

## УДК 681.51

**А. А. Сенцов\***

кандидат технических наук, доцент

**С. А. Иванов\*\***

кандидат технических наук, главный специалист

**В. А. Ненашев\***

кандидат технических наук, доцент

\*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

\*\*ОАО «ЦНПО "Ленинец"», Санкт-Петербург

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ОТРАЖЕННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

Статья посвящена вопросу повышения потенциальной точности определения времени задержки радиосигнала с учетом нелинейности функции запаздывания. При совместном измерении параметров сигналов в радиотехнических системах точность их оценки определяется как формой используемого сигнала, так и наличием априорной информации о распределении измеряемых параметров. Измерение времени запаздывания широкополосного сигнала при его распространении сопровождается появлением систематических ошибок, обусловленных дисперсией и рефракцией радиоволн в неоднородной среде. Учет этого влияния позволяет повысить точность определения координат воздушного объекта.

**Ключевые слова:** точность определения координат, время запаздывания радиолокационного сигнала, широкополосный зондирующий сигнал, коррелированные параметры радиосигнала.

**A. A. Sentsov\***

PhD, Tech., Associate Professor

**S. A. Ivanov\*\***

PhD, Tech., Head Specialist

**V. A. Nenashev\***

PhD, Tech., Associate Professor

\*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

\*\*JSC «CSPA "Leninetz"», St. Petersburg

## DETERMINATION OF THE POTENTIAL ACCURACY OF MEASURING THE DELAY TIME OF A REFLECTED BROADBAND RADAR SIGNAL

The article is devoted to improving the potential accuracy of determining the delay time of a radio signal, taking into account the nonlinearity of the delay function. When jointly measuring signal parameters in radio engineering systems, the accuracy of their estimation is determined both by the form of the signal used and by the presence of a priori information about the distribution of the measured parameters. Measurement of the delay time of a broadband signal during its propagation is accompanied by systematic errors due to the dispersion and refraction of radio waves in an inhomogeneous environment. Taking this influence into account makes it possible to increase the accuracy of determining the coordinates of an air object.

**Keywords:** the positioning accuracy, the time delay of the radar signal, a broadband probe signal, the correlated parameters of the radio signal.

В задачах обнаружения и слежения за воздушными объектами ведущее место занимают радиолокационные средства в силу их всепогодности и непрерывности функционирования. При проектировании радиолокационных систем актуальным вопросом является анализ потерь, вносимых средой распространения, а также прогнозирование сбоев в процессе эксплуатации радиопередающей и радиоприемной аппаратуры [1]. С развитием техники актуаль-

ной становится задача обнаружения воздушных объектов, движущихся на больших высотах. В данном случае при локации необходимо учитывать непрямолинейность хода излученного и принятого сигналов, которая выражается в измерении скорости запаздывания.

Если сигналы, проходящие через слои атмосферы, занимают значительную полосу частот, задержка распространения (являющаяся функцией частоты) приводит к дисперсии.

Дифференциальная задержка в полосе пропорциональна интегральной плотности электронов вдоль трассы распространения луча. Для фиксированной ширины полосы относительная дисперсия обратно пропорциональна кубу частоты. Таким образом, в широкополосных системах этот эффект необходимо учитывать [2]. Например, как показано на рис. 1, при интегральной концентрации электронов порядка  $5 \cdot 10^{17}$  эл/м<sup>2</sup>, импульсный сигнал длительностью 1 мкс будет испытывать дифференциальную задержку 0,02 мкс на частоте 200 МГц, тогда как на частоте 600 МГц эта задержка составила бы только 0,00074 мкс [3].

В данной статье рассматривается возможность повышения потенциальной точности определения времени задержки радиосигнала с учетом нелинейности функции запаздывания, что позволит повлиять на точность определения координат воздушного объекта. При совместном измерении параметров сигналов в радиотехнических системах точность их оценки определяется как формой используемого сигнала, так и наличием априорной информации о распределении измеряемых параметров.

Измерение времени запаздывания широкополосного сигнала при его распространении в ионизированной среде сопровождается появлением систематических ошибок, обусловленных дис-

персией и рефракцией радиоволн в неоднородной ионизированной среде. При небольших значениях электронной концентрации  $N(r)$  и поперечных градиентов измеряемое значение времени запаздывания определяется соотношением

$$\tau = \tau_c - \omega_0 \alpha_2. \quad (1)$$

Параметр  $\alpha_2$  квадратичных фазочастотных искажений сигнала в ионизированной среде при наложенных допущениях описывается выражением:

$$\alpha_2 = -\frac{C_N}{c\omega_0^3} \int_0^R N(r) dr.$$

Совместное измерение времени запаздывания  $\tau_c$  и коррелированного с ним параметра  $\alpha_2$  квадратичных фазочастотных искажений [4, 5] для компенсации систематической ионосферной ошибки приводит к заметному ухудшению точности измерения времени запаздывания широкополосного сигнала в случае отсутствия априорной информации о распределении параметра  $\alpha_2$ . Причем, точность измерения параметра  $\tau_c$  характеризуется в этом случае величиной

$$\sigma_\tau = \frac{\omega_0}{q \sqrt{(\Omega^2 - \bar{\Omega}^2)}}, \quad (2)$$

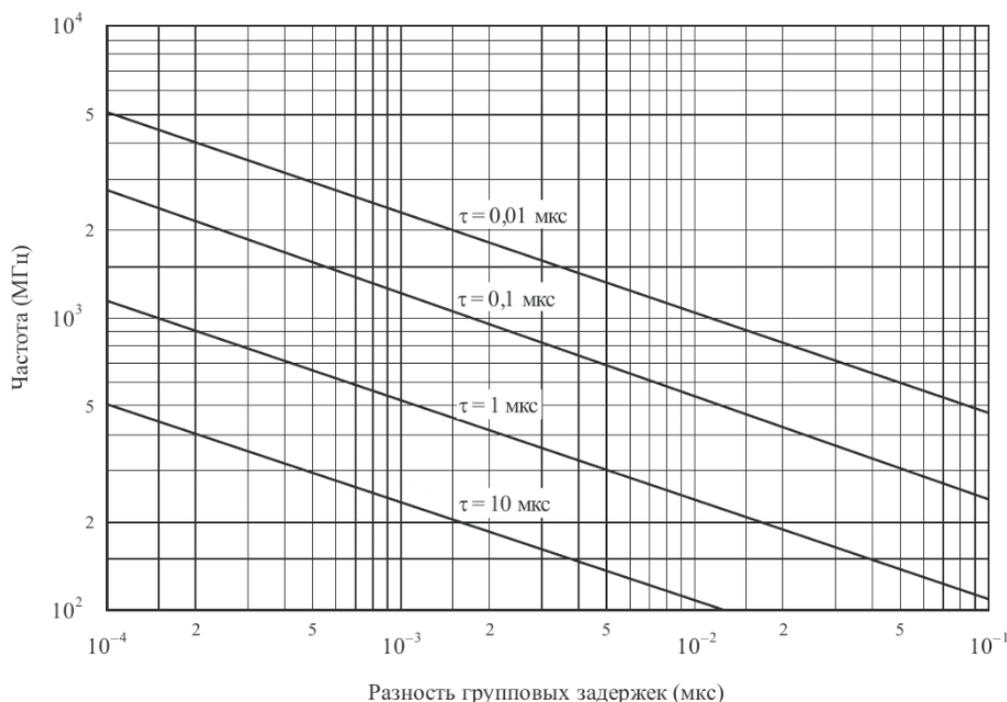


Рис. 1. Различия временных задержек между нижней и верхней частотами спектра импульса заданной ширины  $\tau$ , передаваемого через слои атмосферы в одном направлении

$$\text{где } \overline{\Omega^2} = \left( \int_{-\infty}^{\infty} |G(\Omega)|^2 d\Omega \right)^{-1} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |G(\Omega)|^2 d\Omega;$$

$G(\Omega)$  – спектр комплексной огибающей зондирующего сигнала;  $\Omega = \omega - \omega_0$  – разностная частота.

Например, для сигнала с прямоугольным спектром и относительной шириной  $\Delta f/f_0 = 0,025$  точность оценки времени запаздывания  $\tau_c$  ухудшается в 144 раза по сравнению со случаем, когда значение параметра  $\alpha_2$  априорно известно.

Изложенное показывает, что совместную оценку коррелированных параметров сигнала целесообразно проводить тогда, когда систематические ошибки при недостаточном учете одного из параметров сигнала имеют большие значения и оказываются сравнимыми с флуктуационными ошибками, возрастающими при совместной оценке коррелированных параметров сигнала. При малых значениях модуля параметра  $\alpha_2$  точность оценки времени запаздывания сигнала можно сохранить практически наивысшей, если использовать априорную информацию и функцию потерь специального типа.

Рассмотрим задачу получения алгоритма совместной оценки коррелированных параметров радиолокационного сигнала – времени запаздывания  $\tau_c$  и параметра  $\alpha_2$  квадратичных фазочастотных искажений, с учетом априорной информации об их распределении, обеспечивающем минимум среднего квадрата ошибки. Средний квадрат  $M_2$  ошибки измерения значения  $\tau_c$  запаздывания сигнала, соответствующий послеопытному распределению:

$$M_2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\hat{\tau}_c - \tau_c)^2 p_{ac}(\tau_c) d\tau_c. \quad (3)$$

где  $\tau_c$  – оценка времени запаздывания сигнала с учетом вносимого ионизированной средой дополнительного запаздывания;  $p_{ac}(\tau_c)$  – плотность послеопытного распределения запаздывания  $\tau_c$ .

Средний квадрат  $M_2$  ошибки принимает минимальное значение, если оценка  $\tau_c$  совпадает с математическим ожиданием послеопытного распределения параметра  $\tau_c$ . Плотность  $p_{ac}(\tau_c)$  послеопытного распределения определяется плотностью совместного послеопытного распределения параметров  $\tau_c$  и  $\alpha_2$ :

$$p_{ac}(\tau_c) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{ac}(\tau_c, \alpha_2) d\alpha_2.$$

Плотность  $p_{ac}(\tau_c, \alpha_2)$  можно выразить через плотность  $p_{ac}(\tau_c, \alpha_2)$  априорного распределения и функцию правдоподобия  $p(y|\tau_c, \alpha_2)$ , где  $y$  – при-

нятая реализация с шумом. Для сигнала со случайной начальной фазой при достаточно большом отношении сигнал/шум функция правдоподобия выражается через плотность нормального распределения для несмещенных оценок максимального правдоподобия ( $\tau_c^*$  и  $\alpha_2^*$ ). Примем с учетом слабой статистической связи между  $\tau_c^*$  и  $\alpha_2^*$ , что

$$p_{ap}(\tau_c, \alpha_2) = p_{ap}(\tau_c) p_{ap}(\alpha_2). \quad (4)$$

Перейдем к статистически независимым оценкам  $\tau_c^* = \tau_c - 2\pi f_0 \alpha_2^*$  и  $\alpha_2^* = \alpha_2$  величин  $\tau = \tau_c - \omega_0 \alpha_2^*$  и  $\alpha = \alpha_2$ . Выражение для оценки  $\tau_c$  запишется в виде:

$$\hat{\tau}_c = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau\sigma_\alpha k_\alpha} \times \int_{-\infty}^{\infty} (\tau + \omega_0 \alpha_2) p_{ap}(\tau + \omega_0 \alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\tau - \tau)^2}{\sigma_\tau^2} + \frac{(\alpha_2 - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\tau d\alpha_2. \quad (5)$$

При большой априорной неопределенности относительно значений параметра  $\tau_c$  плотность  $p_{ap}(\tau + \omega_0 \alpha_2)$  можно считать независимой от значений  $\alpha_2$ . При этом выражение (5) преобразуется к виду:

$$\hat{\tau}_c = \tau^* + \frac{\omega_0}{k_\alpha} \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_2 p_{ap}(\alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_2 - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\alpha_2, \quad (6)$$

$$\text{где } k_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} p_{ap}(\alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_2 - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\alpha_2.$$

Ограничимся предположением о равномерном распределении параметра  $\alpha_2$  на интервале от  $\alpha_{2\min} = A$  до  $\alpha_{2\max} = B$ . Интегрируя (6), получим алгоритм оценивания  $\tau_c$  в виде  $\tau_c = \tau^* + \omega_0 \phi(\alpha_2^*)$ .

Функцию  $\phi(\alpha_2^*)$  назовем взвешенной оценкой параметра квадратичных фазочастотных искажений. Выражение для взвешенной оценки параметра квадратичных фазочастотных в предположении о его равномерном распределении имеет вид:

$$\phi(\alpha_2^*) = \alpha_2^* + \sigma_\alpha \sqrt{\frac{2}{\pi}} \times \frac{\exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\alpha_2^* - A)^2}{\sigma_\alpha^2}\right] - \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\alpha_2^* - B)^2}{\sigma_\alpha^2}\right]}{\Phi\left(\frac{B - \alpha_2^*}{\sigma_\alpha}\right) - \Phi\left(\frac{A - \alpha_2^*}{\sigma_\alpha}\right)}. \quad (7)$$

Алгоритм совместной оценки параметров  $\tau_c$  и  $\alpha_2$  соответствует оптимальному измерению параметра  $\alpha_2$  по минимуму среднего значения функции потерь  $(\alpha_2^* - \alpha_2)^2$  [6]. При этом значениям параметра  $\alpha_2$ , близким к значениям  $\alpha_{2\min}$  и  $\alpha_{2\max}$  соответствуют большие значения  $M_2(\alpha_2^*|\alpha_2)$ , чем значениям  $\alpha_2$  в середине интервала неопределенности.

Для уменьшения значений  $M_2(\alpha_2^*|\alpha_2)$  вблизи начала и конца интервала неопределенности параметра  $\alpha_2$  можно выбрать функцию потерь вида  $v(\alpha_2) (\alpha_2^* - \alpha_2)^2$ , где положительная весовая функция  $v(\alpha_2)$  принимает большие значения в окрестностях точек  $\alpha_{2\min}=A$  и  $\alpha_{2\max}=B$ . При этом алгоритм оценивания  $\tau_c$  примет вид:

$$\hat{\tau}_c = \tau^* + \frac{\omega_0}{k_{av}} \times \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_2 v(\alpha_2) p_{ap}(\alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_2^* - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\alpha_2, \quad (8)$$

где  $k_{av} = \int_{-\infty}^{\infty} v(\alpha_2) p_{ap}(\alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_2^* - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\alpha_2$ .

В выражении (8) взвешенная оценка параметра квадратичных фазочастотных искажений принимает вид:

$$\phi(\alpha_2^*) = \frac{1}{k_{av}} \times \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_2 v(\alpha_2) p_{ap}(\alpha_2) e^{-\frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_2^* - \alpha_2)^2}{\sigma_\alpha^2} \right]} d\alpha_2. \quad (9)$$

На рис. 2 приведены графики функций  $\phi(\alpha_2^*)$  в безразмерных координатах  $\alpha_2^*/\sigma_\alpha$  и  $\phi(\alpha_2^*)/\sigma_\alpha$  для различных значений  $(B - A)/\sigma_\alpha$  и весовых функций вида  $v(\alpha_2)=1$  сплошной линией и  $v(\alpha_2)=1 + 5\exp(-5\alpha_2^2)$  пунктирной линией. На рис. 3 приведены соответствующие зависимости среднего квадрата от значения  $\alpha_2$  и безразмерных координат  $\alpha_2/\sigma_\alpha$  и  $M_2(\alpha_2^*|\alpha_2)/\sigma_\alpha^2$ .

$$M_2(\alpha_2^*|\alpha_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \phi(\alpha_2^*) - \alpha_2 \right]^2 p_{ac}(\alpha_2^*, \alpha_2) d\alpha_2$$

от значения  $\alpha_2$  и безразмерных координат  $\alpha_2/\sigma_\alpha$  и  $M_2(\alpha_2^*|\alpha_2)/\sigma_\alpha^2$ .

На основе рассмотренного алгоритма может быть создан адаптивный к условиям распро-

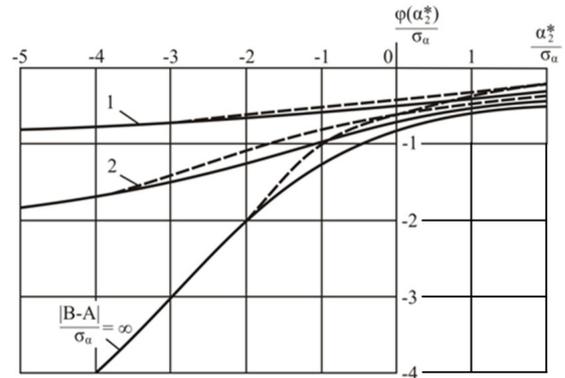


Рис. 2. Графики взвешенной оценки параметра квадратичных фазочастотных искажений для различных функций потерь

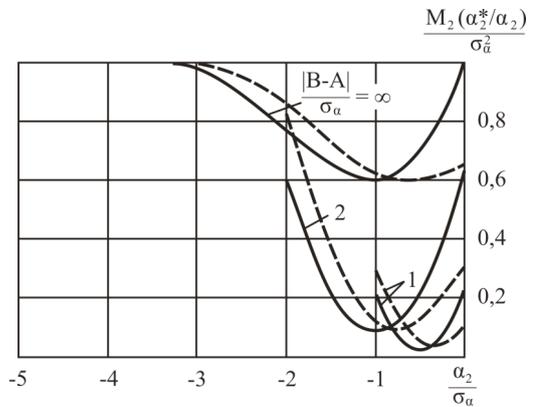


Рис. 3. Графики среднего квадрата ошибки измерения времени запаздывания сигнала, соответствующие послеопытному распределению

странения радиоволн измеритель времени запаздывания. Математическое моделирование сигналов и условий их распространения является важной частью стендовой отработки радиоэлектронных комплексов в ходе итерационного процесса испытаний разрабатываемой техники [7].

Таким образом, учет влияния области распространения радиоволн, а также значений коррелированных параметров радиосигнала позволяет повысить точность при определении координат воздушного объекта. Использование априорной информации о распределении параметра квадратичных фазочастотных искажений широкополосного сигнала и выбор функции потерь специального типа позволяет уменьшить флуктуационные ошибки измерения истинного времени запаздывания сигнала при совместном измерении времени запаздывания и параметра квадратичных фазочастотных искажений на 15%.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-00303).

**Библиографический список**

1. *Сенцов А. А., Иванова Г. Р.* Моделирование погонного ослабления радиоволн в дожде для проектирования радиолокационных систем // Студент года 2020: сборник статей Международного научно-исследовательского конкурса. Петрозаводск. 2020. Часть 3. С. 99–106.

2. *Подоплекин Ю. Ф., Шепета Д. А., Ненашев В. А.* Моделирование входных сигналов бортовой РЛС, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от подстилающих поверхностей земли и моря // Морской вестник. 2016. № 4 (60). С. 69–71.

3. Рекомендация МСЭ-R P.531-12. Данные об ионосферном распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования спутниковых служб и систем. Женева: ITU, 2014. 24 с.

4. *Проскурин В. И., Ягольников С. В., Шевчук В. И.* Радиолокационное наблюдение. Методы, модели, алгоритмы. М.: Радиотехника, 2017. 368 с.

5. *Доросинский Л. Г., Трухин М. П.* Теория и практика обработки сигналов от пространственно-распределенных целей. М.: Зебра, 2015. 244 с.

6. *Богомазов А. Ю., Бабанин И. Г., Мухин И. Е.* Расчет эквивалентных энергетических потерь в ионосфере при приеме сигналов с квадратурной амплитудной модуляции различной позиционности // Т-СОММ: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 3. С. 31–35.

7. *Сенцов А. А.* Имитатор бортового оборудования и тактической обстановки для стендовой отработки РЭЖ // Вопросы радиоэлектроники. 2011. Т. 1. № 5. С. 137–146.