

УДК 621.391:621.396.96

doi: 10.21685/2072-3059-2023-2-5

Оценивание времени задержки квантованных радиолокационных импульсов

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет, Рязань, Россия

adop@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Объектом исследования являются цифровые алгоритмы и устройство оценивания времени задержки квантованных радиолокационных импульсов, используемые при измерении дальности цели. Целью работы является синтез и анализ цифровых алгоритмов и устройств оценивания с повышенной точностью времени задержки квантованных импульсов. *Материалы и методы.* С использованием аппарата конечных цепей Маркова методом максимального правдоподобия синтезирован оптимальный алгоритм оценивания времени задержки последовательности двоично-квантованных сигнальных импульсов, не накладывающий ограничений на выбор периода временной дискретизации по отношению к длительности сигнальных импульсов. *Результаты.* Предложенные практические алгоритмы и устройство оценивания времени задержки в сочетании с традиционными безвесовыми алгоритмами обнаружения пачки двоично-квантованных сигналов учитывают временное перекрытие квантованных импульсов в соответствии с выбранными зонами зацепления и не допускают ложных отсчетов по шумам. *Выводы.* Проведенное на ЭВМ моделирование показало, что предложенные алгоритмы совместного обнаружения-оценивания позволяют существенно повысить точность оценивания времени задержки по сравнению с известными алгоритмами.

Ключевые слова: алгоритмы оценивания, временная дискретизация, время задержки, дальность, двоично-квантованные сигналы, метод максимального правдоподобия, моделирование, совместное обнаружение-оценивание, цепи Маркова

Для цитирования: Попов Д. И. Оценивание времени задержки квантованных радиолокационных импульсов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2023. № 2. С. 69–82. doi: 10.21685/2072-3059-2023-2-5

Estimation of the delay time of quantized radar pulses

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russia

adop@mail.ru

Abstract. *Background.* The object of the study is digital algorithms and a device for estimating the delay time of quantized radar pulses used in measuring the target range. The purpose of the study is to synthesize and analyse of digital algorithms and estimation devices with increased accuracy of the time of holding quantized pulses. *Materials and methods.* The optimal algorithm for estimating the delay time of a sequence of binary-quantized signal pulses, which does not impose restrictions on the choice of the time sampling period with respect to the duration of signal pulses, is synthesized using the Markov finite circuit algorithm by the maximum likelihood method. *Results.* The proposed practical algorithms and a device for estimating the delay time in combination with traditional weightless algorithms for detecting a bundle of binary-quantized signals take into account the temporary

overlap of quantized pulses in accordance with the selected engagement zones and do not allow false counts by noise. *Conclusions.* The computer simulation has shown that the proposed algorithms for joint detection and evaluation can significantly improve the accuracy of estimating the delay time compared to the known algorithms.

Keywords: estimation algorithms, time sampling, delay time, range, binary-quantized signals, maximum likelihood method, modeling, joint detection-estimation, Markov chains

For citation: Popov D.I. Estimation of the delay time of quantized radar pulses. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Engineering sciences.* 2023;(2):69–82. (In Russ.). doi: 10.21685/2072-3059-2023-2-5

Введение

Оценивание времени задержки сигнальных импульсов (дальности цели) является одной из важнейших задач радиолокационных систем различного назначения [1–5]. Оценивание дальности может основываться на различных физических принципах, среди которых по своей распространенности и важности наибольшее значение имеет прямой радиолокационный метод, основанный на кодировании дальности до цели в задержке принимаемого сигнала и оценивании этой задержки [6–8].

При построении цифровых алгоритмов и устройств оценивания существенное значение имеет выбор периода временной дискретизации при аналого-цифровом преобразовании принимаемых сигналов. Распространенное применение нашел выбор периода дискретизации τ_d из условия сохранения разрешающей способности по дальности – примерно равным длительности простого или сжатого сигнального импульса τ_c . В этом случае время задержки τ соответствует номеру элемента разрешения по дальности, в котором произошло обнаружение цели. Истинное значение τ является равновероятным в пределах периода дискретизации $\tau_d \cong \tau_c$. Тогда среднеквадратичная ошибка оценивания времени задержки не зависит от величины отношения сигнал/шум и описывается известной формулой:

$$\sigma_{\hat{\tau}} = \tau_c / 2\sqrt{3} \approx 0,3\tau_c. \quad (1)$$

При согласованной цифровой фильтрации сложных (широкополосных) сигналов для их эффективного сжатия требуется более высокий (в 2...3 раза) темп временной дискретизации [6]. Кроме того, развитие цифровых аппаратных средств открывает возможности для высокоточного оценивания, не лимитированного условиями выбора периода временной дискретизации. При таком подходе происходит дробление отраженных сигнальных импульсов по смежным периодам дискретизации (кольцам дальности), что предполагает использование специальных алгоритмов оценивания, рассматриваемых ниже.

Свойства квантованных импульсов

В случае многоуровневого амплитудного квантования цифровые алгоритмы оценивания строятся по известному аналоговому прототипу. Переход к цифровому эквиваленту осуществляется путем замены операций с непрерывными величинами операциями с дискретными отсчетами (например, интегрирования – суммированием), что в первом приближении представляется принципиально ясной задачей.

При двоичном амплитудном квантовании статистические свойства квантованных импульсов существенно отличаются от статистических свойств исходного процесса. В связи с этим цифровой эквивалент аналогового прототипа не будет оптимальным для двоично-квантованных сигналов, что предполагает проведение статистического синтеза соответствующих алгоритмов оценивания.

Заметим, что двоичное квантование, широко применявшееся в прошлом из-за ограниченных возможностей многоуровневых аналого-цифровых преобразователей, не потеряло своей актуальности и в настоящее время, так как в сочетании с последующей синхронной обработкой двоично-квантованных сигналов позволяет эффективно отсеивать несинхронные и хаотические импульсные помехи.

При выборе периода временной дискретизации меньше времени корреляции исходного процесса, что соответствует условию $\tau_d < \tau_c$, дискретные выборки в смежных периодах дискретизации оказываются статистически независимыми [9]. Тогда адекватным и безальтернативным математическим аппаратом описания статистических свойств двоично-квантованных сигналов являются конечные цепи Маркова [10].

Полагаем, что в обзорном радиолокаторе образуется периодическая последовательность (пачка) N сигнальных импульсов на фоне собственных шумов приемника. В результате аналого-цифрового преобразования соответствующий k -му периоду импульс в моменты времени $\tau_l = l\tau_d$ представляется L отсчетами z_{kl} , статистические свойства которых аппроксимируются простой (односвязной) неоднородной цепью Маркова с двумя состояниями 0 и 1, описываемой начальными вероятностями $p_k(0, \tau_1) = p_{k1}(0)$, $p_k(1, \tau_1) = p_{k1}(1)$ и матрицей вероятностей перехода

$$\|p_k(\alpha, \beta, \tau_l)\| = \|p_{kl}(\alpha, \beta)\| = \begin{vmatrix} p_{kl}(0, 0) & p_{kl}(0, 1) \\ p_{kl}(1, 0) & p_{kl}(1, 1) \end{vmatrix}; \quad k = \overline{1, N}; \quad l = \overline{1, L}; \quad \alpha, \beta = 0, 1.$$

Начальные и переходные вероятности определяются следующим образом:

$$p_{k1}(\alpha) = \int_{\Delta u_\alpha} w_1(u_{k1} / s_{k1}) du_{k1},$$

$$p_{kl}(\alpha, \beta) = \int_{\Delta u_\alpha} \int_{\Delta u_\beta} w_2(u_{k, l-1}, u_{kl} / s_{k, l-1}, s_{kl}) du_{k, l-1} du_{kl} / p_{k, l-1}(\alpha),$$

где $w_1(u_{k1} / s_{k1})$ и $w_2(u_{k, l-1}, u_{kl} / s_{k, l-1}, s_{kl})$ – соответственно одномерная и двумерная плотности вероятности квантуемых отсчетов u_{kl} ; $\Delta u_\alpha, \Delta u_\beta$ – области квантования, разделяемые пороговым уровнем двоичного квантования u_0 ; $s_{kl} = s_k(\tau_l, \tau)$ – отсчеты в моменты времени $\tau_l = l\tau_d$ k -го сигнального импульса, задержанного по дальности на интервал τ .

Как видим, вероятности $p_{kl}(\alpha, \beta)$ являются функциями задержанных по дальности отсчетов сигнальных импульсов $s_k(\tau_l, \tau)$ и, следовательно,

времени задержки τ . Данные вероятности описывают статистически зависящие в пределах длительности импульса отсчеты.

Синтез алгоритмов оценивания

С учетом отсутствия межпериодной статистической зависимости отсчетов функция правдоподобия для N импульсов записывается в виде произведения

$$P(\{z_{kl}\} / \tau) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^L \prod_{\alpha, \beta} [p_{kl}(\alpha, \beta)]^{d_{kl}(\alpha, \beta)} =$$

$$= \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^L [p_{kl}(0, 0)]^{d_{kl}(0, 0)} [p_{kl}(0, 1)]^{d_{kl}(0, 1)} [p_{kl}(1, 0)]^{d_{kl}(1, 0)} [p_{kl}(1, 1)]^{d_{kl}(1, 1)},$$

где $d_{kl}(\alpha, \beta)$ – оператор состояний цепи:

$$d_{kl}(\alpha, \beta) = \begin{cases} 1 & \text{при } z_{k,l-1} = \alpha \text{ и } z_{kl} = \beta, \\ 0 & \text{при } z_{k,l-1} \neq \alpha \text{ или } z_{kl} \neq \beta, \end{cases}$$

$d_{k1}(0, 0) = d_{k1}(1, 0) = d_{k1}(0)$, $d_{k1}(0, 1) = d_{k1}(1, 1) = d_{k1}(1)$ – операторы начального состояния; $p_{k1}(0, 0) = p_{k1}(1, 0) = p_{k1}(0)$, $p_{k1}(0, 1) = p_{k1}(1, 1) = p_{k1}(1)$ – начальные вероятности.

Учитывая, что

$$d_{kl}(0, 0) = 1 - d_{kl}(0, 1), \quad d_{kl}(1, 0) = 1 - d_{kl}(1, 1),$$

$$p_{kl}(0, 0) = 1 - p_{kl}(0, 1), \quad p_{kl}(1, 0) = 1 - p_{kl}(1, 1),$$

представим функцию правдоподобия в виде

$$P(\{z_{kl}\} / \tau) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^L \left[\frac{p_{kl}(0, 1)}{1 - p_{kl}(0, 1)} \right]^{d_{kl}(0, 1)} \times$$

$$\times \left[\frac{p_{kl}(1, 1)}{1 - p_{kl}(1, 1)} \right]^{d_{kl}(1, 1)} [1 - p_{kl}(0, 1)][1 - p_{kl}(1, 1)].$$

После логарифмирования данного выражения получаем

$$\ln P(\{z_{kl}\} / \tau) = \sum_{k=1}^N \left\{ \sum_{l=1}^L \left\{ d_{kl}(0, 1) [\ln p_{kl}(0, 1) - \ln(1 - p_{kl}(0, 1))] + \right. \right.$$

$$\left. + d_{kl}(1, 1) [\ln p_{kl}(1, 1) - \ln(1 - p_{kl}(1, 1))] \right\} + \sum_{l=1}^L \left\{ \ln(1 - p_{kl}(0, 1)) + \ln(1 - p_{kl}(1, 1)) \right\} \Bigg\},$$

а после дифференцирования по оцениваемому параметру и приведения к общему знаменателю выражений в квадратных скобках с учетом $p_{kl}(0, 0) + p_{kl}(0, 1) = 1$ и $p_{kl}(1, 0) + p_{kl}(1, 1) = 1$ находим

$$\frac{\partial \ln P(\{z_{kl}\} / \tau)}{\partial \tau} = \sum_{k=1}^N \left\{ \sum_{l=1}^L \left[d_{kl}(0,1) \frac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)p_{kl}(0,1)} + d_{kl}(1,1) \frac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)p_{kl}(1,1)} \right] - \sum_{l=1}^L \left[\frac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)} + \frac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)} \right] \right\}, \quad (2)$$

где $p'_{kl}(\alpha, \beta) = p'_k(\alpha, \beta, \tau_l) = \frac{\partial p_k(\alpha, \beta, \tau_l)}{\partial \tau}$, $\alpha, \beta = 0, 1$.

Вторая сумма по l в соотношении (2) не зависит от входных данных $d_{kl}(\alpha, \beta) = 0, 1$ и при симметричной форме квантуемых импульсов равна нулю.

Уравнение правдоподобия для оценивания времени задержки имеет вид

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^L [d_{kl}(0,1)\eta_{kl}(0,1) + d_{kl}(1,1)\eta_{kl}(1,1)] \Big|_{\tau=\hat{\tau}} = 0, \quad (3)$$

где $\eta_{kl}(0,1) = \frac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)p_{kl}(0,1)}$, $\eta_{kl}(1,1) = \frac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)p_{kl}(1,1)}$ – асимметричные

дискретные весовые функции (последовательности весовых коэффициентов), определяющие веса позиций отсчетов сигнальных импульсов в оценке времени задержки и имеющие вид дискриминационных характеристик, крутизна которых зависит от формы импульсов, а нулевые точки совпадают с максимумами импульсов.

Таким образом, оптимальный алгоритм одноканального оценивания времени задержки последовательности двоично-квантованных импульсов состоит в скользящем по азимуту межпериодном накоплении результатов скользящей по дальности внутрипериодной весовой обработки отдельных импульсов в двумерном строке азимут-дальность с последующей фиксацией момента прохождения накопленной суммы через нуль, соответствующего оценке времени задержки $\hat{\tau}$. Весовые коэффициенты переключаются в зависимости от значений отсчетов на смежных позициях ($l-1, l$), что приводит к выделению из четырех возможных лишь двух комбинаций 01 и 11, взвешиваемых соответственно коэффициентами $\eta_{kl}(0,1)$ и $\eta_{kl}(1,1)$.

В целом алгоритм (3) обеспечивает оценивание времени задержки совместно для всех импульсов последовательности с учетом их временного перекрытия. Однако программирование весовых коэффициентов и необходимость их переключения существенно усложняют техническую реализацию измерителя. Данный алгоритм представляет интерес как «путеводная нить» при усовершенствовании известных алгоритмов. В качестве практического варианта предлагается измеритель, фиксирующий временное перекрытие квантованных импульсов для исключения отсчетов по шумам в сочетании с традиционными безвесовыми алгоритмами обнаружения двоично-квантованных сигналов типа " K / N " и " K / M " ($K \leq M \leq 5$) [6].

Выполнение критерия обнаружения проверяется для импульсов, перекрывающихся определенным образом, т.е. имеющих общую зону зацепления (рис. 1,а). Шаг перемещения зоны составляет один элемент (период) временной дискретизации, а ее ширина – один или несколько элементов с полным

или частичным их заполнением единицами. При этом происходит неоднократное выполнение критерия обнаружения, приводящее к образованию последовательности сигналов обнаружения (рис. 1, б). Алгоритмы оценивания (измерения) времени задержки теперь имеют вид

$$\hat{\tau} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2}, \quad \hat{\tau} = \tau_{1,2} \pm \frac{\tau_d(r-1)}{2}, \quad (4)$$

где τ_1 и τ_2 – координаты крайних положений зоны зацепления (рис. 1, б), при которых выполняется заданный критерий обнаружения; r – число положений зоны зацепления, при которых также выполняется заданный критерий обнаружения (число обнаружений).

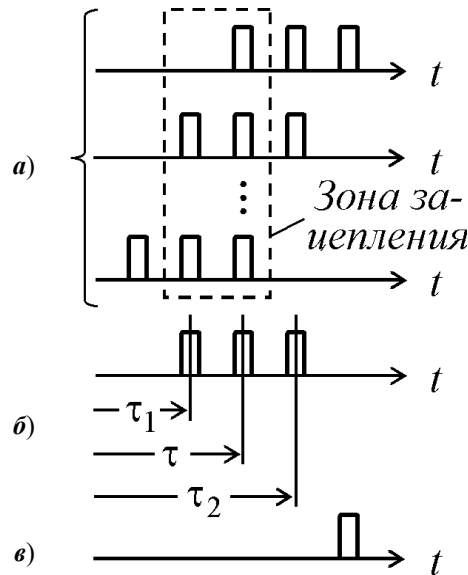


Рис. 1. Двоично-квантованные импульсы в двумерном стробе

Процедуры проверки критерия обнаружения и определения оценки времени задержки образуют алгоритмы совместного обнаружения-оценивания (измерения).

Структурная схема измерителя

Структурная схема цифрового измерителя времени задержки, приведенная на рис. 2, содержит генератор импульсов (временной) дискретизации (ГИД), импульсы которого используются при аналого-цифровом преобразовании сигналов; схему фиксации конца обнаружений (ФКО), линию задержки τ_3 , схему ИЛИ $D1$, двоичный счетчик $D2$ импульсов дискретизации $[v \geq \log_2(\tau_{\max} / \tau_d) - 1]$, генератор импульсов считывания (ГИС), двоичный счетчик обнаружений $D3$, регистр совпадений $D4$, выполненный на схемах И, инвертирующий регистр совпадений $D5$, выполненный на схемах И-НЕ, и сумматор $D6$.

Очередной импульс синхронизации радиолокатора (T_n) производит сброс показаний счетчика $D2$ (вход R) и синхронизирует ГИД, импульсы ко-

того поступают на счетный вход (+1) счетчика $D2$. Последовательность r сигналов обнаружения (CO), соответствующих одной цели, поступает на вход схемы ФКО и через схему ИЛИ $D1$ – на счетный вход (+1) счетчика $D3$.

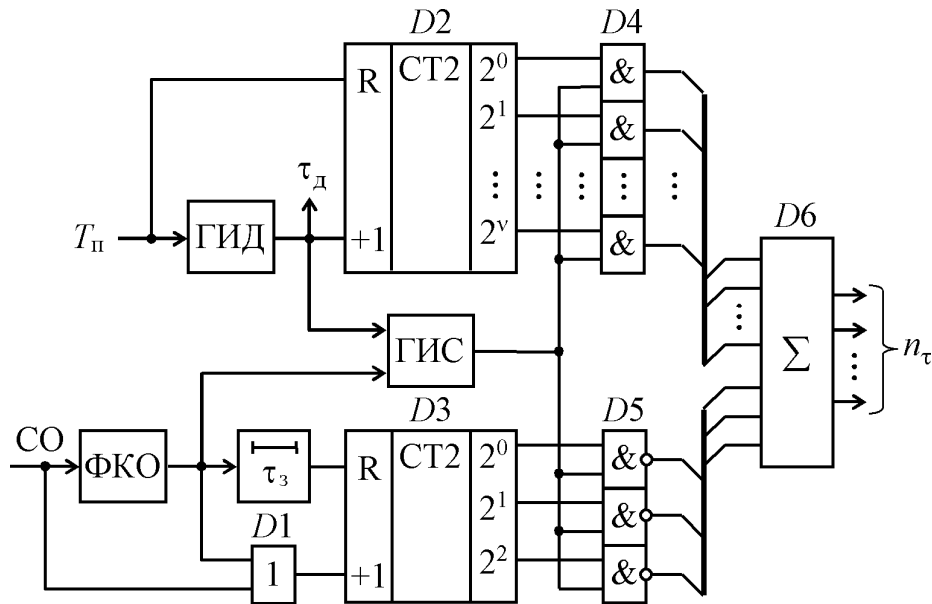


Рис. 2. Структурная схема цифрового измерителя времени задержки

В схеме ФКО (рис. 3) первый импульс обнаружения переводит триггер в состояние «1», при этом инверсный выход принимает состояние «0». Первое необнаружение в виде нуля приводит к появлению «1» на выходе схемы ИЛИ-НЕ, которая возвращает триггер в исходное состояние, в результате чего на выходе схемы ИЛИ-НЕ образуется импульс конца обнаружений (рис. 1, в).

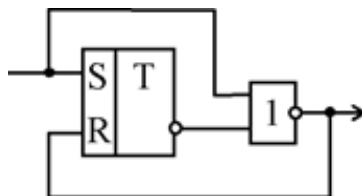


Рис. 3. Схема ФКО

Выходной импульс схемы ФКО через схему ИЛИ $D1$ поступает на счетный вход (+1) счетчика $D3$ обнаружений, показания которого теперь становятся равными $(r+1)$. Этот же импульс поступает на ГИС, который осуществляет считывание (автосъем) показаний обоих счетчиков. Импульс считывания вырабатывается из ближайшего импульса временной дискретизации, задержанного в ГИС с целью исключения считывания во время переходных процессов в счетчиках. После завершения процессов считывания выходной импульс схемы ФКО, задержанный в линии задержки на время считывания $\tau_{сч} = \tau_з$ и поступающий на вход R счетчика $D3$, производит сброс показаний последнего.

Считанные показания счетчика $D2$ равны $(n+1)$, где n – номер элемента дискретизации, соответствующего последнему сигналу обнаружения (рис. 1,б). Показания счетчика $D3$, представленные в обратном коде, суммируются с показаниями счетчика $D2$ со сдвигом на один разряд в сторону младших разрядов, что эквивалентно делению на два. На выходе сумматора образуется соответствующий временному положению центра последовательности сигналов обнаружения (рис. 1,б) и последнему из алгоритмов (4) двоичный код

$$n_{\tau} = n + 1 - \frac{r+1}{2} = n - \frac{r-1}{2},$$

по которому определяются оценки времени задержки $\hat{\tau} = n_{\tau}\tau_d$ и дальности цели

$$\hat{R}_{\text{ц}} = c\hat{\tau} / 2 = cn_{\tau}\tau_d / 2,$$

где c – скорость распространения радиоволн.

Так измеряется дальность любого числа разрешаемых по дальности целей.

Анализ алгоритмов обнаружения-оценивания

Анализ эффективности алгоритмов совместного обнаружения-оценивания (измерения) проведем путем имитационного статистического моделирования на ЭВМ, которое включает построение модели пачки импульсов и шумов в двумерном строке азимут-дальность, преобразование этой модели в соответствии с алгоритмами обработки и статистическое определение исходных показателей эффективности.

Вдоль дальности исходная реализация сигналов и шумов представляется L отсчетами, соответствующими временной дискретизации с периодом τ_d . Пачка N импульсов на входе амплитудного детектора моделируется отсчетами комплексной огибающей

$$U_{kl} = S_{kl} + V_{kl},$$

где $S_{kl} = s'_{kl} + is''_{kl}$ – отсчеты комплексной огибающей сигнала; $V_{kl} = v'_{kl} + iv''_{kl}$ – отсчеты комплексной огибающей шума, $k = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$.

Выбираем величину периода временной дискретизации $\tau_d = \tau_c / a$, где целое число $a > 1$. Так как прямоугольная огибающая импульса при согласованной фильтрации становится треугольной удвоенной длительности, то для ее воспроизведения используется временной строб с числом отсчетов $L = 2a + 1$, причем центральный отсчет соответствует максимальному значению импульса, а форма огибающей импульса задается отсчетами

$$s_l^{(\tau)} = 1 - \frac{|l-a-1|}{a}, \quad l = \overline{1, L}. \quad (5)$$

Если импульс с прямоугольной огибающей пропускается через фильтр, согласованный со спектром сигнала только по ширине полосы, то форма его

огibaющей на выходе фильтра отличается от треугольной, соответствующей согласованию со всем спектром сигнала. При этом более подходящей является традиционная аппроксимация огibaющей формы импульса колокольного типа, в частности косинус-квадратная аппроксимация:

$$s_l^{(к)} = \cos^2 \left[\frac{\pi(l-a-1)}{2a} \right], \quad l = \overline{1, L}. \quad (6)$$

Полагаем флюктуации импульсов в пачке совместными, а дисперсию шума единичной. Тогда дисперсия каждой квадратурной проекции шума равна $1/2$. При заданном отношении сигнал/шум по мощности q квадратурные проекции сигнала формируются в виде

$$s'_{kl} = s'_l = \sqrt{q} s_l^{(\cdot)} \xi', \quad s''_{kl} = s''_l = \sqrt{q} s_l^{(\cdot)} \xi'',$$

где $s_l^{(\cdot)}$ – коэффициенты, задающие форму огibaющей импульса в соответствии с выражением (5) или (6); ξ' , ξ'' – одинаковые для всех периодов пачки некоррелированные нормальные (гауссовские) псевдослучайные числа с дисперсиями $1/2$.

Шумы в смежных периодах повторения считаем некоррелированными. Однако в пределах временного строка каждого периода повторения при выбранной величине τ_d отсчеты шума являются коррелированными. Полагая, что амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $K(f)$ усилителя промежуточной частоты (УПЧ) описывается гауссовской кривой, для энергетического спектра шума имеем

$$G(f) = K^2(f) = \exp \left[-2,8 \left(\frac{f-f_0}{\Delta f} \right)^2 \right],$$

где f_0 – промежуточная частота; Δf – ширина полосы пропускания АЧХ на уровне 0,7.

Данному спектру соответствуют коэффициенты корреляции

$$\rho(i\tau_d) = \exp \left[-\frac{\pi^2}{2,8} (\Delta f \tau_d i)^2 \right] = [\rho(\tau_d)]^{i^2},$$

по которым определяются элементы треугольной матрицы преобразования гауссовских некоррелированных чисел в коррелированные числа v'_{kl} , v''_{kl} методом В. Г. Сраговича [11]. Учитывая, что при гауссовской АЧХ УПЧ и прямоугольной форме импульса оптимальная величина $\Delta f \tau_c = 0,72$, и принимая для числовых расчетов $a = 3$, получаем $\Delta f \tau_d = 0,24$ и $\rho(\tau_d) \cong 0,82$.

В результате амплитудного детектирования получаются отсчеты

$$u_{kl} = |U_{kl}| = \sqrt{(u'_{kl})^2 + (u''_{kl})^2}.$$

Если отсчеты U_{kl} поступают с выхода цифрового согласованного или режекторного фильтра [12–14], то функцию амплитудного детектора выпол-

няет цифровой вычислитель модуля, обычно реализующий приближенные алгоритмы, например

$$u_{kl} \approx |u'_{kl}| + |u''_{kl}|.$$

Двоичное квантование по амплитуде осуществляется путем сравнения отсчетов с пороговым уровнем u_0 , в результате чего образуется последовательность единиц и нулей:

$$z_{kl} = z(u_{kl}, u_0) = \begin{cases} 1 & \text{при } u_{kl} \geq u_0, \\ 0 & \text{при } u_{kl} < u_0. \end{cases}$$

Далее рассматриваются три типа зон зацепления: 1 – зона зацепления в один элемент; 2 – зона зацепления в два элемента с заполнением единицей хотя бы одного элемента; 3 – зона зацепления в два элемента с заполнением единицами обоих элементов.

Для критерия « K / N » выбирается оптимальная величина порогового уровня обнаружения по известной формуле $K_{0 \text{ опт}} \approx 1,5\sqrt{N}$. Для критерия « K / M » пороговый уровень обнаружения определяется величинами K и M ($K \leq M \leq 5$).

Целью статистического моделирования является установление вначале функциональной связи между вероятностью ложной тревоги и пороговым уровнем квантования u_0 , а затем определение зависимостей вероятности правильного обнаружения и среднеквадратичной ошибки оценивания времени задержки от величины отношения сигнал/шум q .

Первая задача решается при моделировании шумовой пачки ($q = 0$). Для сокращения затрат машинного времени по сравнению с классической процедурой Монте-Карло используется аппроксимация распределений решающих статистик в виде разложения в ряд по ортогональным полиномам Лагерра. Числовые характеристики (моменты распределений), задающие коэффициенты разложения, определяются по результатам моделирования путем усреднения решающей статистики (методом Монте-Карло). При этом число испытаний по сравнению с прямым методом Монте-Карло сокращается в сотни и тысячи раз.

Вероятность правильного обнаружения D определяется классическим методом Монте-Карло как частота обнаружений [11]:

$$D \approx m / m_0,$$

где m – число обнаружений; m_0 – число испытаний.

Так как одновременно оцениваются ошибки оценивания времени задержки обнаруженных пачек, то испытания проводятся до получения фиксированного числа обнаружений $m = 100$, что даст удовлетворительную точность оценивания ошибок оценивания.

Оценивание (измерение) времени задержки осуществляется в соответствии с алгоритмами (4). При наличии m результатов измерений дисперсия оценки времени задержки:

$$\sigma_{\hat{\tau}}^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{j=1}^m (\hat{\tau}_j - \mu_{\hat{\tau}})^2 \cong \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \hat{\tau}_j^2 - \mu_{\hat{\tau}}^2,$$

где $\mu_{\hat{\tau}} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \hat{\tau}_j$ – математическое ожидание или среднее значение оценки времени задержки.

Результаты моделирования

Сравнение полученных для критериев « K/N » и « K/M » характеристик обнаружения при $N=20$ показывает, что с точки зрения порогового отношения сигнал/шум зоны 1 и 2 примерно эквивалентны, а зона 3 проигрывает им около 2 дБ. Критерии « K/M » при различных значениях K и M , выбираемых из условия $K \leq M \leq 5$, обладают практически одинаковой эффективностью и по отношению к критерию « K/N » проигрывают 0,5...1 дБ. Уравнивание эффективности критериев « K/M » и малый проигрыш по сравнению с критерием « K/N » обусловлены проверкой выполнения критериев « K/M » методом скользящего окна в пределах всей пачки.

Полученные моделированием при $a=3$, $N=20$ и $m=100$ зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания (измерения) времени задержки от величины отношения сигнал/шум q приведены на рис. 4, где номера кривых соответствуют номерам зон зацепления. Для косинус-квадратной аппроксимации формы импульса зависимости имеют слабо выраженные минимумы (рис. 4,а), обусловленные переменной крутизной фронта импульса, с последующим спадом при увеличении отношения сигнал/шум. Для треугольной аппроксимации зависимости имеют монотонно спадающий характер (рис. 4,б).

В обоих случаях с ростом отношения сигнал/шум ошибки измерения для рассматриваемых зон зацепления отличаются несущественно. Это позволяет рекомендовать для практического применения зоны 1 и 2, имеющие по сравнению с зоной 3 энергетический выигрыш (2 дБ). Отметим, что по результатам моделирования отношению сигнал/шум $q \geq 8$ дБ для зон зацепления 1 и 2 соответствует вероятность правильного обнаружения $D \geq 0,7$ при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-4}$.

Таким образом, при выборе периода временной дискретизации $\tau_d < \tau_c$ рассмотренные алгоритмы обнаружения-измерения, не допуская ложных отсчетов по шумам, позволяют реализовать в рабочей области отношения сигнал/шум ($q > 8$ дБ) для зон зацепления 1 и 2 и косинус-квадратной аппроксимации формы импульса среднеквадратичную ошибку измерения времени задержки $\sigma_{\hat{\tau}} \approx 0,2\tau_d$ (где $\tau_d = \tau_c / 3$), что по сравнению с величиной, определяемой формулой (1), соответствует повышению точности измерения более чем в 4 раза.

Заключение

Синтезированный методом максимального правдоподобия с использованием аппарата конечных цепей Маркова оптимальный алгоритм оценивания времени задержки последовательности двоично-квантованных сигналов

не накладывает ограничений на выбор периода временной дискретизации по отношению к длительности сигнального импульса.

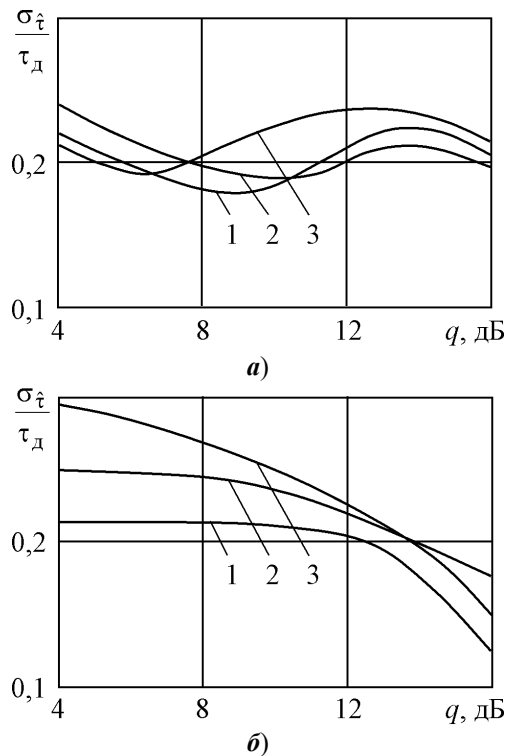


Рис. 4. Зависимости среднеквадратичной ошибки измерения времени задержки от величины отношения сигнал/шум

Предложенные практические алгоритмы и устройство измерения времени задержки в сочетании с традиционными безвесовыми алгоритмами обнаружения пачки двоично-квантованных сигналов учитывают временное перекрытие квантованных импульсов в соответствии с выбранными зонами зацепления и не допускают ложных отсчетов по шумам.

Проведенное на ЭВМ моделирование показало, что предложенные алгоритмы совместного обнаружения-измерения позволяют существенно повысить точность измерения времени задержки по сравнению с известными алгоритмами.

Список литературы

1. Skolnik M. I. Introduction to Radar System. 3rd ed. New York : McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. Radar Handbook / ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
3. Richards M. A., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. 924 p.
4. Melvin W. L., Scheer J. A. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
5. Richards M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd ed. New York : McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
6. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев : Изд-во «КВиЦ», 2000. 428 с.

7. Ключко В. К., Кузнецов В. П., Левитин А. В. [и др.]. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3–10.
8. Ключко В. К., Кузнецов В. П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12–23.
9. Попов Д. И. Одноканальная обработка когерентно-импульсных сигналов при наличии пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 77. С. 29–35.
10. Кемени Дж., Снелл Дж. Конечные цепи Маркова : пер. с англ. / под ред. А. А. Юшкевича. М. : Наука, 1970. 272 с.
11. Бусленко Н. П., Голенко Д. И., Соболев И. М., Срагович В. Г., Шрейдер Ю. А. Метод статистических испытаний (метод Монте-Карло) / под ред. Ю. А. Шрейдера. М. : Физматгиз, 1962. 332 с.
12. Попов Д. И. Анализ эффективности подавления пассивных помех режекторными фильтрами // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2018. № 2. С. 87–95.
13. Попов Д. И. Синтез рекурсивных режекторных фильтров в переходном режиме // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2021. № 3. С. 75–82.
14. Попов Д. И. Оптимизация параметров рекурсивных режекторных фильтров // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2022. № 2. С. 26–35.

References

1. Skolnik M.I. *Introduction to Radar System*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2001:862.
2. Skolnik M.I. (ed.). *Radar Handbook*. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008:1352.
3. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010:924.
4. Melvin W.L., Scheer J.A. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013:846.
5. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2014:618.
6. Kuz'min S.Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu = Digital radar. Introduction to theory*. Kiev: Izd-vo «KViTs», 2000:428. (In Russ.)
7. Klochko V.K., Kuznetsov V.P., Levitin A.V. et al. Algorithms for determining the coordinates of moving targets based on multi-channel Doppler radar. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta = Bulletin of Ryazan Radio Engineering University*. 2015;(53):3–10. (In Russ.)
8. Klochko V.K., Kuznetsov V.P., Vu Ba Khung. Estimation of parameters of radio signals from moving low-altitude objects. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta = Bulletin of Ryazan Radio Engineering University*. 2022;(80):12–23. (In Russ.)
9. Popov D.I. Single-channel processing of coherent-pulse signals in the presence of passive interference. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta = Bulletin of Ryazan Radio Engineering University*. 2021;(77):29–35. (In Russ.)
10. Kemeni Dzh., Snell Dzh. *Konechnye tsepi Markova: per. s angl = Finite Markov chains: translated from English*. Moscow: Nauka, 1970:272. (In Russ.)
11. Buslenko N.P., Golenko D.I., Sobol' I.M., Sragovich V.G., Shreyder Yu.A. *Metod statisticheskikh ispytaniy (metod Monte-Karlo) = Statistical test method (Monte Carlo method)*. Moscow: Fizmatgiz, 1962:332. (In Russ.)

12. Popov D.I. Analysis of the effectiveness of passive interference suppression by notch filters. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Engineering sciences.* 2018;(2):87–95. (In Russ.)
13. Popov D.I. Synthesis of recursive rejection filters in transient mode. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Engineering sciences.* 2021;(3):75–82. (In Russ.)
14. Popov D.I. Optimizing the parameters of recursive notch filters. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Engineering sciences.* 2022;(2):26–35. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Дмитрий Иванович Попов

доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры радиотехнических
систем, Рязанский государственный
радиотехнический университет
имени В. Ф. Уткина (Россия, г. Рязань,
ул. Гагарина, 59/1)

E-mail: adop@mail.ru

Dmitriy I. Popov

Doctor of engineering sciences, professor,
professor of the sub-department of radio
engineering systems, Ryazan State
Radio Engineering University named
after V.F. Utkin (59/1 Gagarina street,
Ryazan, Russia)

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов / The author declares no conflicts of interests.

Поступила в редакцию / Received 19.12.2022

Поступила после рецензирования и доработки / Revised 23.02.2023

Принята к публикации / Accepted 27.04.2023