слагаемого в правой части (14) к виду

$$(n\theta - k\theta_0)/\tau = k(\theta - \theta_0)/\tau + (n-k)Q. \quad (18)$$

Пусть

$$|\theta - \theta_0| < \min(\theta, \theta_0)/N, \quad (19)$$

а скважность последовательности Q не слишком мала. Тогда (18) имеет вид $|n\theta - k\theta_0|/\tau = |k(\theta - \theta_0)|/\tau$ при $k = n$ и $|n\theta - k\theta_0|/\tau = |k(\theta - \theta_0)|/\tau + (n-k)Q > 1$ при $n \neq k$. Согласно (2) сигнальная функция (16) $S_f(x) \equiv 0$ при $|x| \geq 1$. Следовательно, если выполняется (19) и скважность Q достаточно велика, то $S_f[(n\theta - k\theta_0)/\tau] = S_f[k(\theta - \theta_0)/\tau]$ при $k = n$ и $S_f[(n\theta - k\theta_0)/\tau] \equiv 0$ при $n \neq k$. Сигнальная функция (14) соответственно переписывается как

$$S(\theta) \equiv z^2 \sum_{k=0}^{N-1} m^{N-1-k} S_f[k(\theta - \theta_0)/\tau]. \quad (20)$$

Исследуя аналогичным образом поведение корреляционной функции (17), получаем, что при

$$|\theta_1 - \theta_2| < \min(\theta_1, \theta_2)/N \quad (21)$$

выражение (17) принимает вид

$$B(\theta_1, \theta_2) \equiv z^2 \sum_{k=0}^{N-1} m^{2(N-1-k)} S_f[k(\theta_1 - \theta_2)/\tau]. \quad (22)$$

Согласно (19), (21) формулы (20), (22) описывают центральные пики [1] сигнальной (14) и корреляционной (17) функций соответственно.

Сигнальная функция (17), (20) достигает максимума при $\theta = \theta_0$. Следовательно [1] выходное ОСШ квазиравдоподобного измерителя определяется выражением

$$\begin{aligned}\tilde{z}_N^2 &= S^2(\theta_0) / B(\theta_0, \theta_0) = \\ &= z^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} m^k \right]^2 / \sum_{k=0}^{N-1} m^{2k} = z^2 (1+m)(1+m^N) / (1-m)(1+m^N).\end{aligned}\quad (23)$$

Если m не слишком близко к единице, а число импульсов N в последовательности (1) велико, так что

$$m^N \ll 1, \quad (24)$$

то (23) не зависит от N и переписывается как

$$\tilde{z}_N^2 \equiv z^2 (1+m) / (1-m). \quad (25)$$

Следовательно, при весьма больших N , ОСШ на выходе квазиправдоподобного измерителя (рис. 2) не зависит от числа импульсов в последовательности (1) [3]. Отметим, что ОСШ на выходе оптимального измерителя (рис. 1) определяется выражением [1, 5, 6] $z_N^2 = Nz^2$ и растет пропорционально N при любом числе импульсов последовательности (1).

Положим вначале, что функция $f(\cdot)$, описывающая форму одного импульса, дифференцируема, так что сигнал $s(\cdot)$ является регулярным [4]. При достаточно большом ОСШ (23), когда КПО (13) обладает высокой апостериорной точностью, дисперсию оценки можно найти методом малого параметра [1]. Используя в качестве малого параметра величину z_N^{-1} для дисперсии КПО, можем записать выражение

$$D_1(\tilde{\theta}) = \left\{ \frac{\partial^2 B(\theta_1, \theta_2)}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} / \left[\frac{d^2 S(\theta)}{d\theta^2} \right]^2 \right\}_{\theta_0}. \quad (26)$$

Подставляя (20), (22) в (26) и выполняя дифференцирование, находим дисперсию КПО (13)

$$D_1(\tilde{\theta}) = \tau^2 \sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{2(N-1-k)} / z^2 d^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{N-1-k} \right]^2, \quad (27)$$

где $d^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [df(x)/dx]^2 dx$ и зависит только от формы одного импульса. Полагая $m \rightarrow 1$, из (27) получаем выражение для дисперсии ОМП (5), совпадающее с найденным в [5]

$$D_1(\hat{\theta}) = 6\tau^2 / z^2 d^2 N(N-1)(2N-1). \quad (28)$$

Потери в точности КПО периода следования регулярных импульсов по сравнению с точностью ОМП можно охарактеризовать отношением дисперсий (27) и (28)

$$\chi_1 = \frac{D_1(\tilde{\theta})}{D_1(\hat{\theta})} = \frac{N(N-1)(2N-1) \sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{2(N-1-k)}}{\left[\sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{N-1-k} \right]^2}. \quad (29)$$

Перепишывая (29) в виде

$$\chi_1 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} k^2 \sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{2(N-1-k)}}{\left[\sum_{k=0}^{N-1} k^2 m^{N-1-k} \right]^2} \quad (30)$$

и используя неравенство Буняковского—Шварца, убеждаемся, что всегда $\chi_1 \geq 1$, причем равенство достигается только при $m = 1$.

Если m не слишком близко к единице и число импульсов N в последовательности (1) велико, так что выполняется (24), то выражения (27), (29) несколько упрощаются и записываются как

$$D_1(\tilde{\theta}) \approx \tau^2(1-m)/z^2 d^2 N^2(1+m), \quad (31)$$

$$\chi_1 \approx N(1-m)/3(1+m). \quad (32)$$

Из сопоставления (28) и (31) следует, что дисперсия ОМП при $N \gg 1$ убывает как N^{-3} , а дисперсия КПО — лишь как N^{-2} . Отметим, что при этом ОСШ (25) не зависит от числа импульсов.

На рис. 3 сплошными линиями показана зависимость проигрыша в точности КПО χ_1 (30) от коэффициента ослабления аттенюатора m для различного числа импульсов последовательности (1). Как следует из рис. 3, проигрыш в точности КПО по сравнению с точностью ОМП убывает по мере приближения коэффициента m ослабления аттенюатора β на рис. 2 к единице и увеличивается с ростом числа импульсов N последовательности (1).

Рассматривая проигрыш в точности КПО (30) как функцию m и N , можем найти максимально допустимое число импульсов N_{1m} в последовательности (1), при котором проигрыш в точности КПО не превосходит заданной величины χ_{1m} . Очевидно, N_{1m} определяется как решение уравнения $\chi_1(m, N_{1m}) = \chi_{1m}$. Для значения $\chi_{1m} = 2$ на рис. 4 сплошной линией приведена зависимость максимально допустимого числа импульсов от коэффициента ослабления аттенюатора. Как следует из рис. 4, максимально допустимое число импульсов N_{1m} быстро возрастает по мере приближения m к единице. При $m = 0,8$ имеем $N_{1m} \approx 40$.

Используемые в различных приложениях импульсы часто имеют весьма короткие фронты, что позволяет успешно аппроксимировать их разрывными функциями времени [4, 6]. Если функция $f(\cdot)$, описывающая форму одного импульса, является разрывной, то у сигнальной (20) и корреляционной (22) функций выходного сигнала квазиравдоподобного измерителя не существует вторых производных при $\theta = \theta_1 = \theta_2 = \theta_0$. Поэтому для разрывных моделей импульсов формула (26), определяющая дисперсию КПО, неприменима. Найти дисперсию КПО периода следования разрывных импульсов можно, используя метод локально-марковской аппроксимации [4, 6].

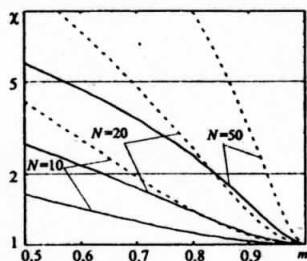


Рис. 3

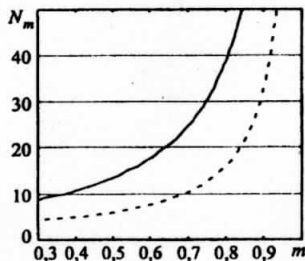


Рис. 4

Если форма импульса последовательности (1) аппроксимируется разрывными функциями времени, то при $|x| \rightarrow 0$ для функции (16) справедливо асимптотическое представление [4]

$$S_f(x) = 1 - \delta|x| + o(|x|), \quad \delta = \lim_{x \rightarrow 0+} \{[1 - S_f(x)]/x\} > 0. \quad (33)$$

При больших ОСШ (23) характеристики КПО (13) определяются поведением сигнальной (20) и корреляционной (22) функций выходного сигнала квазиравдоподобного измерителя в малой окрестности истинного значения оцениваемого параметра θ_0 [1]. Обозначим $\Delta = \max\{|\theta - \theta_0|, |\theta_1 - \theta_2|\}$. Устремляя $\Delta \rightarrow 0$ и учитывая (33), получаем, что в малой окрестности θ_0 для функций (20), (22) справедливы асимптотические разложения

$$S(\theta) = A_S - B_S |\theta - \theta_0| + o(\Delta), \quad (34)$$

$$B(\theta_1, \theta_2) = A_N - B_N |\theta_1 - \theta_2| + o(\Delta), \quad (35)$$

где

$$A_S = z^2 \sum_{k=0}^{N-1} m^{N-1-k} = z^2 (1 - m^N) / (1 - m),$$

$$B_S = \frac{z^2 \delta}{\tau} \sum_{k=0}^{N-1} k m^{N-1-k} = \frac{z^2 \delta}{\tau} \left[\frac{N-1}{1-m} - \frac{m(1-m^{N-1})}{(1-m)^2} \right], \quad (36)$$

$$A_N = z^2 \sum_{k=0}^{N-1} m^{2(N-1-k)} = z^2 (1 - m^{2N}) / (1 - m^2),$$

$$B_N = \frac{z^2 \delta}{\tau} \sum_{k=0}^{N-1} km^{2(N-1-k)} = \frac{z^2 \delta}{\tau} \left[\frac{N-1}{1-m^2} - \frac{m^2 (1 - m^{2(N-1)})}{(1-m^2)^2} \right]. \quad (37)$$

Используя асимптотические разложения (34), (35), находим выражение для дисперсии КПО периода следования разрывных импульсов методом локально-марковской аппроксимации [4]

$$D_2(\tilde{\theta}) = 13B_N^2 / 2B_S^4. \quad (38)$$

Поставляя (36) и (37) в (38), получаем дисперсию КПО

$$D_2(\tilde{\theta}) = \frac{13\tau^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} km^{2(N-1-k)} \right]^2}{2z^4 \delta^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} km^{N-1-k} \right]^4} = \frac{13\tau^2}{2z^4 \delta^2} \left(\frac{1-m}{1+m} \right)^4 \frac{[N(1-m^2) - (1-m^{2N})]^2}{[N(1-m) - (1-m^N)]^4}. \quad (39)$$

Полагая $m \rightarrow 1$, из (39) имеем выражение для дисперсии ОМП (5), совпадающее с найденным в [6]

$$D_2(\hat{\theta}) = 26\tau^2 / z^4 \delta^2 (N^2 - N)^2. \quad (40)$$

Потери в точности КПО периода следования разрывных импульсов по сравнению с точностью ОМП можно охарактеризовать отношением дисперсий (39) и (40)

$$\chi_2 = \frac{D_2(\tilde{\theta})}{D_2(\hat{\theta})} = \frac{(N^2 - N)^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} km^{2(N-1-k)} \right]^2}{4 \left[\sum_{k=0}^{N-1} km^{N-1-k} \right]^4} =$$

$$= \frac{(N^2 - N)^2 [N(1-m^2) - (1-m^{2N})]^2}{4 [N(1-m) - (1-m^N)]^4} \left(\frac{1-m}{1+m} \right)^4. \quad (41)$$

Записывая (41) в виде

$$\chi_2 = \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} k \sum_{k=0}^{N-1} km^{2(N-1-k)} / \left[\sum_{k=0}^{N-1} km^{N-1-k} \right]^2 \right\}^2 \quad (42)$$

и используя неравенство Буняковского—Шварца, убеждаемся, что всегда $\chi_2 \geq 1$, причем равенство достигается только при $m = 1$.

Если m не слишком близко к единице и число импульсов N в последовательности (1) велико, так что выполняется (24), то выражения (39), (42) несколько упрощаются и записываются как

$$D_2(\tilde{\theta}) \cong 13\tau^2(1-m^2)^2 / 2z^4\delta^2 N^2(1+m)^2, \quad (43)$$

$$\chi_2 \cong N^2(1-m)^2 / 4(1+m)^2. \quad (44)$$

Из сопоставления (40) и (43) следует, что дисперсия ОМП при $N \gg 1$ убывает как N^{-4} , а дисперсия КПО — лишь как N^{-2} . Таким образом, если дисперсия ОМП периода следования регулярных импульсов (28) с ростом N убывает как N^{-3} , а дисперсия ОМП периода следования разрывных импульсов (40) убывает как N^{-4} , то дисперсии КПО как для регулярных (31), так и разрывных импульсов (43) убывают как N^{-2} .

На рис. 3 штриховыми линиями показана зависимость проигрыша в точности КПО χ_2 (42) от коэффициента ослабления аттенюатора m для различного числа разрывных импульсов N последовательности (1). Как следует из рис. 3, проигрыш в точности КПО по сравнению с точностью ОМП убывает по мере приближения коэффициента ослабления аттенюатора 3 на рис. 2 к единице и увеличивается с ростом числа импульсов N последовательности (1). Согласно рис. 3 относительный проигрыш в точности КПО по сравнению с точностью ОМП для разрывных импульсов существенно выше, чем для регулярных. Для больших N этот вывод подтверждается приближенными выражениями (32) и (44). Действительно, согласно (32) и (44), отношение $\chi_2 / \chi_1 \cong 3N(1-m)[4(1+m)]^{-1}$ и растёт с увеличением N .

На рис. 4 штриховой линией приведена зависимость максимально допустимого числа разрывных импульсов N_{2m} последовательности (1) от коэффициента ослабления аттенюатора m . Эта кривая построена при условии, что проигрыш в точности КПО $\chi_2(m, N_{2m}) = \chi_{2m} = 2$. Аналогично регулярному случаю, максимально допустимое число разрывных импульсов N_{2m} возрастает по мере приближения m к единице. Однако, максимально допустимое число N_{2m} разрывных импульсов оказывается заметно меньшим, чем максимально допустимое число регулярных импульсов (сплошная линия). Так, при $m = 0,8$ имеем лишь $N_{2m} \cong 17$.

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор между различными алгоритмами оценки периода следования импульсов в зависимости от требований, предъявляемых к точности оценки и степени простоты аппаратной реализации алгоритма.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М.: Сов. радио, 1978.— 296 с.
2. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и навигации.— М.: Радио и связь, 1992.— 304 с.
3. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов.— М.: Сов. радио, 1969.— 448 с.
4. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров.— М.: Радио и связь, 1986.— 264 с.
5. Беспалова М. Б. Потенциальная точность оценки периода следования видеоимпульсов при наличии неинформативных параметров // Радиоэлектроника.— 1999.— №9.— С. 19—27. (Изв. вузов).
6. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Характеристики оценок временного положения и периода следования разрывных импульсов при наличии неинформативных параметров // Радиотехника и электроника.— 1996.— №10.— С. 1251—1221.

Воронежский государственный ун-т.

Поступила в редакцию 11.05.04.

УДК 621.391

ПАРФЕНОВ В. И.

АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВТОРОГО ПОРЯДКА БЫСТРО ЗАМИРАЮЩЕГО РАДИОСИГНАЛА*

определены среднее число пересечений заданного уровня огибающей быстро замирающего сигнала и средняя длительность замираний для разных трасс распространения.

Передача информации в каналах передачи информации, использующих быстрое распространение радиоволн, всегда сопровождается флуктуациями амплитуды сигнала. Случайные флуктуации уровня сигнала на входе приемника называются замираниями. Обычно разделяют два вида амплитудных замираний — быстрые и медленные замирания [1—3]. Причина быстрых за-

* Работа выполнена при поддержке CRDF и Минобразования РФ (проекты VZ-010-0, 03-3.1-71).