

Радиолокация  
и радиометрия

Методы и средства  
оптоэлектроники  
в радиофизике

Системы  
радиоуправления

Антенны и техника СВЧ

Робототехника

Биомедицинская  
электроника

Технологии  
живых  
систем

Новые  
информационные  
технологии

Нейрокомпьютинг

Нанотехнологии

Информационные  
и измерительные  
системы

# Радионавигационные технологии



**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ**

**Серия «Радиосвязь и радионавигация»**

**Выпуск 4**

**Радионавигационные  
технологии**

**Под редакцией А.И. Перова**

Москва  
Радиотехника  
2015

УДК 629.78  
ББК 39.67  
П 15

**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ**

**Редакционный совет:**

д.ф.-м.и., проф. О.В. Бешкий, акад. Ю.В. Гуляев, д.т.н., проф. А.Ю. Гринев, д.т.н., проф. Ю.Л. Козирацкий, д.т.н., проф. Г.С. Кондратенков, д.т.н., проф. А.В. Коренной, д.т.н., д.б.н. И.В. Матвейчук, д.т.н., проф. В.И. Меркулов, д.т.н., проф. А.И. Перов, к.б.н. А.В. Савельев, акад. А.С. Сигов, д.т.н. проф. М.С. Ярлык

**Выпуск 4**

**Серия «Радиосвязь и радионавигация»**

**Рецензент:**

докт. техн. наук, профессор *В.Н. Харисов* (ОАО «ВНИИР Прогресс»)

**П 15 Радионавигационные технологии.** Сб. статей. / Под ред. *А.И. Перова*. – М.: Радиотехника, 2015. – 144 с.: ил. Научно-технические серии. Вып. 4. Серия «Радиосвязь и радионавигация». (Авторы указаны на с. 144)

ISBN 978-5-93108-096-3

Отражены теоретические вопросы спутниковой навигации, технологии перспективной системы ГЛОНАСС, показаны результаты экспериментальных исследований технологий спутниковой навигации; рассмотрены вопросы мониторинга навигационных сигналов; даны приложения технологий спутниковой навигации в различных областях. Книга подготовлена по материалам научно-технической конференции «Радионавигационные технологии в приборостроении» (сентябрь 2014 г.).

*Для научных работников и инженеров, а также преподавателей и студентов вузов.*

УДК 629.78  
ББК 39.67

ISBN 978-5-93108-096-3

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

---

## СОДЕРЖАНИЕ

От Издательства .....	5
От редактора .....	6
<b>ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ РАДИОНАВИГАЦИИ .....</b>	<b>7</b>
<i>Перов А.И.</i> Следящий алгоритм определения угловой ориентации объекта по сигналам спутниковой радионавигационной системы .....	7
<i>Корогодин И.В., Днепров В.В.</i> Совмещение когерентного и некогерентного режимов работы НАП СРНС .....	16
<i>Баршнов С.П., Гайворонский Д.В., Богданов Д.В.</i> Сверхширокополосные сигналы в радионавигации: проблемы и перспективы .....	20
<b>СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС .....</b>	<b>27</b>
<i>Ефименко В.С., Пастухов А.В., Ворончихин Д.Н.</i> Реализация алгоритмов пространственно-временной обработки .....	27
<i>Гребенников А.В., Кудревич А.П., Оганесян А.А.</i> Особенности применения нерадиотехнических измерителей в угломерной НАП .....	33
<i>Соколов И.М., Кинкулькин И.Е., Калмыков П.В.</i> Метод устранения помех с использованием разнесенных антенн .....	39
<i>Гребенников А.В., Ячин А.В.</i> Уменьшение погрешности угломерной навигационной аппаратуры потребителя, используемой на БЛА .....	43
<i>Тяткин В.Н., Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Гарин Е.Н., Ратушняк В.Н.</i> Возможные варианты построения помехозащищенной навигационной аппаратуры, способной определять пространственную ориентацию объекта .....	48
<i>Дьяченко Д.В., Латтев С.В.</i> Применение навигационной аппаратуры потребителей в деятельности МВД России .....	54
<i>Вовасов В.Е.</i> Построение фильтра калмановского типа для устранения влияния ионосферы и тропосферы на оценку координат и вектора скорости в приемниках ГНСС .....	61
<b>ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ .....</b>	<b>67</b>
<i>Лямин Ю.П., Савельев С.А.</i> Методика испытаний на помехоустойчивость навигационной аппаратуры с применением универсального радиочастотного имитатора помех .....	67

<i>Юдин А.А., Савельев С.А., Смирнов С.В., Юдин В.В.</i> Универсальный радиочастотный имитатор помех для испытаний аппаратуры, работающей по сигналам ГНСС .....	75
<i>Грибов П.С., Вьюнов И.П., Шатилов А.Ю.</i> Разработка и экспериментальные исследования алгоритма формирования лучей на навигационные спутники .....	79
<i>Инчагов Ю.М., Шатилов А.Ю., Нагин И.А., Печерица Д.С.</i> Методика оценки погрешностей ИСНС на базе испытательной аппаратуры ОКР «Инерция» .....	85
<i>Пудловский В.Б.</i> Использование аэрологических радиозондов для оценки тропосферной задержки сигналов ГНСС .....	90
<i>Завгородний А.С.</i> Метод компенсации смещения частоты принимаемого навигационного сигнала при измерениях мощности .....	97
<i>Дрига И.А.</i> Техническая основа метрологического обеспечения навигационной аппаратуры систем ГЛОНАСС и GPS .....	102
<i>Малай И.М.</i> Оценка характеристик безэховости антенного полигона для испытаний адаптивных антенн .....	105
<b>МОНИТОРИНГ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ .....</b>	<b>108</b>
<i>Власов И.Б., Ефремов В.А., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С.</i> Результаты оценки энергетических характеристик сигналов НКА ГЛОНАСС на радиотелескопе РТ-7,5 .....	108
<i>Ефремов В.А., Рыжов В.С.</i> Аппаратно-программный комплекс для исследования сигналов НКА ГЛОНАСС в Ки-диапазоне .....	117
<i>Валуев Е.В.</i> Обнаружение и оценка искажений спектра сигналов ГНСС .....	122
<i>Розозин А.А., Рыжов В.С., Литун В.И., Семерня Р.Е.</i> Облучатель антенны радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ для регистрации сигналов БАМИ ГЛОНАСС .....	128
<i>Немов А.В., Никитин А.В.</i> Измерение пеленгов генераторов помех при мониторинге навигационного поля ГЛОНАСС .....	131
<i>Тяпкин В.Н., Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Гарин Е.Н., Ратушица В.Н.</i> Наземная аппаратура контроля межспутниковых измерений системы ГЛОНАСС .....	138

## От Издательства

Уважаемые читатели! Издательство «Радиотехника» обращает Ваше внимание на то, что основу данной книги, входящей в серию «Радиосвязь и радионавигация», составляют материалы научно-технической конференции «Радионавигационные технологии в приборостроении» (2014). Содержание предыдущих книг данной серии («Спутниковые радионавигационные системы» (Книги 1 и 2)) составляют статьи, опубликованные в журналах Издательства в 2001–2013 гг.

Статьи, вошедшие в перечисленные выше книги, отобраны Редакторами и утверждены Редакционным советом научно-технических серий.

*Содержание книг с указанием включенных в них статей и фамилий авторов размещены на сайте Издательства «Радиотехника» <http://www.radiotec.ru>.*

Заявки на приобретение книг просим направлять по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6. Тел./факс: (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37.

## От редактора

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) интенсивно развиваются во всем мире и находят все более широкое применение в различных областях жизнедеятельности человека. Отечественная СРНС ГЛОНАСС разрабатывалась с 1975 г. В 1982 г. был запущен первый спутник системы, а к 1995 г. было завершено развертывание системы до штатного состава (24 спутника).

Интенсивное развитие применений технологий спутниковой навигации к 2011 г. выявило несоответствие опережающего роста потребностей специальных и гражданских потребителей и возможностей системы. С целью решения данной проблемы была разработана и принята федеральная целевая программа «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС» на 2012–2020 гг. В рамках данной программы с 2012 г. поставлен ряд научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, направленных на создание новых навигационных спутников, аппаратуры наземного сегмента мониторинга навигационного поля и управления навигационными спутниками, перспективной аппаратуры потребителей различного назначения.

При создании новых спутниковых радионавигационных технологий объективно необходим обмен научной информацией и предлагаемыми новыми техническими решениями между учеными, ведущими разработчиками и специалистами в предметной области. Одной из площадок для такого обмена является ежегодная **научно-техническая конференция «Радионавигационные технологии в приборостроении»**, организуемая и проводимая Московским научно-техническим обществом радиоэлектроники и связи им. А.С. Попова, аппаратом главного конструктора навигационной аппаратуры потребителей ГЛОНАСС, Департаментом обеспечения государственного оборонного заказа, МГТУ им. Н.Э. Баумана и Национальным исследовательским университетом «МЭИ». Данная книга подготовлена по материалам этой конференции, проходившей в г. Невуг 7–12 сентября 2014 г.

Приводимые материалы отражают теоретические вопросы спутниковой навигации, технологии перспективной системы ГЛОНАСС, результаты экспериментальных исследований технологий спутниковой навигации, вопросы мониторинга навигационных сигналов, приложения технологий спутниковой навигации в различных областях.

Следующая научно-техническая конференция «Радионавигационные технологии в приборостроении» состоится в 2015 г. с 14 по 18 сентября в г. Невуг (Краснодарский край). Заинтересованные организации и специалисты приглашаются к участию в конференции (E-mail: [RNT-2014@mail.ru](mailto:RNT-2014@mail.ru)).

Книга будет полезна ученым, разработчикам и специалистам в области теории и практики среднеорбитальных СРНС.

*А.И. Перов*

### Следящий алгоритм определения угловой ориентации объекта по сигналам спутниковой радионавигационной системы

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.И. Перов** – д.т.н., проф., зав. кафедрой «Радиотехнические системы», Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Проведены синтез оптимального одноэтапного когерентно-некогерентного алгоритма определения угловой ориентации объекта по сигналам спутниковой радионавигационной системы, результаты моделирования, иллюстрирующие эффективность синтезированного алгоритма.

**Ключевые слова:** спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, угловая ориентация, одноэтапный алгоритм.

Synthesis of one-stage coherent-noncoherent algorithm of base line angular attitude estimation using satellite navigation radio signals is performed. Modeling results illustrate efficiency of the synthesized algorithm.

**Keywords:** space radio navigation systems, user apparatus, angular attitude, one-stage algorithm.

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) в настоящее время широко используются для решения различных технических задач, в том числе с извлечением информации из фаз принимаемых сигналов [1]. Одним из таких приложений является определение углов ориентации по сигналам СРНС, принимаемых в пространственно разнесенных точках. В [1] описан алгоритм определения угловой ориентации, использующий двухэтапную обработку. На этапе 1 осуществляется слежение за разностью фаз сигналов, принимаемых в пространственно разнесенных точках, а на этапе 2 из измеренных разностей фаз извлекается информация об углах ориентации. При этом для слежения за разностью фаз предложен когерентно-некогерентный алгоритм обработки (см. также [2, 3]), позволяющий повысить помехоустойчивость приема сигналов.

В то же время в [1] показано, что в обычной навигационной аппаратуре перспективным является одноэтапная обработка сигналов, при которой не осуществляется слежение за параметрами сигнала с последующим определением координат объекта, а сразу в едином модуле реализуются алгоритмы непосредственного определения координат объекта. Устройства с одноэтапной обработкой спутниковых радиосигналов позволяют повысить точность определения координат и помехоустойчивость аппаратуры по сравнению с устройствами, построенными на принципе двухэтапной обработки. Идеология одноэтапной обработки для определения ориентации базовой линии описана в [4]. Ниже рассмотрим синтез оптимального одноэтапного когерентно-некогерентного алгоритма оценивания угловой ориентации объекта по сигналам спутниковой радионавигационной системы.

**Постановка задачи синтеза.** Рассмотрим геоцентрическую систему координат  $OXYZ$ , жестко связанную с землей (рис. 1), и треугольник  $ABC$ , задающий базовую плоскость, с которой жестко свяжем систему координат (СК)  $O_cX_cY_cZ_c$ , центр которой  $O_c$  расположен в плоскости  $ABC$ , ось  $O_cX_c$  направлена вдоль линии  $AB$ , ось  $O_cY_c$  лежит в базовой плоскости, ось  $O_cZ_c$  дополняет систему координат до правосторонней.

Ориентация треугольника  $ABC$  в СК  $OXYZ$  определяется углами эйлера  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $\gamma$  или в векторной форме  $\alpha = |\alpha \ \beta \ \gamma|^T$ , которые определяются углами поворота СК  $O_cX_cY_cZ_c$  относительно СК  $OXYZ$ .

Положим, что треугольник  $ABC$  движется в СК  $OXYZ$ , так что вектор углов ориентации меняется во времени, т.е.  $\alpha(t)$ .



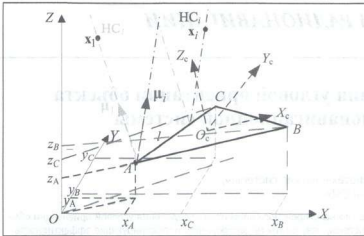


Рис. 1. Геометрическая схема задачи

В точках  $A$ ,  $B$  и  $C$  принимаются радиосигналы от  $n$  навигационных спутников.

Ставится задача: в результате обработки принимаемых радиосигналов синтезировать оптимальную систему фильтрации вектора узлов  $\alpha(t)$ .

Введем направляющие косинусы  $i$ -го НС, определив их, например, относительно точки  $O_c$ , и полагая их одинаковыми и для всех других точек треугольника  $ABC$  (что допустимо при малых размерах треугольника относительно расстояний до НС).

$$\mu_{xi} = \frac{x_i - x_{O_c}}{R_i}, \mu_{yi} = \frac{y_i - y_{O_c}}{R_i}, \mu_{zi} = \frac{z_i - z_{O_c}}{R_i},$$

где  $x_{O_c}, y_{O_c}, z_{O_c}$  – координаты точки  $O_c$  в СК  $OXYZ$ ;  $R_i$  – дальность до  $i$ -го НС.

Введем единичные векторы  $\mu_{HC,i} = [\mu_{xi} \ \mu_{yi} \ \mu_{zi}]^T, i = \overline{1, n}$  в СК  $OXYZ$  и единичные вектора  $\mathbf{1}_{AO_c,c}, \mathbf{1}_{BO_c,c}, \mathbf{1}_{CO_c,c}$ , задающие направления точек  $A, B$  и  $C$  относительно точки  $O_c$  в СК  $O_c X_c Y_c Z_c$ .

Преобразуем единичные вектора  $\mathbf{1}_{AO_c,c}, \mathbf{1}_{BO_c,c}, \mathbf{1}_{CO_c,c}$ , заданные в СК  $O_c X_c Y_c Z_c$  в вектора  $\mathbf{1}_{AO_c,3}, \mathbf{1}_{BO_c,3}, \mathbf{1}_{CO_c,3}$  в СК  $OXYZ$

$$\mathbf{1}_{AO_c,3}(\alpha) = U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{AO_c,c}, \mathbf{1}_{BO_c,3}(\alpha) = U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{BO_c,c}, \mathbf{1}_{CO_c,3}(\alpha) = U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{CO_c,c}, \quad (1)$$

где  $U_c^3$  – матрица преобразования координат из СК  $O_c X_c Y_c Z_c$  в СК  $OXYZ$ , определяемая как

$$U_c^3(\alpha) = \begin{vmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & 0 & \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Рассмотрим спутниковый радиосигнал с кодовым разделением, приходящий от  $i$ -го нс в точку  $O_c$ , для которого запишем выражение

$$s_{0,i}(t) = A h_{\text{нк},i}(t - \tau_{0,i}) \cos((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi \vartheta_{\text{НС},i} + \varphi_{0,i}), \quad (3)$$

где  $A$  – амплитуда;  $\omega_0$  – несущая частота сигнала;  $\omega_{\text{д},i}$  – доплеровское смещение частоты, обусловленное движением точки  $A$  ( $O_c$ ) треугольника  $ABC$ ;  $\tau_{0,i}$  – задержкагибающей сигнала;  $\varphi_{0,i}$  – постоянная составляющая фазы сигнала, включающая начальную фазу излученного сигнала, задержки сигнала в передающей аппаратуре нс, по трассе распространения и др.;  $h_{\text{нк},i}(t)$  – дальномерный код сигнала;  $\vartheta_{\text{НС},i}$  – навигационные данные, принимающие значение 0 или 1.

В точках  $A, B$  и  $C$  принимаемые сигналы сдвинуты по фазе относительно аналогичных сигналов, принимаемый в точке  $O_c$ , на фазовые углы

$$\psi_{A,i}(\alpha) = \frac{2\pi L_{AO_c} \mu_{\text{НС},i}^T \mathbf{1}_{AO_c,3}(\alpha)}{\lambda}, \psi_{B,i}(\alpha) = \frac{2\pi L_{BO_c} \mu_{\text{НС},i}^T \mathbf{1}_{BO_c,3}(\alpha)}{\lambda}, \psi_{C,i}(\alpha) = \frac{2\pi L_{CO_c} \mu_{\text{НС},i}^T \mathbf{1}_{CO_c,3}(\alpha)}{\lambda}, \quad (4)$$

где  $L_{AO_c}, L_{BO_c}, L_{CO_c}$  – расстояние между точкой  $O_c$  и точками  $A, B$  и  $C$  соответственно.

Следовательно, можно записать

$$\begin{aligned}
 s_{A,i}(t) &= Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{A,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{A,i}(\alpha) + \omega_{A,\text{д},i}t\right), \\
 s_{B,i}(t) &= Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{B,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{B,i}(\alpha) + \omega_{B,\text{д},i}t\right), \\
 s_{C,i}(t) &= Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{C,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{C,i}(\alpha) + \omega_{C,\text{д},i}t\right),
 \end{aligned} \tag{5}$$

где  $\omega_{A,\text{д},i}$ ,  $\omega_{B,\text{д},i}$ ,  $\omega_{C,\text{д},i}$  – доплеровские смещения частот сигналов в точках  $a$ ,  $b$  и  $c$  соответственно, обусловленные вращением треугольника  $ABC$  относительно точки  $O_c$ .

При приеме  $n$  спутниковых радиосигналов суммарные сигналы на малых временных интервалах (например, равным периоду дальномерного кода) описываются выражениями

$$\begin{aligned}
 s_A(t) &= \sum_{i=1}^n s_{A,i}(t) = \sum_{i=1}^n Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{A,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{A,i}(\alpha) + \omega_{A,\text{д},i}t\right), \\
 s_B(t) &= \sum_{i=1}^n s_{B,i}(t) = \sum_{i=1}^n Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{B,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{B,i}(\alpha) + \omega_{B,\text{д},i}t\right), \\
 s_C(t) &= \sum_{i=1}^n s_{C,i}(t) = \sum_{i=1}^n Ah_{\text{эк},i}(t - \tau_{C,i}) \cos\left((\omega_0 + \omega_{\text{д},i})t + \pi\vartheta_{\text{НС},j} + \varphi_{0,i} + \psi_{C,i}(\alpha) + \omega_{C,\text{д},i}t\right).
 \end{aligned} \tag{6}$$

Запишем уравнения наблюдений в точках  $A$ ,  $B$  и  $C$ :

$$y_A(t) = s_A(t) + n_A(t), \quad y_B(t) = s_B(t) + n_B(t), \quad y_C(t) = s_C(t) + n_C(t),$$

где  $n_A(t)$ ,  $n_B(t)$  и  $n_C(t)$  – независимые белые гауссовские шумы с равными двусторонними спектральными плотностями  $N_0/2$ .

Введем векторное наблюдение  $\mathbf{y}(t) = [y_A(t) \quad y_B(t) \quad y_C(t)]^T$  и запишем

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t),$$

где  $\mathbf{s}(t) = [s_A(t) \quad s_B(t) \quad s_C(t)]^T$ ,  $\mathbf{n}(t) = [n_A(t) \quad n_B(t) \quad n_C(t)]^T$  – векторный белый гауссовский шум с матрицей двусторонних спектральных плотностей  $\mathbf{N}_0 = \mathbf{I}N_0/2$ .

В дальнейшем вместо непрерывного времени будем рассматривать дискретное время с двойной индексацией, т.е.  $t \rightarrow t_{k,j}$ ,  $j = \overline{0, M}$ .

Динамику изменения вектора углов ориентации зададим уравнениями

$$\mathbf{a}_k = \mathbf{a}_{k-1} + T\mathbf{V}_{\alpha,k-1}, \quad \mathbf{v}_{\alpha,k} = \mathbf{v}_{\alpha,k-1} + \xi_{\alpha,k-1}, \tag{7}$$

где  $\xi_{\alpha,k-1}$  – вектор дискретных белых гауссовских шумов с матрицей дисперсий  $\mathbf{D}_\xi$ .

**Синтез оптимального алгоритма фильтрации углов ориентации.** Введем вектор состояния

$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_k \\ \mathbf{v}_{\alpha,k} \end{bmatrix}$ , для которого запишем матричное уравнение

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{F}\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{G}\xi_{\alpha,k-1}, \tag{8}$$

где  $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & T\mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица размером  $3 \times 3$ .

Запишем уравнения оптимальной фильтрации вектора  $\mathbf{X}_k$  в гауссовском приближении [1], полагая задержки  $\tau_{A,i}$ ,  $\tau_{B,i}$ ,  $\tau_{C,i}$  и доплеровские смещения частот  $\omega_{\text{д},i}$ ,  $\omega_{B,\text{д},i}$ ,  $\omega_{C,\text{д},i}$ ,  $i = \overline{1, n}$  известными

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \bar{\mathbf{X}}_k + \mathbf{D}_{\mathbf{X},k} \left( \frac{\partial F_k(\bar{\mathbf{X}}_k)}{\partial \mathbf{X}} \right)^T, \quad (9)$$

$$\bar{\mathbf{X}}_k = \mathbf{F} \bar{\mathbf{X}}_{k-1}, \quad (10)$$

$$\bar{\mathbf{D}}_{\mathbf{X},k} = \mathbf{F} \mathbf{D}_{\mathbf{X},k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{G} \mathbf{D}_\varphi \mathbf{G}^T, \quad (11)$$

$$\mathbf{D}_{\mathbf{X},k} = \bar{\mathbf{D}}_{\mathbf{X},k} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} \left( \frac{\partial F_k(\bar{\mathbf{X}}_k)}{\partial \mathbf{X}} \right)^T, \quad (12)$$

где  $\hat{\mathbf{X}}_k$  – оценка фильтруемого процесса;  $\bar{\mathbf{X}}_k$  – экстраполированная оценка процесса;  $\mathbf{D}_{\mathbf{X},k}$  – матрица дисперсий ошибок фильтрации;  $\bar{\mathbf{D}}_{\mathbf{X},k}$  – матрица дисперсий ошибок экстраполяции;

$$F_k(\mathbf{X}_k) = \ln p(\mathbf{Y}_k^k | \mathbf{X}_k). \quad (13)$$

Сигнальные функции (6) в дискретном времени для моментов  $t_{k,j} \in [t_{k,1}, t_{k,M}]$ , где  $t_{k,j} = t_k + jT_d$ ,  $T_d$  – шаг дискретизации АЦП,  $MT_d = T$  – интервал времени, кратный периоду дальномерного кода,

$$\begin{aligned} s_{A,k,j} &= \sum_{i=1}^n A h_{\text{ПК},i}(t_{k,j} - \tau_{A,i;k}) \cos((\omega_0 + \omega_{\text{л},i;k})t_{k,j} + \pi \vartheta_{\text{НС},i;k} + \varphi_{0,i} + \psi_{A,i}(\alpha) + \omega_{A,\varphi,i} t), \\ s_{B,k,j} &= \sum_{i=1}^n A h_{\text{ПК},i}(t_{k,j} - \tau_{B,i;k}) \cos((\omega_0 + \omega_{\text{л},i;k})t_{k,j} + \pi \vartheta_{\text{НС},i;k} + \varphi_{0,i;k} + \psi_{B,i}(\alpha) + \omega_{B,\varphi,i} t), \\ s_{C,k,j} &= \sum_{i=1}^n A h_{\text{ПК},i}(t_{k,j} - \tau_{C,i;k}) \cos((\omega_0 + \omega_{\text{л},i;k})t_{k,j} + \pi \vartheta_{\text{НС},i;k} + \varphi_{0,i} + \psi_{C,i}(\alpha) + \omega_{C,\varphi,i} t). \end{aligned} \quad (14)$$

В (14) параметры  $\varphi_{0,i,k}$  и  $\vartheta_{\text{НС},i,k}$  являются неинформативными. Поэтому рассмотрим усредненную по данным параметрам функцию правдоподобия

$$p(\mathbf{Y}_{k-1}^k | \mathbf{X}_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} p(\mathbf{Y}_{k-1}^k | \mathbf{X}_k, \varphi_{0,i,k} \vartheta_{\text{НС},i,k}, i = \overline{1, n}) d\varphi_{0,1,k} \dots d\varphi_{0,n,k} = c \prod_{i=1}^n I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_i(\alpha) \right), \quad (15)$$

где  $I_0(x)$  – функции бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента;

$$X_i^2(\alpha_{k-1}) = X_{c,i}^2(\alpha_{k-1}) + X_{s,i}^2(\alpha_{k-1}), \quad (16)$$

$$\begin{aligned} X_{c,i}(\alpha_{k-1}) &= \sum_{l=1}^M \left[ \left( y_{A,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{A,i;k-l}) \cos(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} + \omega_{A,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{A,i}(\alpha)) + \right. \right. \\ &+ y_{B,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{B,i;k-l}) \cos(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} - \omega_{B,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{B,i;k-1}(\alpha_{k-1})) \Big) + \\ &+ y_{C,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{C,i;k-l}) \cos(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} + \omega_{C,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{C,i;k-1}(\alpha_{k-1})) \Big], \\ X_{s,i}(\alpha_{k-1}) &= \sum_{l=1}^M \left[ \left( y_{A,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{A,i;k-l}) \sin(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} + \omega_{A,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{A,i}(\alpha)) + \right. \right. \\ &+ y_{B,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{B,i;k-l}) \sin(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} - \omega_{B,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{B,i;k-1}(\alpha_{k-1})) \Big) + \\ &+ y_{C,i}(t_{k-l}) h_{\text{ПК},i}(t - \tau_{C,i;k-l}) \sin(\omega_0 t_{k-l} + (\omega_{\text{л},i;k-1} - \omega_{C,\varphi,i;k-1})(l-1)T_d + \psi_{C,i;k-1}(\alpha_{k-1})) \Big], \end{aligned} \quad (17)$$

Представим (17) в виде

$$\begin{aligned} X_{C,i}(\mathbf{a}_{k-1}) &= I_{A_i,k} \cos(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + I_{B_i,k} \cos(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + I_{C_i,k} \cos(\psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) - \\ &- (Q_{A_i,k} \sin(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + Q_{B_i,k} \sin(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + Q_{C_i,k} \sin(\psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}))), \\ X_{x,i}(\mathbf{a}_{k-1}) &= Q_{A_i,k} \cos(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + Q_{B_i,k} \cos(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + Q_{C_i,k} \cos(\psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + \\ &+ I_{A_i,k} \sin(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + I_{B_i,k} \sin(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) + I_{C_i,k} \sin(\psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})), \end{aligned} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} I_{A_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{A,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{A,i,k-1}) \cos(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{A,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d), \\ I_{B_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{B,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{B,i,k-1}) \cos(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{B,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d), \\ I_{C_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{C,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{C,i,k-1}) \cos(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{C,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d), \\ Q_{A_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{A,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{A,i,k-1}) \sin(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{A,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d), \\ Q_{B_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{B,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{B,i,k-1}) \sin(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{B,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d), \\ Q_{C_i,k} &= \sum_{l=1}^M y_{C,i}(t_{k-l}) h_{\text{нп},i}(t - \tau_{C,i,k-1}) \sin(\omega y_{k-l} + (\omega_{\text{пл},k-1} + \omega_{C,\text{нп},i,k-1})(l-1)T_d). \end{aligned} \quad (19)$$

Отметим, что корреляционные интегралы (19) необходимо вычислять в единой шкале времени.

Подставляя (16) в (14) и проделав необходимые преобразования, получаем

$$\begin{aligned} X_I^2(\mathbf{a}_{k-1}) &= I_{A_i,k}^2 + Q_{A_i,k}^2 + I_{B_i,k}^2 + Q_{B_i,k}^2 + I_{C_i,k}^2 + Q_{C_i,k}^2 + 2 \cos(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{A_i,k} I_{B_i,k} + Q_{A_i,k} Q_{B_i,k}) + \\ &+ 2 \sin(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{A_i,k} Q_{B_i,k} - Q_{A_i,k} I_{B_i,k}) + 2 \cos(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{A_i,k} I_{C_i,k} + Q_{A_i,k} Q_{C_i,k}) + \\ &+ 2 \sin(\psi_{A_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{A_i,k} Q_{C_i,k} - Q_{A_i,k} I_{C_i,k}) + 2 \cos(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{B_i,k} I_{C_i,k} + Q_{B_i,k} Q_{C_i,k}) + \\ &+ 2 \sin(\psi_{B_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\mathbf{a}_{k-1})) (I_{B_i,k} Q_{C_i,k} - Q_{B_i,k} I_{C_i,k}). \end{aligned} \quad (20)$$

Введем вектор  $\boldsymbol{\psi} = [\psi_{A1} \dots \psi_{An} \ \psi_{B1} \dots \psi_{Bn} \ \psi_{C1} \dots \psi_{Cn}]^T$  и матрицу  $\mathbf{c}$  такую, что  $\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{c}\mathbf{X}$ .

Преобразуем производную

$$\frac{\partial F_k(\mathbf{X}_k)}{\partial \mathbf{X}} = \frac{\partial F_k(\boldsymbol{\psi}(\mathbf{a}_k))}{\partial \boldsymbol{\psi}} \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \frac{\partial \boldsymbol{\alpha}}{\partial \mathbf{X}} = \frac{\partial F_k(\mathbf{a}_k)}{\partial \boldsymbol{\psi}} \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \mathbf{c}. \quad (21)$$

Рассмотрим

$$\frac{\partial F_k(\boldsymbol{\psi}(\mathbf{a}_k))}{\partial \boldsymbol{\psi}} = \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\psi}} \left[ \sum_{i=1}^n \ln I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_i(\boldsymbol{\alpha}) \right) \right] = \left[ \frac{\partial}{\partial \psi_{A1}} \left( \ln I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_1(\boldsymbol{\alpha}) \right) \right) \dots \frac{\partial}{\partial \psi_{Bn}} \left( \ln I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_n(\boldsymbol{\alpha}) \right) \right) \dots \frac{\partial}{\partial \psi_{Cn}} \left( \ln I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_n(\boldsymbol{\alpha}) \right) \right) \right]. \quad (22)$$

Здесь

$$\frac{\partial}{\partial \psi_{A(B,C)l}} \left( \ln I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_l(\boldsymbol{\alpha}) \right) \right) = \frac{I_1 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_l(\boldsymbol{\alpha}) \right)}{I_0 \left( \frac{A}{\sigma_n^2} X_l(\boldsymbol{\alpha}) \right)} \frac{A}{\sigma_n^2} \frac{\partial X_l(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \psi_{A(B,C)l}} \quad (23)$$

— дискриминатор разности фаз.

Производная  $\frac{\partial X_i(\alpha)}{\partial \psi_{A(B,C)l}}$  получается дифференцированием (20) по соответствующему параметру

$\psi_{A(B,C)l}$  и, например, для  $\psi_{Al}$  имеет вид

$$\frac{\partial X_i(\alpha)}{\partial \psi_{Al}} = \frac{1}{2X_i(\alpha)} \frac{\partial X_i^2(\alpha)}{\partial \psi_{Al}} = \frac{1}{X_i(\alpha)} \left[ -\sin(\psi_{A_i,k-1}(\alpha_{k-1}) - \psi_{B_i,k-1}(\alpha_{k-1})) (I_{A_i,k} I_{B_i,k} + Q_{A_i,k} Q_{B_i,k}) + \right. \\ \left. + \cos(\psi_{A_i,k-1}(\alpha_{k-1}) - \psi_{B_i,k-1}(\alpha_{k-1})) (I_{A_i,k} Q_{B_i,k} - Q_{A_i,k} I_{B_i,k}) - \sin(\psi_{A_i,k-1}(\alpha_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\alpha_{k-1})) (I_{A_i,k} I_{C_i,k} + Q_{A_i,k} Q_{C_i,k}) + \right. \\ \left. + \cos(\psi_{A_i,k-1}(\alpha_{k-1}) - \psi_{C_i,k-1}(\alpha_{k-1})) (I_{A_i,k} Q_{C_i,k} - Q_{A_i,k} I_{C_i,k}) \right].$$

Запишем фазы  $\psi_{A,i}(\alpha)$ ,  $\psi_{B,i}(\alpha)$ ,  $\psi_{C,i}(\alpha)$  с учетом (1), (4) в виде

$$\psi_{A,i}(\alpha) = \frac{2\pi l \mu_{НС,i}^T U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{AO_c,c}}{\lambda}, \quad \psi_{B,i}(\alpha) = \frac{2\pi l \mu_{НС,i}^T U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{BO_c,c}}{\lambda}, \quad \psi_{C,i}(\alpha) = \frac{2\pi l \mu_{НС,i}^T U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{CO_c,c}}{\lambda}. \quad (24)$$

Представим вектор  $\psi$  в виде  $\psi = [\psi_A^T \ \psi_B^T \ \psi_C^T]^T$ , где  $\psi_{A(B,C)} = [\psi_{A1} \ \dots \ \psi_{An}]^T$ , и запишем производную  $\frac{\partial \psi}{\partial \alpha}$  в виде блочной матрицы

$$\frac{\partial \psi}{\partial \alpha} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_A}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial \psi_B}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial \psi_C}{\partial \alpha} \end{pmatrix},$$

где

$$\frac{\partial \psi_A}{\partial \alpha} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_{A1}}{\partial \alpha} \\ \dots \\ \frac{\partial \psi_{An}}{\partial \alpha} \end{pmatrix}, \quad \frac{\partial \psi_B}{\partial \alpha} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_{B1}}{\partial \alpha} \\ \dots \\ \frac{\partial \psi_{Bn}}{\partial \alpha} \end{pmatrix}, \quad \frac{\partial \psi_C}{\partial \alpha} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_{C1}}{\partial \alpha} \\ \dots \\ \frac{\partial \psi_{Cn}}{\partial \alpha} \end{pmatrix}. \quad (25)$$

Запишем выражение для производной:

$$\frac{\partial \psi_{Al}}{\partial \alpha} = \frac{2\pi L_{AO_c}}{\lambda} \mu_{НС,l}^T \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{AO_c,c}). \quad (26)$$

Введем матрицу

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \mu_{НС,1}^T \\ \mu_{НС,2}^T \\ \dots \\ \mu_{НС,n}^T \end{pmatrix}.$$

Тогда с учетом (25), (26) можно записать выражение

$$\frac{\partial \psi_A}{\partial \alpha} = \frac{2\pi L_{AO_c}}{\lambda} \mathbf{M} \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{AO_c,c}). \quad (27)$$

Аналогичные выражения можно записать для производных

$$\frac{\partial \psi_B}{\partial \alpha} = \frac{2\pi L_{BO_c}}{\lambda} \mathbf{M} \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{BO_c,c}), \quad \frac{\partial \psi_C}{\partial \alpha} = \frac{2\pi L_{CO_c}}{\lambda} \mathbf{M} \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{CO_c,c}). \quad (28)$$

Отметим, что в (27), (28) дифференцированию по углам ориентации  $\alpha$  подлежат только элементы матрицы преобразований  $U_c^3(\alpha)$ .

С учетом полученных выражений запишем

$$\frac{\partial \Psi}{\partial \alpha} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{pmatrix} L_{A0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{A0c,c}) \\ L_{B0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{B0c,c}) \\ L_{C0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{C0c,c}) \end{pmatrix}.$$

Тогда (21) представим в виде

$$\frac{\partial F_k(\mathbf{X}_k)}{\partial \mathbf{X}} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\partial F_k(\mathbf{a}_k)}{\partial \Psi} \begin{pmatrix} L_{A0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{A0c,c}) \\ L_{B0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{B0c,c}) \\ L_{C0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{C0c,c}) \end{pmatrix}^T. \quad (29)$$

Подставляя (29) в (9), запишем уравнение для оценки вектора состояния

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \tilde{\mathbf{X}}_k + \mathbf{D}_{X,k} \mathbf{c}^T \begin{pmatrix} L_{A0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{A0c,c}) \\ L_{B0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{B0c,c}) \\ L_{C0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{C0c,c}) \end{pmatrix}^T \left( \frac{\partial F_k(\mathbf{a}_k)}{\partial \Psi} \right)^T =$$

$$= \tilde{\mathbf{X}}_k + \mathbf{D}_{X,k} \mathbf{c}^T \begin{pmatrix} L_{A0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{A0c,c}) \\ L_{B0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{B0c,c}) \\ L_{C0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{C0c,c}) \end{pmatrix}^T \mathbf{u}_{\Delta \Psi, k} = \tilde{\mathbf{X}}_k + \mathbf{D}_{X,k} \mathbf{c}^T \mathbf{u}_{\Delta \alpha, k}, \quad (30)$$

где

$$\mathbf{u}_{\Delta \Psi, k} = \left( \frac{\partial F_k(\mathbf{a}_k)}{\partial \Psi} \right)^T \quad (31)$$

– вектор дискриминаторов разностей фаз по сигналам видимых НС;

$$\mathbf{u}_{\Delta \alpha, k} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{pmatrix} L_{A0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{A0c,c}) \\ L_{B0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{B0c,c}) \\ L_{C0c} \mathbf{M} \frac{\partial}{\partial \alpha} (U_c^3(\alpha) \mathbf{1}_{C0c,c}) \end{pmatrix}^T \mathbf{u}_{\Delta \Psi, k} \quad (32)$$

– вектор дискриминаторов по углам ориентации.

Обобщенная структурная схема одноэтапной когерентно-некогерентной системы фильтрации углов ориентации объекта приведена на рис. 2.

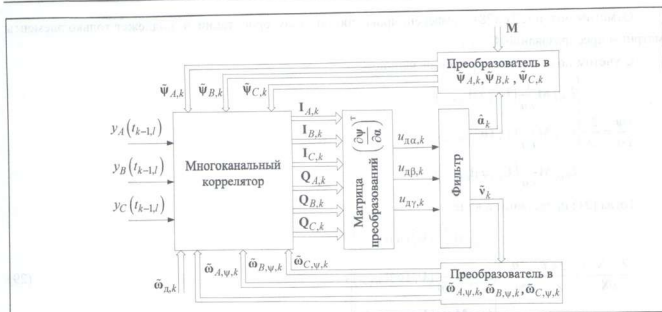


Рис. 2. Обобщенная схема одноэтапной когерентно-некогерентной системы фильтрации углов ориентации объекта

Синтезированный алгоритм одноэтапной когерентно-некогерентной фильтрации углов ориентации объекта моделировался на ЭВМ. Для наглядности приведем результаты упрощенного варианта. Положим, что треугольник  $ABC$  – равнобедренный с длиной стороны  $l$ , точка  $O_c$  СК  $O_c X_c Y_c Z_c$  расположена в середине линии  $AB$ , ось  $O_c X_c$  направлена к точке  $B$ , а ось  $O_c Y_c$  – к точке  $C$ . Объект вращается только вокруг оси  $O_c Y_c$ .

**Пример.** При моделировании полагаем  $V_0 = 300$  м/с;  $a_0 = 40$  м/с<sup>2</sup>;  $v = \frac{2\pi}{5 \times 60}$ ,  $\tilde{q}_c/n_0 = 40$  дБГц,  $l = 1,5$  м.

В следящей системе (20) будем использовать фильтр с постоянными параметрами о коэффициентами усиления  $K_1 = K_{1n}T$ ,  $K_2 = K_{2n}T$ ,  $K_{2n} = (\Delta f_{cc}/0,53)^2$ ,  $K_{1n} = \sqrt{2}K_{2n}$ , где  $\Delta f_{cc}$  – полоса пропускания следящей системы (СС).

Предположим, что ошибки по доплеровским частотам отсутствуют. Рассмотрим сначала случай нулевых начальных ошибок по углу и угловой скорости. Пусть  $\Delta f_{cc} = 2$  Гц, а число НС – 8 равномерно распределенных по углу в зоне видимости.

На рис. 3 приведена реализация ошибки слежения по углу. СКО оценки  $\sigma_\beta = 0,75$  угл. мин.

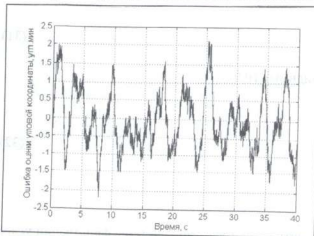


Рис. 3. Ошибка слежения по углу при  $\Delta f_{cc} = 2$  Гц,  $m = 8$

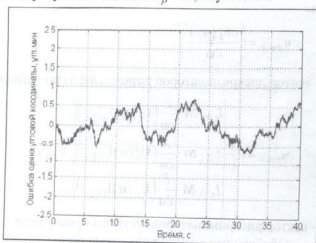


Рис. 4. Ошибка слежения по углу при  $\Delta f_{cc} = 0,5$  Гц,  $m = 8$

Сузим полосу пропускания СС  $\Delta f_{\text{сс}} = 0,5$  Гц.

На рис. 4 приведена реализация ошибки слежения по углу. СКО оценки  $\sigma_{\beta} = 0,34$  угл. мин.

Положим  $\Delta f_{\text{сс}} = 2$  Гц, а число НС – 2 (первые 2 из предыдущих 8).

На рис. 5 приведена реализация ошибки слежения по углу. СКО оценки  $\sigma_{\beta} = 5,48$  угл. мин.

Иследуем влияние начальной ошибки по угловой координате (при нулевой ошибке по угловой скорости). Положим начальную ошибку по угловой координате  $\Delta\beta_{\text{нач}} = 5^{\circ}$ ,  $\Delta f_{\text{сс}} = 2$  гц, а число нс – 8.

На рис. 6 приведена реализация ошибки слежения по углу. СКО оценки угла в установившемся режиме  $\sigma_{\beta} = 0,77$  угл.мин.

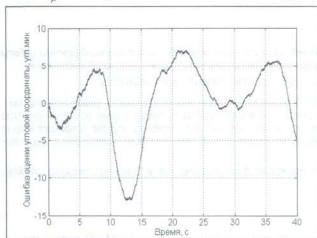


Рис. 5. Ошибка слежения по углу при  $\Delta f_{\text{сс}} = 2$  Гц,  $m = 2$

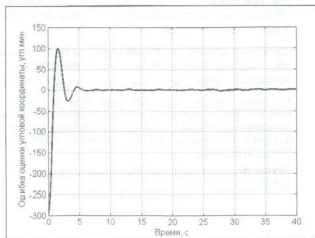


Рис. 6. Ошибка слежения по углу при  $\Delta f_{\text{сс}} = 2$  Гц,  $m = 8$ ,  $\Delta\beta_{\text{нач}} = 5^{\circ}$

Из приведенных результатов моделирования следует, что одноэтапный алгоритм фильтрации углов ориентации объекта успешно работает в различных тактических ситуациях. Отметим также следующее:

В синтезированном алгоритме оценивания углов ориентации объекта отсутствуют следящие системы за разностями фаз принимаемых сигналов, как это имело место в алгоритмах, описанных в [1, 3];

В синтезированном алгоритме оценивания углов ориентации объекта отсутствуют процедуры разрешения неоднозначности фазовых измерений по сигналам НС.

Проведен синтез оптимального одноэтапного когерентно-некогерентного алгоритма определения угловой ориентации объекта по сигналам спутниковой радионавигационной системы, в котором отсутствуют следящие системы за фазами принимаемых сигналов, что обеспечивает повышение его помехоустойчивости при сохранении высокой точности оценки углов ориентации. Приведены результаты моделирования, из которых следует, что одноэтапный алгоритм фильтрации углов ориентации объекта успешно работает в различных тактических ситуациях. Показано, что при длине базовой линии  $l = 1,5$  м возможно достижение СКО ошибки оценки углов ориентации порядка  $0,5 \dots 0,7$  угл. мин.

## Литература

1. Глонасс. Принципы построения и функционирования. Изд-е 4-е / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
2. Перов А.И. оптимальная фильтрация разности фаз двух сигналов СРНС, принятых в двух пространственно разнесенных точках // Радиотехника. 2008. № 8. С. 76–82.
3. Перов А.И., Корогодин И.В. комбинированная когерентно-некогерентная система определения углов ориентации объекта по сигналам спутниковых радионавигационных систем // Радиотехника. 2009. № 7. С. 33–40.
4. Перов А.И. одноэтапный когерентно-некогерентный алгоритм определения угловой ориентации базовой линии по сигналам спутниковой радионавигационной системы // электромагнитные волны и электронные системы. 2014. С. 19–25.



## Совмещение когерентного и некогерентного режимов работы НАП СРНС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**И.В. Корогодин** – к.т.н., доцент, кафедра «Радиотехнические системы»,

Национальный исследовательский университет «МЭИ»

E-mail: korogodin\_iv@mail.ru

Корогодин Илья Владимирович –

**В.В. Днепров** – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы»,

Национальный исследовательский университет «МЭИ»

E-mail: vvdneprov@mail.ru

Представлен алгоритм первичной обработки сигналов, позволяющий совместить когерентный и некогерентный режимы работы НАП, упростить ПО навигационного приемника, повысить стабильность работы при смене сигнально-помеховой обстановки.

**Ключевые слова:** спутниковые радионавигационные системы, ГЛОНАСС, GPS, аппаратура потребителей.

A combined frequency-phase lock loop's algorithm is given. A novel discriminator of phase was synthesized. A phase lock loop contains the discriminator and it estimates a phase of a navigation signal. The discriminator uses output signals of correlators. The correlators are controlled by means of a frequency lock loop. There are no links between the correlators and the phase lock loop in this system; hence an antijam capability and a sensitivity are defined by the frequency lock loop. Results of a simulation and a prototyping are presented.

**Keywords:** space radio navigation systems, GLONASS, GPS, user apparatus, phase tracking, carrier tracking, frequency tracking, lock loop.

Экспериментальные исследования, а также паспортные данные на различные образцы НАП показывают, что их чувствительность, точность и помехоустойчивость примерно равны при проведении испытаний в лабораторных условиях. Однако, эти же показатели существенно различаются при работе в сложных условиях, например в городских. Именно стабильная работа НАП в сложных условиях является одним из определяющих факторов при выборе приемника для многих потребителей. Следовательно, важна способность работы НАП при резких сменах сигнально-помеховой обстановки. Не менее важно упрощение архитектуры ПО НАП. Сложность программного обеспечения ведет к высоким требованиям к квалификации разработчиков, увеличивает время разработки и способствует возрастанию числа ошибок. Примерный объем прошивки приемника составляет 20000 строк кода. Хорошим показателем для ПО считается наличие 10 ошибок на 1000 строк кода. Таким образом, в прошивке НАП содержится около 200 ошибок той или иной степени опасности.

Сложность кода во многом связана с тем, что в зависимости от внешних условий работы, для обработки одного и того же навигационного сигнала используются разные алгоритмы. Приемник должен уметь быстро переключаться между режимами. Для этого необходимо обеспечить надежные и быстроедействующие индикаторы работы его подсистем. Создание и настройка индикаторов при разработке ПО является одним из сложных и слабо освещенных в литературе вопросов.

**Переключение между когерентным и некогерентным режимом работы НАП.** В когерентном режиме работает система слежения за фазой, что дает возможность формировать точные измерения скорости и, для некоторых приложений, фазовые измерения. Известные в литературе [1] и используемые в настоящее время в приемниках системы слежения за фазой замыкаются на коррелятор. В этих системах результат работы ССФ используется для управления частотой опорного сигнала коррелятора. Для формирования измерений, выделения битов навигационной информации необходимо удерживать ошибку подстройки частоты в определенных пределах. ССФ работает при благоприятных условиях, и при снижении отношения сигнал/шум или срыве слежения за фазой, приемник должен переключаться в некогерентный режим работы и использовать систему частотной автоподстройки. В противном случае, ошибка слежения по частоте быстро превышает допустимое значение, падает эффективное отношение сигнал/шум и происходит срыв всего канала. НАП лишается не только высокоточных измерений скорости и фазовых измерений, но и возможности решать навигационную задачу по традиционным кодовым измерениям.

В типовой НАП имеем надежную систему слежения за частотой, точность подстройки частоты которой достаточна для полноценного функционирования приемника во всем диапазоне отношений сигнал/шум. При этом, ненадежная ССФ все равно допускается до управления коррелятором. Несвоевременное обнаружение ее срыва приведет к потере даже кодовых измерений. Следовательно, приходится либо переходить в некогерентный режим с запасом по энергетике, либо снижать надежность работы канала в граничных условиях. Ниже предлагается иной подход к решению данной проблемы.

**Алгоритм совмещения режимов работы НАП.** Идея предлагаемого алгоритма состоит в разделении функций систем слежения. Допустим, что ССЧ работает всегда и осуществляет подстройку частоты опорного сигнала коррелятора во всем диапазоне отношений сигнал/шум. К ней же добавляется система оценки фазы, которая не замыкается на коррелятор, а значит сбой которой не разрушает работу канала (рис. 1).

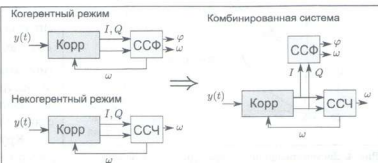


Рис. 1. Построение совмещенного алгоритма

Для синтеза такой системы в качестве модели наблюдений был взят не сигнал на выходе АЦП, а сигналы коррелятора, работающего в контуре ССЧ, а также параметры опорного сигнала коррелятора (рис. 2). Модель входных наблюдений описывается выражениями

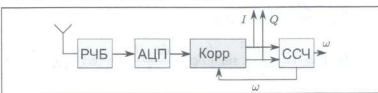


Рис. 2. Схема модели входных наблюдений

$$y = S + n \rightarrow$$

$$I_k = A_k h_{\text{нс},k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_f t_{k,l} + \omega_{0,k} l T_d + \varphi_k) \cos(\omega_f t_{k,l} + \tilde{\omega}_{0,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k) + \sum_{l=1}^L n(t_{k,l}) h_{\text{нс}}(t_{k,l} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_f t_{k,l} + \tilde{\omega}_{0,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k),$$

$$Q_k = A_k h_{\text{нс},k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_f t_{k,l} + \omega_{0,k} l T_d + \varphi_k) \sin(\omega_f t_{k,l} + \tilde{\omega}_{0,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k) + \sum_{l=1}^L n(t_{k,l}) h_{\text{нс}}(t_{k,l} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_f t_{k,l} + \tilde{\omega}_{0,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k).$$

**Синтез алгоритма совмещения режимов работы НАП.** В результате синтеза получен фазовый дискриминатор, работающий по выходным сигналам коррелятора, замкнутого в кольце ССЧ. Этот дискриминатор можно интерпретировать как известный в литературе дискриминатор вида  $\text{sign}(I)Q$ , но с предварительным «дворотом» квадратур на угол  $\delta\Phi_k$ , соответствующий фазе опорного сигнала коррелятора:

$$u_{\delta,\varphi} = -\text{sign}(I_k \cos(\delta\Phi_k) - Q_k \sin(\delta\Phi_k)) \times \\ \times (I_k \sin(\delta\Phi_k) + Q_k \cos(\delta\Phi_k)) \longleftrightarrow -\text{sign}(I_k)Q_k.$$

Так как управление опорным сигналом коррелятора также реализуется в ПО НАП, информация о его фазе доступна. Структурная схема дискриминатора представлена на рис. 3. Проведено имитационное моделирование и получены статистические характеристики нового дискриминатора: его дискриминационная характеристика (ДХ), крутизна ДХ и дисперсия шумов на выходе дискриминатора.

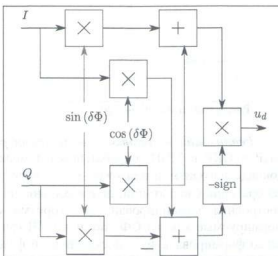


Рис. 3. Структурная схема фазового дискриминатора

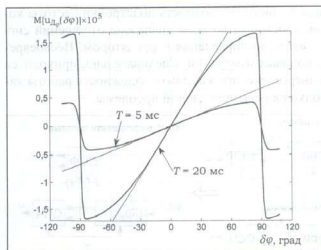


Рис. 4. Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора

Дискриминационная характеристика

$$U(\delta\varphi) = \frac{AL}{2} \times \sin\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{0,k}T}{2}\right) \operatorname{erf}\left(\sqrt{q_{c/n0}T} \cos\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{0,k}T}{2}\right)\right),$$

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $L$  – число отсчетов сигнала на интервале накопления в корреляторе;  $\delta\varphi_k = \varphi_k - \hat{\varphi}_k$ ,  $\delta\omega_{0,k} = \omega_{0,k} - \hat{\omega}_{0,k}$  – разница между истинными параметрами сигнала и соответствующими им экстраполяциями, сформированными в ССФ.

Вид дискриминационной характеристики представлен на рис. 4.

Крутизна ДХ и дисперсия шумов на выходе дискриминатора определяются следующими выражениями:

$$S_{ДХ} = \frac{AL}{2} \operatorname{erf}\left(\sqrt{q_{c/n0}T}\right),$$

$$D_{\varphi\delta}(\delta\varphi_k) = \left(\frac{AL}{2}\right)^2 \sin^2\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{0,k}T}{2}\right) \left(1 - \operatorname{erf}\left(\sqrt{q_{c/n0}T} \cos\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{0,k}T}{2}\right)\right)\right) + \frac{\sigma_n^2 L}{2}.$$

**Результат имитационного моделирования алгоритма совмещения режимов работы НАП.** Проведено моделирование нового и традиционного [1] алгоритмов. В результате получены зависимости СКОш оценивания фазы (рис. 5) и частоты (рис. 6) от отношения сигнал/шум. Результаты моделирования позволяют заключить, что переход к новой комбинированной схеме не приводит к ухудшению точностных характеристик как оценивания фазы, так и частоты навигационного сигнала. На прежнем уровне остаются и показатели чувствительности и помехоустойчивости.

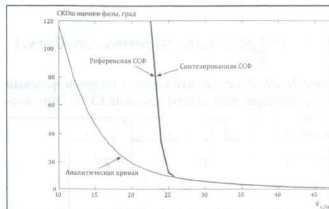


Рис. 5. СКОш оценивания фазы

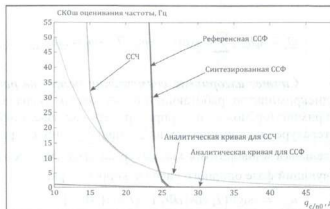


Рис. 6. СКОш оценивания частоты

**Реализация алгоритма совмещения режимов работы в образце НАП.** В рамках проводимых НИР и ОКР в МЭИ разрабатываются мелкие серии навигационных приемников. Представленный в докладе алгоритм реализован в многочастотной и мультисистемной НАП «Импала». Проведен ряд лабораторных испытаний, подтверждающих сохранение точностных характеристик алгоритма. Из идеи построения комбинированного алгоритма следует, что одновременно доступны оценки частоты, формируемые как в ССФ, так и в ССЧ (рис. 7). Таким образом, появляется возможность достаточно легко формировать флаг достоверности фазовых измерений на основе сравнения этих оценок. Оценки частоты обладают разными свойствами. Оценка частоты из ССФ – высокоточная при благоприятных

условиях. Оценка из ССЧ – надежная и формируется во всем диапазоне отношений сигнал/шум. Сравнение этих оценок между собой позволяет выявить начало срыва ССФ.

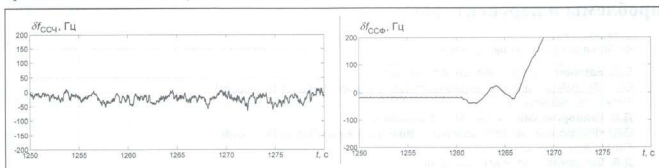


Рис. 7. Оценки частоты, формируемые ССФ и ССЧ

Главная идея по улучшению стабильности работы НАП в неблагоприятных условиях – не допускать ССФ до управления параметрами опорного сигнала коррелятора. Тогда сбои в ней не будут нарушать работы канала. В предлагаемом алгоритме ССФ и ССЧ работают одновременно, что позволяет отказаться от ряда режимов работы канала, тем самым упростив ПО. Как отмечалось ранее, системы работают одновременно, но обе формируют измерения частоты. Сравнение этих измерений между собой позволяет реализовать быстродействующие индикаторы достоверности для ССФ и индикаторы ложного захвата. При этом, за все эти преимущества не придется расплачиваться показателями точности, помехоустойчивости и чувствительности.

## Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд-е 4-е, перераб. и доп.. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.

## ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

### Основы космических информационных систем

Учебное пособие

Авторы

**Алексей Романов, Александр Романов**

Дано краткое систематическое изложение основных разделов курса: системное проектирование и анализ космических систем; физические основы функционирования космических информационных систем связи, навигации и дистанционного зондирования Земли; автоматизированные технологии сбора, обработки и усвоения спутниковых данных в геоинформационных системах (ГИС). Рассмотрены телекоммуникационные технологии передачи и обмена данными между распределенными проблемно-ориентированными базами данных, их практическое применение на примерах систем мониторинга различного целевого назначения. Изложены современные методы сбора и обработки геокодированных данных, получаемых в ходе спутниковых верификационных экспериментов. Представлена космическая информация, доступная пользователям в международных центрах по сети Интернет.

Для студентов старших курсов, обучающихся по специальностям «Радиотехника», «Космическая физика», «Системный анализ, управление и обработка информации». Может быть полезно аспирантам и научным работникам, специализирующимся в области прикладных задач дистанционного аэрокосмического зондирования, спутниковой навигации и космической связи.

По вопросам заказа и приобретения книги  
обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,

тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41

<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Сверхширокополосные сигналы в радионавигации: проблемы и перспективы

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**С.П. Баринов** – к.т.н., начальник отделения,  
ОАО «Российский институт радионавигации и времени» (Санкт-Петербург)  
E-mail: bar\_s@inbox.ru

**Д.В. Гайворонский** – к.т.н., вед. специалист,  
ОАО «Российский институт радионавигации и времени» (Санкт-Петербург)  
E-mail: dvgaivoronschi@gmail.com

**Д.В. Богданов** – мл. науч. сотрудник,  
ОАО «Российский институт радионавигации и времени» (Санкт-Петербург)  
E-mail: bogd13@inbox.ru

Проведен анализ технических проблем при использовании сверхширокополосные сигналы в радионавигации. Обоснованы основные ТТХ локальной РНС. Приведены результаты экспериментальных исследований.

**Ключевые слова:** сверхширокополосные сигналы, радионавигация, экспериментальные исследования.

*Technical problems analysis of using of superwideband signals in radio navigation is performed. Main technical characteristics are based. Experimental results are described.*

**Keywords:** superwideband signals, radio navigation, experimental results.

Лидирующее положение глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в сфере предоставления навигационных услуг определяется рядом важных потребительских качеств, в том числе, их высокими характеристиками по точности, доступности, непрерывности. Вместе с тем существует широкий спектр задач, условий и областей применения навигационных технологий, в которых определения координат места по ГНСС невозможны или имеются высокие риски их срыва. В первую очередь это касается случаев затенений и отсутствия радиовидимости навигационных космических аппаратов (НКА) ГНСС в условиях замкнутых пространств. Для решения этих проблем в настоящее время ведутся разработки по направлениям, одним из которых является создание функциональных дополнений ГНСС, призванных предоставить навигационную поддержку потребителям в отсутствии сигналов основной системы.

### *Технические проблемы при приеме радиосигналов в условиях замкнутых пространств*

- Эффект ослабления сигнала в преградах, расположенных на трассе его распространения.
- Эффект многолучевости, вызванный наличием на входе приёмника отражённых от окружающих объектов сигналов.
- Эффект «близости–дальности», накладывающий повышенные требования к динамическому диапазону навигационного приемника.

Условия многолучевого распространения радиоволн приводит к интерференционным явлениям. Разделение сигналов при многолучевом распространении основывается на особенностях автокорреляционной функции (АКФ) сигнала, сформированного передатчиком. АКФ должна иметь условную длительность по времени меньше, чем минимальная разность времени прихода лучей в радиоканале. Кроме этого, погрешность определения максимума АКФ по времени в присутствии помех должна соответствовать требуемой точности позиционирования. В частности, при точности позиционирования  $\pm 1$  м, погрешность определения прихода прямого сигнала по времени не должна быть больше  $\pm 3$  нс. Учитывая взаимосвязь длительности АКФ по времени и ширины по частоте энергетического спектра сигнала, в рассматриваемом случае необходимы сигналы с полосой частот порядка 300 МГц и выше. К примеру, тестирование сетевого оборудования NanoLOC (спектр сигнала 20 МГц) показало, что в пределах прямой видимости измерения были правильные на расстоянии до 25 м. Но при наличии даже не преград, а

близко расположенных выступов, происходит искажение показаний приемника NanoLOC. Отмечалось, что присутствие человека на линии распространения сигнала также искажает показания приемника.

Формирование сигналов с полосой спектра 300–500 МГц успешно освоено в рамках технологии UltraWideBand (UWB) и регламентируется требованиями Международного Стандарта UWB, IEEE 802.15.4.f. Такие широкополосные (СШП) сигналы способны обеспечивать высокую разрешающую способность, сверхскоростную передачу данных, обладают хорошей проникающей способностью сквозь стены и перекрытия зданий, обладают высокой стойкостью к многолучевому искажению в пределах зданий. Указанные свойства СШП сигналов имеют важное значение для создания перспективных средств связи, локации и навигации.

Для проверки потенциальных возможностей навигации в условиях затенений и переотражений сигнала с применением UWB-технологии был произведен предварительный расчет энергопотенциала радиоканала и оценена ожидаемая точность радиодальномерных измерений.

Потери на трассе рассчитывались как сумма потерь сигнала в свободном пространстве и в стенах

$$P(d)/P_0 = 10\alpha \log_{10}(d) + N_{\text{wall}} P_{\text{wall}}, \text{ дБ}, \quad (1)$$

где  $\alpha = 2$  – коэффициент затухания для свободного пространства;  $N_{\text{wall}}$  – общее число стен;  $P_{\text{wall}}$  – потери в одной стене.

При этом отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе согласованного фильтра приемника принималось равным  $q = 10$  дБ, длительность импульса  $\Delta = 2 \cdot 10^{-9}$  с, затухание в одной стене  $P_{\text{wall}} = 13$  дБ, а число стен  $N_{\text{wall}} = 3$ .

Результаты расчетов, выполненные в соответствии с (1) сведены в табл. 1 и представлены в виде графика (рис. 1).

Таблица 1. Значения минимальной мощности передатчика для  $q = 10$  в точке приема

$d$ , м	Потери на трассе распространения $P(d)/P_0$ , дБ	Пиковая мощность $P_p$ , Вт	Средняя мощность с учетом скважности 1:500 $\bar{P}_p$ , мВт
50	73	0,0069	0,0137
100	79	0,0274	0,0548
500	93	0,6851	1,3702
1000	99	2,7404	5,4809

Из таблицы следует, что на расстояниях от 50 до 1000 м потери составляют 26 дБ, что соответствует достижимым в настоящее время значениям динамического диапазона навигационной аппаратуры потребителей (НАП).

Таким образом, можно полагать, что система позиционирования с СШП сигналом и с характеристиками радиоканала, приведенными выше, обеспечит навигационную поддержку потребителей, находящихся в зданиях и сооружениях на удалениях от опорной станции от 50 до 1000 м.

Аналогичные расчеты, выполненные для радиотрасс, проходящих в лесистой местности, показали, что навигационные измерения с использованием СШП сигналов возможны на расстояниях до 10 км при пиковой мощности передатчика 20 Вт.

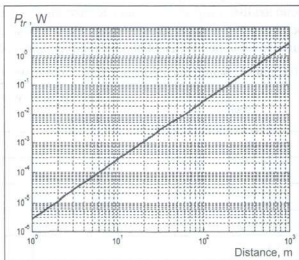


Рис. 1. График зависимости пиковой мощности передатчика от длины радиотрассы

Санитарные правила и нормы СанПиН 2.2.4/2.1.8.055-96 (СанПиН) налагают определенные ограничения на электромагнитное излучение промышленных и бытовых установок:

установка и эксплуатация радиопередатчиков средств, работающих в диапазоне частот 30 МГц – 300 ГГц, подлежит контролю и согласованию с учреждениями государственного санитарно-эпидемиологического надзора;

установленных вне зданий, с максимальной мощностью, превышающей 2 Вт; носимых, используемых на рабочих местах, если их номинальная высокочастотная мощность превышает 0,05 Вт.

Выше было показано, что для замкнутых пространств дальность действия в 1000 м обеспечивается при мощности излучения навигационного сигнала 2,7 Вт и более. Так как это значение в 50 раз превышает допустимую величину навигационного сигнала, установленную СанПиН для носимых устройств, то для реализации навигационных определений в системе с СШП сигналом «активный дальномерный» принцип измерений использован быть не может. При использовании беззапросных принципов измерений возрастают требования к точности синхронизации передатчиков СШП сигналов, которые могут быть реализованы как с помощью высокостабильных квантовых стандартов частоты, так и синхронизирующих приемников ГНСС.

Потенциальная точность радиодальномерных измерений оценивалась с использованием формулы Вудворда для среднего квадрата ошибки измерения запаздывания сигнала:

$$\sigma\{\hat{\tau}\} \approx \frac{1}{2\pi W_{\text{rms}} q}, \quad q \gg 1, \quad \text{с}, \quad (2)$$

где  $W_{\text{rms}}$  – среднеквадратическая ширина полосы сигнала.

При значениях  $W_{\text{rms}} = 500$  МГц и  $q = 10$  потенциальная точность измерения радионавигационного параметра, вычисленная в соответствии с выражением (1), составляет 1 см (для уровня вероятности 0,68).

В реальной обстановке погрешность позиционирования во многом будет зависеть от точности синхронизации передатчиков и приемника. По оценкам специалистов ОАО «РИРВ» для вышеуказанных расстояний вклад данного факта в результирующую погрешность не превысит 1 нс, что эквивалентно 30 см.

Для подтверждения теоретических оценок и определения реально достижимых характеристик по точности и дальности позиционирования потребителя в закрытых помещениях при приеме сигналов локальной радионавигационной системы (РНС) с уровнями мощности излучения передатчиков, ограниченными санитарными нормами, в ОАО «РИРВ» был спланирован и проведен *натурный эксперимент*.

Для оценки уровня ослабления и искажений СШП сигналов, вносимых строительными конструкциями, была собрана испытательная установка, представляющая собой две антенны, расположенные с противоположных сторон стены на расстоянии  $d$ , к одной из них подключен генератор импульсов, ко второй – осциллограф и спектроанализатор. Результаты измерений представляют собой набор спектрограмм и осциллограмм, по итогам обработки которых получены численные значения, представленные в табл. 2.

**Таблица 2. Затухание сигнала (дБ) и его задержка (нс) в основных типах строительных конструкций**

Условия	Ослабление/задержка сигнала		Параметры сигнала
	Стена – кирпич	Стена – бетон	
Толщина, м	0,48	0,52	Амплитуда 125 – 133 дБмкВ Длительность импульса 5 нс Период повторения 40 нс
$d$ , м	1,5	2	
$f_1$ , 1 ГГц	4/0,6	18/1,6	
$f_2$ , 2 ГГц	9/0,6	30/1,6	
$f_3$ , 5 ГГц	12/-	-/-	

Для оценки возможности приема СШП сигнала при работе в условиях помеховой обстановки мегаполиса и длине радиотрассы 100 м собрана испытательная установка, схема которой представлена на рис. 2. В установке в качестве измерительного оборудования использовались: PG1 – генератор SMF 100 A; WA1 – измерительная антенна П6-23 А; WA2 – ненаправленная антенна; PV1 – осциллограф DSO 80604В; PV2 – анализатор спектра СК4 БЕЛАН 32.

Результаты измерений представлены на рис. 3.

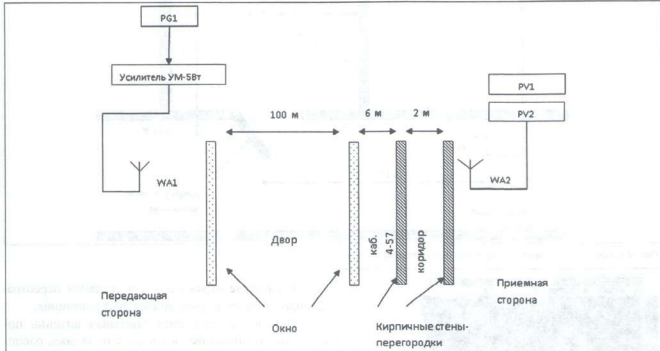


Рис. 2. Схема эксперимента по приему СШП сигнала в условиях затенения и помех

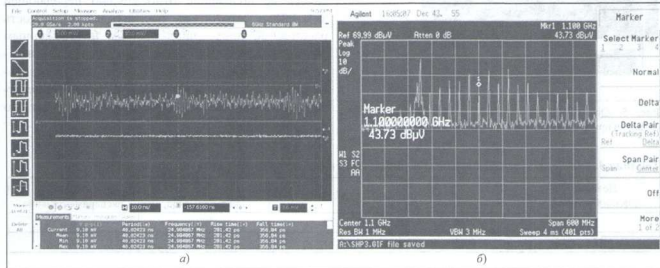


Рис. 3. Осциллограмма (а) и спектрограмма (б) принятого СШП сигнала

Анализ полученных результатов подтверждает возможность селекции «затененного» СШП сигнала на фоне множества помех, вносимых сторонними передающими устройствами, в том числе базовыми станциями сотовой связи.

Для исследования возможности разделения сигналов при наличии многолучевости в помещении была собрана измерительная установка (рис. 4).



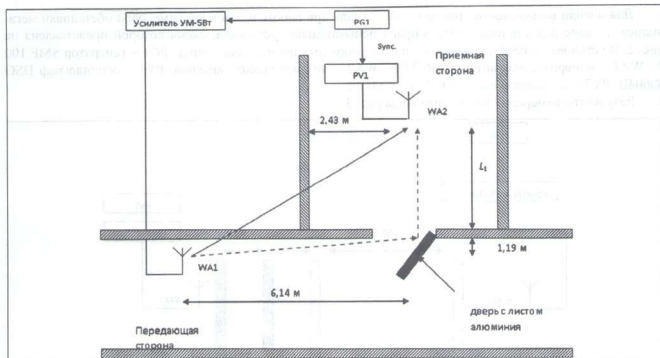


Рис. 4. Схема эксперимента с эффектом переотражения сигнала.

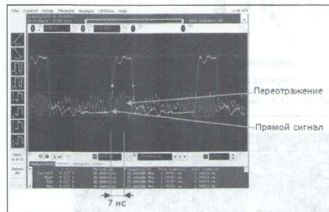


Рис. 5. Оциллограммы прямого и отраженного СШП-сигналов при второй позиции приемной антенны

В качестве отражателя для создания переотраженного луча на дверь крепился лист алюминия.

В ходе эксперимента приемная антенна поочередно устанавливалась в двух позициях, расположенных на расстоянии  $\approx 1$  м. При этом фиксировалось ее положение относительно передающей антенны и отражателя, рассчитывалась разность расстояний, проходящих прямым и отраженным лучами  $\Delta L$ , которая, затем пересчитывалась в задержку времени прихода сигналов  $\Delta t$ . Одновременно по оциллографу измерялось смещение отраженного сигнала относительно прямого, как это показано на рис. 5.

Результаты эксперимента сведены в табл. 3.

Таблица 3. Разность задержек прямого и отраженного сигнала для двух позиций антенны

Позиция приемной антенны	$L_1$ , м	$\Delta L$ , м	$\Delta t$ , нс теоретическое	$\Delta t$ , нс экспериментальное
1	2.78	1.72	5.70	6
2	3.84	2.15	7.16	7

Как видно из табл. 3, значения разности задержек прихода прямого и отраженного сигналов, полученные аналитически и экспериментально практически идентичны. Имеющиеся погрешности измерения задержки обусловлены малым отношением сигнал-шум в точке приема, а также выполнением оценки этого параметра по одному периоду следования импульсов. При длительности излучения импульса 5 нс (полоса сигнала 200 МГц) обеспечивается различимость отраженного сигнала, отстающего от прямого на 6 нс, что в пересчете в разность трасс распространения соответствует 1,8 м.

Полученный результат дает основание полагать, что использование СШП сигнала с более широкой полосой спектра (например, 500 МГц) обеспечит устойчивую работу навигационного приемника в сложных условиях закрытых помещений.

Выполненные исследования позволили определить концептуальный облик функционального дополнения ГНСС для навигации в замкнутых пространствах в виде локальной мобильной РНС и обосновать етосовные тактико-технические характеристики (ТТХ). Представляется, что в основу построения такой системы должен быть положен принцип «бесшовной» навигации, предполагающий неразрывность навигационного обслуживания потребителя ГНСС, перемещающегося через затененные и открытые для радионавигационных сигналов участки маршрута движения. Данный принцип реализуется за счет использования в РНС единых с ГНСС систем отчета координат места и времени.

Базовым структурным элементом локальной РНС, реализующим функцию радионавигационного ориентира, является опорная станция (ОС), представляющая собой комплекс технических средств.

#### Функции опорной станции

- Определение текущих координат своего места и точного времени по сигналам системы ГЛОНАСС.
- Формирование навигационных сигналов, содержащих данные о своих координатах и другую служебную информацию, предназначенную для локальных потребителей.
- Излучение навигационных сигналов для позиционирования в закрытом пространстве в шкале точного времени.
- Обмен данными и служебной информацией по радиоканалу со специализированным пунктом управления и потребителями.

#### Функции, реализованные в НАП для работы в сети ОС

- Прием навигационных сигналов ОС и ГЛОНАСС.
- Обработка сигналов и решения навигационной задачи в геоцентрической системе координат ПЗ 90.11.
- Визуализация навигационной информации в заданном формате.
- Передача и прием служебной информации по радиоканалу.
- Декодирование и кодирование служебных сообщений.

Для обеспечения действий оперативных служб предполагается разворачивать мобильные ОС по внешнему периметру зданий (сооружений) для осуществления навигационной поддержки с требуемой точностью как на подходах к объектам, так и внутри их (рис. 6).

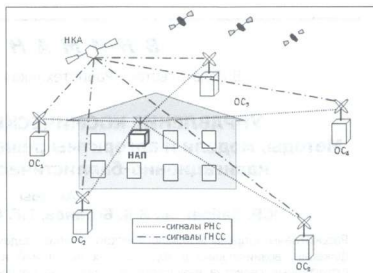


Рис. 6. Размещение мобильных ОС

#### Основные ТТХ локальной РНС, достижимые на данный период времени

- Дальность действия от наиболее удаленной опорной станции:
  - для работы в помещениях – не менее 1000 метров;
  - для работы в горно-лесистой местности – не менее 10000 м.
- Предельные (по уровню вероятности 0,95) погрешности определения текущих значений координат места:
  - для работы в помещениях – не более 1 м;
  - для работы в горно-лесистой местности – не более 3 м.
- Рабочий диапазон частот – 1000...2000 МГц (уточняется на этапе ЭП).
- Полоса спектра сигнала – 500 МГц.

Рассматривая перспективы развития системы ГЛОНАСС до 2030 г. и последующий период, целесообразно изучить возможности кардинального расширения спектра ее сигналов с целью преодоления проблем затенения НКА и многолучевости на системном уровне.

Проведен анализ технических проблем при использовании сверхширокополосные сигналы в радионавигации. Показано, что использование СШП сигнала с более широкой полосой спектра (например, 500 МГц) обеспечит устойчивую работу навигационного приемника в сложных условиях закрытых помещений. Обоснованы основные ТТХ локальной РНС, достижимые на данный период времени.

## **ВНИМАНИЕ!**

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

### **УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ** **Методы, модели и алгоритмы решения некорректных задач** **навигационно-баллистического обеспечения**

**Авторы**

**К.Р. Байрамов, В.В. Бетанов, Г.Г. Ступак, Ю.М. Урличич**

Рассмотрены вопросы морфологического анализа задач статистического оценивания и идентификации, возникающие в ходе летных испытаний и эксплуатации космических аппаратов, структурные свойства измерительных задач на образе объект-системы. Даны понятия обобщенной корректности и технологической модели решения указанных задач навигационно-баллистического обеспечения для управления космическими аппаратами. Проведен анализ эффективности применения разработанных технологических моделей.

*Для специалистов в области проектирования, создания и эксплуатации перспективной космической техники, комплексов управления космическими аппаратами. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по специальностям «Радиотехника», «Космическая физика» и «Системный анализ, управление и обработка информации».*

По вопросам заказа и приобретения книги  
обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

---

## СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС

---

### Реализация алгоритмов пространственно-временной обработки

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.С. Ефименко** – д.т.н., профессор, начальник отдела НИР Департамента навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»

E-mail: vefimenko@abselectro.com

**А.В. Пастухов** – к.т.н., начальник отдела ОКР Департамента навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»

E-mail: apastukhov@abselectro.com

**Д.Н. Ворончихин** – мл. науч. сотрудник, Департамента навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»

E-mail: dvoronchikhin@abselectro.com

Представлены и обсуждены некоторые вопросы реализации оптимального пространственного фильтра – бимформера. Основное внимание уделяется вопросу вычислительной сложности этой проблемы. Рассмотрены возможные структуры бимформера и варианты их реализации с использованием различных аппаратных средств, дается примерная оценка сложности. Приведены возможные варианты реализации пространственных алгоритмов для случаев навигационной аппаратуры пользователя и системы связи.

**Ключевые слова:** пространственная обработка, бимформер, многоканальный компенсатор, реализация алгоритма, ПЛИС, процессор.

Some problems of optimal spatial filter (beamformer) implementation are discussed in the report. Most attention is paid to computational complexity aspect. Beamformer structures, implementation modification with various hardware devices and approximate computational complexity estimation is discussed. Two cases of spatial processing implementation in radio navigation and telecommunication are introduced.

**Keywords:** space adaptive processing, beamformer, multichannel canceller, algorithm implementation, FPGA, processor.

Достижение высокого уровня подавления помех «автокомпенсаторов» потребовало специальных теоретических и экспериментальных исследований. В результате в реальном малогабаритном устройстве с 4-элементной антенной решеткой удалось достичь уровня подавления помех ~50..55 дБ [1].

#### *Преимущества алгоритмов с фокусировкой антенной решетки (АР)*

- Обеспечиваемый выигрыш мало зависит от условий помеховой обстановки, в частности, он обеспечивается как при наличии, так и при отсутствии помех.
- Обеспечиваемое фокусировкой повышение ОСШ вполне сравнимо с выигрышем за счет методов повышения помехозащищенности, реализуемых, например, в самих приемниках ГНСС (некогерентные или одноэтапные алгоритмы, инерциальная поддержка и др.).
- Основные затраты на реализацию алгоритмов фокусировки сводятся к увеличению только числа цифровых корреляторов, что в современных специализированных интегральных схемах не представляет особых проблем.
- В радионавигации фокусировка обеспечивает существенное увеличение среднего числа непораженных помехой направлений на спутники.
- БФ обеспечивает уменьшение влияния многолучевости, не искажает фазу полезного сигнала и является важнейшим элементом помехоустойчивости угломера.

Проблемы реализации адаптивного формирователя лучей (АФЛ) по большей части лежат в области цифровых технологий, требования к которым существенно выше тех, что предъявляет реализация автокомпенсатора.

Основное внимание уделено рациональному представлению оптимального пространственного фильтра и блока режекции помех и вычислительным аспектам проблемы реализации АФЛ.

**Оптимальный алгоритм пространственной обработки.** АФЛ [2], или бимформер, – с точностью до константы сводится к формированию взвешенной (с весом  $\beta$ ) суммы выходов  $\xi_r$  элементов АР:

$$\gamma_r = \beta^H \xi_r = c \mathbf{H}^H (\mathbf{N}^{-1} \xi_r), \quad (1)$$

где  $\gamma_r$  – выход АФЛ;  $\mathbf{N} = M \{ \xi_r \xi_r^H \}$  – эрмитова матрица корреляций выходов антенной решетки;  $\mathbf{H}$  – вектор, описывающий амплитудно-фазовое распределение полезного сигнала на антенных элементах;  $(\cdot)^H$  – операция эрмитова сопряжения.

Алгоритм АФЛ получен из синтеза по критерию, связанному с информационными параметрами. Однако такой же, как у АФЛ вектор весовых коэффициентов можно получить, используя метод наименьших квадратов:

$$\beta = \min^{-1} |\beta^H \xi_r|^2 \text{ при ограничении } \beta^H \mathbf{H} = 1. \quad (2)$$

Отсюда – между АК и АФЛ пропасти нет, поскольку для АК

$$\beta = \min^{-1} |\beta^H \xi_r|^2 \text{ при ограничении } \beta_1 = 1. \quad (3)$$

**Главные составляющие алгоритма АФЛ (рис. 1)**

- Режекция помехи, отражаемая в выражении (1) умножением вектора наблюдения с выходов АР на матрицу  $\mathbf{N}^{-1}$ , содержащую все пространственные характеристики помехи:

$$\eta_r = \mathbf{N}^{-1} \xi_r. \quad (4)$$

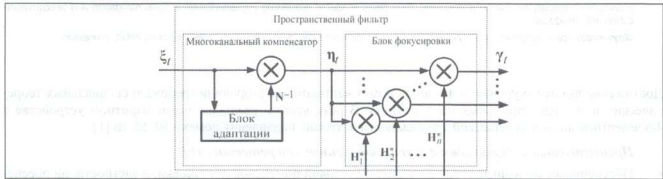


Рис. 1. Схема АФЛ

- Выход  $\eta_r$  содержит столько же очищенных от помех компонент, каково число элементов АР.
- Объединение элементов полезного сигнала, содержащихся во всех компонентах  $\mathbf{N}^{-1} \xi_r$ . Эта составляющая осуществляется умножением  $\eta_r$  на вектор  $\mathbf{H}^H$ , эрмитово сопряженный множителю  $\mathbf{H}$  во входном наблюдении и обеспечивающий равенство фаз полезных сигналов при сложении. В пространстве такое когерентное сложение эквивалентно фокусировке антенны в направлении на источник излучения полезного сигнала.

Матрица  $\mathbf{N}^{-1}$  практически во всех радиотехнических задачах неизвестна и должна оцениваться в блоке адаптации. При условии, что нам известны векторы  $\mathbf{H}_i$  (что характерно для задач радионавигации), вся адаптация сводится к оценке матрицы  $\mathbf{N}^{-1}$ . В случае стационарной (квазистационарной) помеховой ситуации алгоритм вычисления  $\mathbf{N}^{-1}$  фактически сводится к прямому накоплению матрицы помех и ее обращению.

Преимущество представления с выделением многоканального компенсатора (МКК) связано с необходимостью для приемников одновременного приема множества полезных сигналов. На схеме это приводит только к размножению блоков фокусировки для различных  $H_i$ , соответствующих различным источникам сигнала. При этом первый, наиболее сложный, блок режекции помех – блок МКК – оказывается общим. Важно отметить, что МКК не зависит от полезного сигнала и может быть реализован в виде отдельного модуля.

**Задачи, возникающие в процессе реализации БФ.** Эти задачи связаны с цифровой реализацией в реальном времени матричных операций типа решения систем линейных уравнений и обращения матриц.

Современная вычислительная линейная алгебра – бурно развивающаяся наука. Главная проблема, рассматриваемая ею, – это проблема решения систем линейных уравнений. В настоящее время разработано множество методов, упрощающих эту задачу, которые, в частности, зависят от структуры матрицы системы. Большинство методов основано на представлении матрицы в виде произведения других матриц специального вида или матричных разложениях. Как правило, после определенного разложения матрицы задача линейной алгебры существенно упрощается.

Реализация на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) предполагает вычисления на основе представления чисел в формате фиксированной точки, что существенно затрудняет решение задач пространственной обработки на основе обычных вычислительных методов и заставляет искать устойчивые в вычислительном плане алгоритмы. Для реализации желательно использовать алгоритмы, допускающие возможность параллельных (конвейерных) вычислений.

**Реализация алгоритма АФЛ.** Главное внимание будем уделять наиболее трудоемкой части БФ – МКК.

Считая, что наблюдение осуществляется в интервале стационарности ( $t = 1, \dots, T$ ) помеховой ситуации, введем матрицу наблюдений  $y = (\xi_1 \ \xi_2 \ \dots \ \xi_T)$  и матрицу выходов МКК  $z = (\eta_1 \ \eta_2 \ \dots \ \eta_T)$ . Тогда из выражения (4) следует, что матрица  $z$  может быть получена как решение матричного уравнения

$$Nz = y. \quad (5)$$

В схеме, показанной на рис. 2, операции с повышенными требованиями к быстродействию – накопления матрицы  $N = \sum \xi_i \xi_i^H$  и пространственной фильтрации  $\eta_i = N^{-1} \xi_i$  – рационально поручить ПЛИС, а матричное обращение (его можно выполнять один раз в 1...10 мс) передать встроенному в ПЛИС или внешнему процессору.

Операцию обращения матрицы  $N$  можно выполнять и на ПЛИС, однако представленные далее схемы в большей степени приспособлены для этого, поскольку позволяют обойтись не только без накопления матрицы  $N$ , но и без ее обращения.

Если заменить матрицу  $N$  ее максимально правдоподобной оценкой  $N = \sum \xi_i \xi_i^H = yy^H$ , станет понятно, что (5) относится к так называемым системам нормальных уравнений, поскольку (5) принимает вид

$$yy^H z = y. \quad (6)$$

Используем QR-преобразование, основанное на возможности представления произвольной матрицы в виде произведения матрицы  $Q$  и верхней треугольной матрицы  $R$ , т.е.  $y^H = QR$ ,  $Rz = Q^H y$ . Структура, представленная на рис. 3, применима, если краевые эффекты в QR-преобразовании не вносят существенного искажения в результат вычисления матрицы  $Q$ , что справедливо, например, при использовании в QR экспоненциального окна.

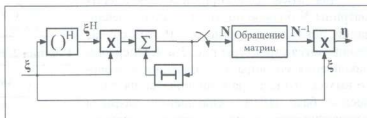


Рис. 2. Схема МКК с накоплением и обращением матрицы  $N$

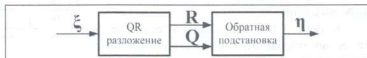


Рис. 3. Первый вариант структуры МКК без накопления матрицы  $N$ , но и без ее обращения

При выполнении преобразований промежуточным результатом является уравнение  $R^H R z = y$ , которому соответствует структура на рис. 4.

Блоки прямой и обратной подстановки – эффективная реализация решения системы линейных уравнений для нижней и верхней треугольных матриц соответственно.

**Реализация АФЛ на современной элементной базе.** Она возможна в нескольких вариантах, например, рис. 5, а и б.

В принципе, возможно также использование ASIC – наиболее компактного решения, но этот вариант может быть слишком дорогим для небольшой серии.

**Варианты реализации.** Для удобства расчета и описания были выбраны следующие аппаратные и программные средства (бюджетный вариант разработки фирмы Altera 2–4-хлетней давности [3]): ПЛИС Altera Cyclone V 5CEFA9F2317; программный процессор Nios для Cyclone V; аппаратный процессор ARM Cortex-A9.

Для МКК с алгоритмом накопления матрицы N больше подходит вариант реализации, показанный на рис. 5, б. В этом случае реализуются структуры рис. 3 и 4. Операции накопления матрицы и вычисления итогового выходного вектора выполняются на логической базе ПЛИС. Обращение матрицы осуществляется в процессоре с последующим возвращением результата для дальнейших операций.

В табл. 1 и 2 приведены требуемые количество операций с плавающей точкой и время выполнения в аппаратном (ARM) и программном (Nios) процессорах для заданных математических функций [5].

МКК, соответствующий рис. 3 и 4, реализуем полностью на ПЛИС. Для эффективного выполнения алгоритма необходимо использовать систолический вариант QR-разложения с использованием вращений Гивенса (рис. 6), обеспечивающий обновление решений в темпе поступлений входных отсчетов сигнала. Схема, изображенная на рис. 6, основана на использовании двух типов процессорных элементов. В граничном процессоре ГП выбираются параметры вращения входного двухкомпонентного вектора, необходимые для обновления его второй компо-

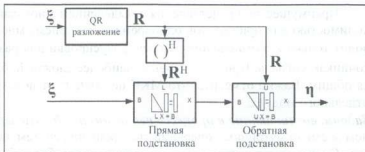


Рис. 4. Второй вариант структуры МКК без накопления матрицы

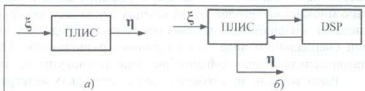


Рис. 5. Реализация АФЛ «полностью на ПЛИС» (а) и «на ПЛИС и процессоре» (б)

Таблица 1. Количество операций

Математическая функция	Количество операций в ARM (флопов)	Количество комплексных операций в Nios	
		КС	КУ
Разложение Холецкого	$4M^2/3$	$M^2/6$	$M^2/6$
Прямая или обратная подстановка	$4M^2$	$M^2/2$	$M^2/2$

Таблица 2. Время выполнения операций, мкс

M	Разложение Холецкого		Прямая и обратная подстановки (в сумме)	
	ARM	Nios	ARM	Nios
4	0,21	5,0	0,32	7,5
20	26,7	622,2	8	186,7
60	720	16800	72	1680

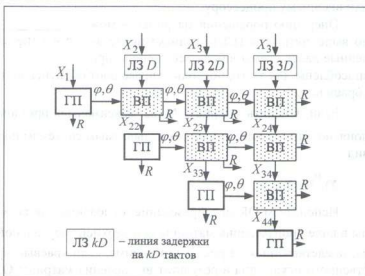


Рис. 6. Систолическая схема QR алгоритма

ненты. Внутренний процессорный элемент ВП осуществляет поворот на вычисленные ГП углы.

Преобразование Гивенса обладает хорошими свойствами для применения в треугольном систолическом массиве, состоящем из двух типов элементов, называемых *граничной* и *внутренней ячейками*. Элементы, на которых происходит вращение, –  $x$  и  $R$ , где  $x$  – входное значение ячейки, а  $R$  – значение, которое содержится в памяти этой ячейки. Параметры вращения вычисляются в граничной ячейке так, что входное значение  $x$  этой ячейки обнуляется, а значение  $R$  обновляется в соответствии с этим вращением и сохраняется для следующей итерации. Параметры вращения затем проходят по всем остальным внутренним ячейкам (в виде квадрата) строки, продолжая вращение.

Для цифровой реализации на ПЛИС, как правило, представляющих числа с фиксированной точкой, можно организовать так называемый CORDIC-процессор, принцип функционирования которого в использовании итерационного алгоритма на базе операций сдвига и сложения.

**Задача реализации АФЛ для приема сигналов ГНСС.** Это совершенно естественная и относительно простая задача. Во-первых, в навигационных задачах известно направление на спутники и по ним можно рассчитать необходимые для фокусировки векторы  $\mathbf{H}$ . Во-вторых, сигнально-помеховая обстановка изменяется относительно медленно, поэтому требования к быстродействию аппаратных средств не слишком высокие.

Первый вариант реализации АФЛ для приемника ГНСС соответствует схеме, показанной на рис. 2, с накоплением матрицы и пространственной фильтрацией на ПЛИС и обращением матрицы на процессоре. Задержка в вычислении  $N^{-1}$  фактически включает интервал накопления  $T$  и время на обращение матрицы и определяет допустимую динамику носителя приемника. Для малоподвижных объектов экономия ресурсов ПЛИС возможна за счет уменьшения темпа поступления выборки для накопления матрицы.

О задержке на операцию обращения можно судить по табл. 3.

Таблица 3. Данные о выполнении операций в процессорах для разной размерности входного вектора  $M$

Операция	$M$	Число тактов	Время выполнения, нс	Количество требуемых умножителей
Формирование матрицы (ПЛИС)	4	5	35	30
	20	15	100	60
	60	35	250	180
Обращение матрицы (процессор)	4	205	530	–
	20	13827	34700	–
	60	316680	792000	–
Умножение $N^{-1}\xi$ (ПЛИС)	4	6	40	48
	20	30	220	60
	60	70	470	180

Для динамичных объектов возможен вариант реализации МКК без накопления матрицы (рис. 3 и 4). Если для систолического блока QR использовать экспоненциальное окно, тогда предпочтительна более экономичная схема (рис. 3). Для блоков подстановки также следует использовать систолическую структуру.

**Системы связи с ППРЧ.** Для этих систем большая часть проблем и их возможных решений в технической реализации алгоритма АФЛ близка решенным для БФ ГНСС.

**Условия, характерные для технической реализации**

- Наличие дефицита как времени наблюдения (или объема входных отсчетов сигнала), так и времени обработки (или задержки выдачи сформированных выходов корреляторов).
- Большой динамический диапазон сигнала.



- Фокусировка на источник сигнала в связанном приемнике крайне желательна из-за высокой вероятности режекции сигнального направления.
  - Фокусировка должна осуществляться при неизвестном направлении на источник сигнала.
- Для условий системы связи с ППРЧ использован специально синтезированный оптимальный алгоритм ПВОС [4], обеспечивающий минимальную вероятность ошибки оценки приема цифрового сигнала. Его реализация с использованием QR-преобразования возможна в виде структуры, показанной на рис. 7.



Рис. 7. Структура АФЛ для системы связи с ППРЧ

фиксированной точкой  $s_{fix}(18,6)$ , число итераций CORDIC – 10. При этом общая задержка при реализации четырехэлементной антенной решетки без временных отводов составила ~20 мкс при загрузке ПЛИС ~50%.

Дополнительный выигрыш в помехоустойчивости за счет такого АФЛ составляет 25...30 дБ. Опыт реализации антенных компенсаторов следует использовать при реализации бимформеров. Основные трудности реализации АФЛ связаны с цифровой частью. Возможность различных интерпретаций оптимальных пространственных фильтров позволяет гибко подходить к выбору аппаратной платформы для реализации АФЛ. Реализация АФЛ для приемников ГЛОНАСС вполне возможна на элементной базе типа разработок фирмы Altera 2-х–4-хлетней давности.

## Литература

1. Харисов В.Н., Ефименко В.С., Осаняся А.А. и др. Оценка характеристик подавления помех приемникам ГНСС с антенными решетками в реальных условиях // Радиотехника. 2013. № 7. С. 132–136.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд-е 4-е, перераб. / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.
3. An Independent Analysis of Floating-point DSP Design Flow and Performance on Altera 28-nm FPGAs // Berkeley Design Technology, Inc. 2013. [http://www.bdti.com/MyBDDT/pubs/2012\\_Altera\\_FloatingPoint\\_Design.pdf](http://www.bdti.com/MyBDDT/pubs/2012_Altera_FloatingPoint_Design.pdf).
4. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Алгоритмы оптимальной фильтрации при пространственно-многоканальном приеме в условиях быстрых изменений сигнально-помеховой ситуации // Радиотехника. 1992.
5. Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix computations. 2nd ed. Johns Hopkins Series in the Mathematical Sciences. V. 3. Johns Hopkins University Press. Baltimore, MD. 1989.

## ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

### Радиоавтоматика

Авторы

**А.И. Перов, В.Н. Замолдчиков, В.М. Чиликин**

Изложены принципы действия, способы математического описания, методы анализа качества работы и синтеза систем радиоавтоматики. Рассмотрены структурные схемы. Дан анализ устойчивости, точности непрерывных и дискретных систем радиоавтоматики. Большое внимание уделено математическому описанию и структурным схемам непрерывных и дискретных систем методами пространства состояний. Весь теоретический материал подкреплен примерами и контрольными вопросами.

Для студентов, обучающихся по направлению подготовки специалистов 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы» и направлению подготовки бакалавров 210400 «Радиотехника», а также для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием систем радиоавтоматики.

По вопросам заказа и приобретения книги обращайтесь в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Особенности применения нерадиотехнических измерителей в угломерной НАП

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.В. Гребенников** – к.т.н., начальник сектора 4101, ОАО «НПП Радиосвязь» (г. Красноярск)

E-mail: berg24@mail.ru

**А.П. Кудревич** – аспирант, базовая кафедра «Радиоэлектронная техника информационных систем»,

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (г. Красноярск)

E-mail: kudry@inbox.ru

**А.А. Оганесян** – к.т.н., доцент, зам. директора,

Департамент навигационных и связанных систем ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)

E-mail: glonass-gnss@yandex.ru

Рассмотрены особенности и варианты реализации комплексирования нерадиотехнических измерителей, в частности микроэлектромеханических инерциальных датчиков, с навигационной аппаратурой потребителя, обеспечивающей определение пространственной ориентации по сигналам ГНСС.

**Ключевые слова:** спутниковая навигация, ГНСС, ИНС, МЭМС, комплексирование, пространственная ориентация.

This article describes INS and GNSS integration features and methods. Particularly, article deals with using low-cost MEMS-based accelerometers and gyroscopes and GNSS receiver with attitude determination.

**Keywords:** satellite navigation, GNSS, INS, MEMS, attitude determination.

Обеспечение устойчивого функционирования навигационной аппаратуры потребителей (НАП), в условиях ограниченной радиовидимости сигналов от космических аппаратов ГНСС, например, из-за интенсивных маневров объекта, в высотной городской и горной местностях, а также в условиях воздействия помех является актуальной задачей. Одним из путей ее решения является использование дополнительной информации от нерадиотехнических систем. Известно, что совместная (комплексная) обработка информации, получившая название – «комплексирования» – позволяет построить интегрированную систему, состоящую из НАП ГНСС и нерадиотехнических измерителей навигационных параметров (НРИ). Тематика комплексирования не нова и достаточно широко освещается в литературе [1, 2]. В основном, научные изыскания в данной области направлены на исследование и разработку алгоритмов комплексирования одноантенной НАП и отдельных элементов инерциальных систем навигации, в частности малогабаритных микроэлектромеханических сенсоров (МЭМС) – датчиков ускорений и угловых скоростей, лазерных и волоконно-оптических гироскопов (ВОГ). Применение в интегрированных системах угломерной НАП (УНАП), обеспечивающей, наряду с определением координат и скорости, определение параметров пространственной ориентации объектов, дает определенные преимущества при построении интегрированных систем навигации по сравнению решениями на основе одноантенной НАП.

**Особенности комплексирования одноантенной НАП и НРИ.** Общая идея комплексирования НАП/НРИ заключается в том, что системы, функционирующие на различных физических принципах измеряют одни и те же навигационные параметры в разных системах координат – функционально связанные через параметры пространственной ориентации. Не наблюдаемые непосредственно параметры ориентации параметризуются и вычисляются в комплексном алгоритме. Так как функционально связанными параметрами являются ускорения (скорости), то эффективность алгоритма комплексирования в значительной степени зависит от наличия изменений ускорений (скоростей), т.е. от динамики объекта.

Каждая из рассматриваемых систем имеет свои недостатки, которые имеют разный характер и причину происхождения. Работу НАП усложняют условия ограниченной радиовидимости навигационных космических аппаратов (НКА), а также радиоэлектронное подавление – наличие помех. Указанные обстоятельства не влияют на работу автономных датчиков НРИ, что позволяет комплексному алгоритму на коротких интервалах отсутствия работоспособности НАП формировать навигационные параметры с характеристиками близкими к характеристикам высокоточных инерциальных навигационных систем. Кроме того, комплексирование НРИ с НАП на уровне радионавигационных параметров позволяет уменьшить полосы пропускания фильтров следящих систем НАП, за счет «замены» динамики объекта

на динамику погрешности НРИ. Кроме существенного уменьшения флуктуационной составляющей погрешности навигационных определений, которое получается и при комплексировании по выходам, данный подход повышает устойчивость НАП к воздействию широкополосных шумоподобных помех.

В то же время система навигации, построенная на НРИ (инерциальных датчиках), имеет недостаток, проявляющийся в возрастании со временем погрешности считываемых навигационных параметров (координат, скорости). Это связано с тем, что непосредственно, как правило, инерциальные датчики измеряют ускорения и угловые скорости вдоль осей чувствительности, а потребителю требуются линейные скорости и координаты, которые получают интегрированием первичных наблюдений, спроецированных на оси требуемой системы координат.

В настоящее время широкое применение получили НРИ типа МЭМС. Такие датчики имеют сравнительно большие шумы измерений и погрешности, обусловленные технологией их изготовления, но при этом имеют невысокую стоимость и малые массогабаритные размеры. Непосредственно измерения МЭМС используются только в тех случаях, когда не требуется проекции полученных наблюдений на оси другой, не совпадающей с осями чувствительности системы координат. Например, акселерометры МЭМС на мобильных устройствах – для ориентации экрана в зависимости от направления вектора силы тяжести, акселерометры МЭМС в автомобилях – для измерения ускорения в системах пассивной безопасности, датчики угловой скорости на элементах повестки и колес – для систем активной безопасности. Присущие МЭМС недостатки по точности измерения параметров не позволяют использовать их в автономном режиме для определения координат подвижного объекта, его ориентации в движении. Однако в интегрированных системах навигации, где осуществляется компенсация накапливающихся погрешностей и «спisyвание» систематических составляющих ошибок датчиков, на коротких интервалах времени пропадаания навигационных сигналов, возрастание погрешности численных навигационных параметров, обеспечиваемое МЭМС, может не выходить за заданные пределы. Это позволяет создавать компактные недорогие устройства, способные работать на динамичных объектах, устойчивые к кратковременным пропадааниям сигналов НКА, имеющие малую случайную погрешность навигационных параметров и повышенную устойчивость к воздействию помех.

Таким образом, комплексирование позволяет устранить проблемные аспекты каждой из навигационных систем, даже при использовании простейших НРИ типа МЭМС.

**Особенности комплексирования УНАП/НРИ.** Определение параметров пространственной ориентации при комплексировании базе одноантенной НАП основывается на параметризации матрицы перехода, связывающей ее измерения с измерениями инерциальных датчиков (ускорения и угловой скорости). Обычно в качестве параметров ориентации выбираются углы Эйлера (Эйлера–Крылова) или кватернионы (параметры Родрига–Гамильтона). При этом точность определения параметров ориентации в значительной степени зависит от характеристик инерциальных датчиков. Несмотря на то, что в комплексном алгоритме удается значительно снизить влияние ошибок инерциальных датчиков, их некомпенсированные погрешности снижают точность определения ориентации, что в свою очередь влияет на качество компенсации погрешностей самих датчиков. Следует отметить, что для низкодинамичных (и, тем более, неподвижных) объектов задача определения ориентации в рассматриваемой схеме не решается, что обуславливает низкое качество компенсации смещений инерциальных датчиков.

В отличие от стандартной схемы, УНАП самостоятельно измеряет ориентацию объекта, например, по измерениям разности фаз навигационных сигналов (РФС) ГНСС, приходящих на несколько разнесенных в пространстве антенн, что обеспечивает измерение параметров ориентации как для подвижного, так и для неподвижного объекта. Данное отличие УНАП кардинальным образом влияет на подходы к комплексированию с НРИ. В частности, в данном случае задача оценки параметров ориентации может сводиться к поддержке со стороны НРИ в моменты функциональной неработоспособности УНАП, например, из-за затенений НКА или воздействия помех с уровнем мощности, превышающих ее помехоустойчивость. Кроме того, НРИ могут использоваться для начальной «выставки» УНАП. При этом использование классической схемы комплексирования, с оценкой погрешностей датчиков НРИ, позволит существенным образом споленировать их систематические погрешности и тем самым значительно улучшить точностные характеристики на интервалах автономного счисления навигационных параметров.

Приведем только несколько примеров возможного использования НРИ для поддержки УНАП.

1. Применение акселерометров позволяет формировать значения углов крена и тангажа, используя в УНАП в качестве априорных значений при измерении пространственной ориентации. Погрешность определения углов крена и тангажа зависит от характеристик конкретного датчика, и может составить до  $\pm 5^\circ$ . Знание первоначальной ориентации, даже с такой невысокой точностью, позволяет значительно сократить время и повысить достоверность разрешения фазовых неоднозначностей по сигналам ГНСС в УНАП. Кроме того, применение пары пространственно разнесенных акселерометров позволяет определять отклонение оси вращения неподвижного объекта, например, радиолокационной станции.

2. Применение ДУС за счёт измерения динамических угловых маневров с высоким темпом позволяет уменьшить полосу пропускания фильтра следящей системы за разностью фаз сигналов. Наиболее сложным случаем для измерения разностей фаз является вращательное движение объекта. Фильтр разности фаз сигналов без инерциальной поддержки должен учитывать высокую динамику параметра, что непременно ухудшает его работу по сравнению со случаем линейного перемещения объекта, когда изменение разности фаз сигналов на выходах разнесенных в пространстве антенн обусловлены только движением НКА и является медленным. Поддержка от ДУС позволяет фильтру отслеживать только остаточные изменения разностей фаз, описываемые моделью погрешностей ИНС. Уменьшение полосы следящих систем позволяет уменьшить погрешность измерения разности фаз и, как следствие, повысить точность определения ориентации объекта.

В общем случае все схемы комплексирования УНАП/НРИ можно свести к двум классическим вариантам [3] – комплексирование по входам и по выходам.

Первый вариант – это комплексирование на уровне первичной обработки информации (по входам). В данном случае от инерциального канала используются непосредственно измерения инерциальных датчиков – ускорений, угловых скоростей. Использование данного варианта позволяет получить потенциальные характеристики комплексирования.

Второй вариант предусматривает комплексирование на уровне вторичной обработки (по выходам), т.е. формирование оценки параметров из совместной обработки одних и тех же параметров, полученных отдельно в каждом канале – навигационном и инерциальном. Схема данного варианта приведена на рис 2. Основным недостатком данного варианта является необходимость учета коррелированности шумов наблюдений.

Учитывая особенность УНАП определять параметры пространственной ориентации с высокой точностью, при комплексировании роль НРИ будет сводиться практически только к уменьшению флуктуационных составляющих погрешностей. При этом точность датчиков НРИ не будет существенным образом влиять на итоговую точность определения параметров пространственной ориентации.

**Математическое моделирование.** Для оценки влияния точности датчиков НРИ на итоговую погрешность определения параметров пространственной ориентации было проведено математическое моделирование. Алгоритм комплексирования был реализован по схеме рис. 1 (комплексирование по входам). Имитационное моделирование предусматривала решение задачи определения одного угла в двумерном пространстве (на плоскости). В качестве НРИ рассматривались два датчика угловой скорости с характеристиками, отличающимися на два порядка: первый соответствует МЭМС, второй – волоконно-оптическому гироскопу (ВОГ). УНАП представляла собой четырех элементную антенну решетку с базой 1 (или 2) метра в условиях работы по шести НКА при отношении сигнал/шум 45дБГц. Результаты имитационного моделирования приведены рис. 3–6.



Рис. 1. Схема комплексирования на уровне первичной обработки

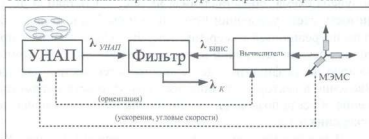


Рис. 2. Схема комплексирования на уровне вторичной обработки

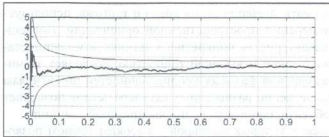


Рис. 3. Погрешность оценки угла, УНАПМЭМС (база – 1 м,  $3\sigma = 0,8'$ )

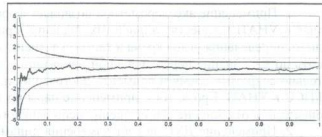


Рис. 4. Погрешность оценки угла, УНАПВОВ (база – 1 м,  $3\sigma = 0,8'$ )

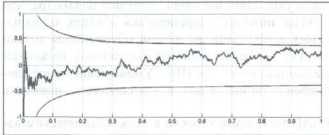


Рис. 5. Погрешность оценки угла, УНАПМЭМС (база – 2 м,  $3\sigma = 0,4'$ )

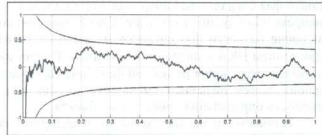


Рис. 6. Погрешность оценки угла, УНАПМЭМС (база – 2 м,  $3\sigma = 0,4'$ )

Как видно из результатов моделирования, улучшение характеристик датчиков НРИ на два порядка практически не приводит к уменьшению случайной составляющей погрешности измерения ориентации в интегрированной системе. С другой стороны – увеличение базы антенной решетки приводит к пропорциональному улучшению характеристик определения параметров пространственной ориентации. Результаты исследований позволяют сделать вывод, что использование высокоточных датчиков НРИ (например, ВОГ), делает нерациональным их применение в интегрированных системах УНАПНРИ. Применение высокоточных датчиков НРИ может быть оправдано, если ставится задача сохранения работоспособности при длительном (более нескольких десятков секунд) отсутствии приема сигналов ГНСС.

**Предложения по практической реализации алгоритмов комплексирования.** На основе синтеза оптимального алгоритма комплексирования УНАП и инерциальных датчиков (по входам) может быть получена схема, представленная на рис. 7. Составной дискриминатор по ускорению учитывает необходимость учета ускорений Кориолиса и свободного падения. Введение в модели динамики систематических погрешностей измерений инерциальных датчиков приводит к появлению соответствующих каналов коррекции ускорений и угловых скоростей. Блок комплексной обработки информации содержит основную часть фильтра, где осуществляется экстраполяция параметров и вычисление текущих оценок. Введение в вектор состояния всей совокупности параметров характеризующих пространственное положение объекта позволяет оценивать как параметры ориентации объекта, так и его координаты, скорости, ускорения и т.д.

В некоторых приложениях, где основной задачей УНАП является определение параметров пространственной ориентации можно предложить более простые схемы комплексирования. Например, одна из возможных схем приведена на рис 8.

Эта схема несколько другой детализации, тем не менее, позволяет проиллюстрировать основную идею, которая заключается в следующем. Ориентацию можно получить из УНАП и из измерений датчиков угловых скоростей, путём «интегрирования» измерений датчика от некоторого начального известного значения ориентации. Оценки ориентации поступают в фильтр, с выхода которого результаты поступают потребителю. Эти же конечные оценки ориентации, формируемые с темпом измерений инерциального датчика, позволяют произвести оценку разностей фаз сигналов для каждого НКА по каждой из антенн. Эти оценки используются для уменьшения полос пропускания фильтров разностей фаз. Акселерометры используются для формирования априорных значений углов крена и тангажа.

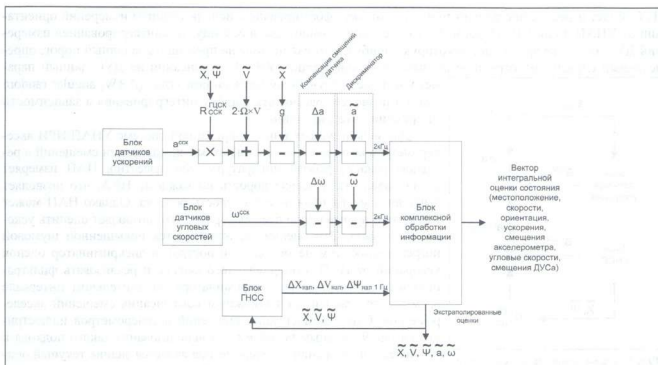


Рис. 7. Схема комплексирования УНАП и НРИ на уровне первичной обработки

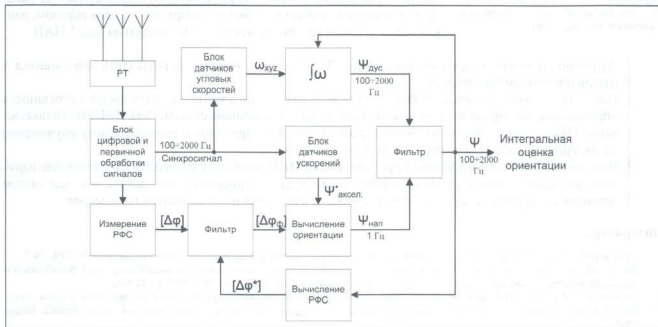


Рис. 8. Схема компенсации динамики РФС ( $\Psi$  – ориентация объекта,  $\Delta\phi$  – РФС)

Следует отметить, что интегрирование измерений датчика угловых скоростей не является действительным интегрированием, а алгоритм зависит от выбранного представления ориентации – углы Эйлера, кватернионы и т.д. Кроме того, построение фильтра оценки ориентации усложняется тем, что оценки ориентации из инерциального канала будут коррелированы, что несколько усложняет алгоритм [4].

Кроме того, в данной схеме отсутствует компенсация смещений датчика угловых скоростей в отличие от предыдущей схемы. Предполагается, что часть ошибок можно определить в процессе калибровки с использованием поворотных стеллов и УНАП. В то же время, начальные значения, относительно которых отсчитываются приращения пространственной ориентации на интервале интегрирования показаний

ДУС, будет известно достаточно точно, поскольку сформировано с использованием измерений ориентации от УНАП. Если УНАП формирует измерения с темпом раз в секунду, то «интегрирование» измерений ДУС за это же время даст некоторую ошибку, которая не должна превышать заданный порог, определяемый случайной погрешностью измерения ориентации УНАП. В описании на ДУС данный параметр называется «случайным блужданием угла» (ARW, angular random walk) и позволяет рассчитать ошибку интегрирования в зависимости от времени интегрирования.

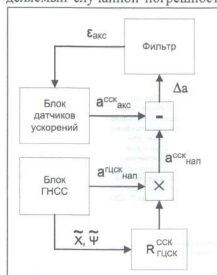


Рис. 9. Схема компенсации систематической составляющей смещения акселерометра:  $X$  – координаты объекта;  $\Psi$  – ориентация объекта;  $\epsilon$  – оценка систематического смещения

Для используемых в интегрированной системе УНАП/НРИ акселерометров возможно построение схемы компенсации смещений в реальном режиме работы аппаратуры. Как известно, НАП измеряет псевдодальность и псевдоскорость по каждому НКА, что позволяет вычислить местоположение и скорость объекта. Однако НАП может измерять и производную псевдоскорости, что позволяет оценить ускорения объекта. Эти оценки характеризуются повышенной шумовой погрешностью, тем не менее, если построить дискриминатор оценок ускорений от НАП и инерциального канала, и реализовать фильтрацию выходного сигнала дискриминатора на длительном интервале времени, то становится возможным компенсация смещений акселерометров. Схема компенсации смещений акселерометров иллюстрируется рис 9. Важным условием для использования такого подхода к компенсации смещений акселерометров является знание текущей ориентации – это связано с тем, что НАП вычисляет ускорения в навигационной системе координат, например ГЦСК, а акселерометры работают в связанной с объектом системе координат. Таким образом, данная схема реализуема для интегрированных систем на базе УНАП.

Эффективность интегрированной системы УНАП/НРИ, в отличие от НАП/НРИ, инвариантна к изменению динамики объекта.

Применение инерциальных ЭМЭС датчиков существенно уменьшает случайную погрешность определения пространственной ориентации в интегрированной системе УНАП/НРИ. Использование НРИ датчиков более высокого класса точности не приводит к существенному улучшению характеристик оценки пространственной ориентации.

Наличие информации об угловой ориентации в УНАП позволяет использовать различные варианты компенсационных схем систематических смещений инерциальных датчиков и тем самым значительно улучшить характеристики в режиме счисления навигационных параметров.

## Литература

1. Харисов В.Н., Горев А.П. Синтез тесно связанного алгоритма инерциально-спутниковой навигации // Радиотехника. 2000. № 7.
2. Перов А.И., Шатилов А.Ю. Сравнительный анализ характеристик двух алгоритмов комплексной вторичной обработки информации в инерциально-спутниковых навигационных системах // Радиотехника. 2003. № 7. С. 88–98.
3. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 1991.
4. Paul D. Groves. Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems. Boston-London: Artech House, 2008.

## Метод устранения помех с использованием разнесенных антенн

© Авторы, 2015  
 © ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**И.М. Соколов** – начальник сектора, ОАО «МКБ «Компас»  
**И.Е. Кинкулькин** – к.т.н., гл. конструктор, ОАО «МКБ «Компас»  
**П.В. Калмыков** – начальник сектора, ОАО «МКБ «Компас»

Предложен подход борьбы с мощными помехами, основанный на анализе ковариационной матрицы выходных сигналов с антенных элементов, позволяющий определить количество источников помех, разделить сигнальное пространство на выходе антенной решетки на подпространство помех и подпространство шумов, содержащих полезный сигнал, что обеспечивает устранение составляющих сигналов, лежащих в подпространстве помех; использование метода позволяет решить задачу формирования лучей на НС.

**Ключевые слова:** антенная решетка, спектральное разложение.

The paper proposes the alternative interference elimination method, based on the analysis of the covariance matrix and the allocation of the noise subspace and interference subspace.

**Keywords:** antenna array, spectral decomposition.

Наиболее эффективный метод повышения помехоустойчивости навигационной аппаратуры в условиях сложной помеховой обстановки – использование антенных систем, в которых наряду с формированием провалов диаграммы направленности в направлении источников помех [1,2], происходит формирование лучей на навигационные спутники [3]. Для слежения за  $M$  спутниками необходимо иметь  $M$ -канальный коррелятор. При этом, для получения очищенных сигналов на выходах антенных элементов (АЭ), уравнение Винера–Хопфа [4, 5] решается для каждого АЭ в отдельности.

**Метод повышения помехоустойчивости, основанный на спектральном разложении ковариационной матрицы.** Предположим, имеется  $N$  разнесенных антенн,  $S$  источников слабых полезных сигналов и  $J$  ( $J < N$ ) источников мощных помех. Так же в антеннах присутствует собственный шум, существенно превышающий уровень полезного сигнала, но меньше уровня помех.

Предположим также, что все сигналы взаимно некоррелированы и распространяются в среде, свободной от перетражений.

Сигналы с каждого антенного элемента оцифровываются и накапливаются. После чего вычисляется выборочная ковариационная матрица и производится ее спектральное разложение для получения собственных значений и соответствующих им собственных векторов, образующих некоторый базис в  $N$ -мерном пространстве. Отсчеты с антенных элементов можно представить в этом базисе как точки.

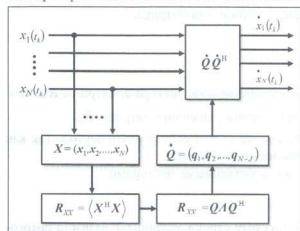


Рис. 1. Схема метода устранения помех

Исходя из первоначальных данных, имеется набор из  $N-J$  собственных значений, сгруппированных около некоторого минимального собственного значения  $\lambda_{\min}$ , и набор из  $J$  собственных значений, превосходящих  $\lambda_{\min}$ .

Таким образом, получаем  $N-J$  собственных векторов, образующих базис подпространства слабых некоррелированных сигналов антенн, т.е. шумов, также содержащих полезный сигнал и  $J$  собственных векторов, образующих базис подпространства мощных коррелированных сигналов антенн, т.е. помех. Следовательно, можно устранить составляющие сигналов с антенной системы, лежащие в подпространстве помех. На рис. 1 приведена схема, соответствующая данному методу.



В отличие от ФАР, в которых подавление помехового сигнала построено на формировании провала в диаграмме направленности путем вычитания взвешенной суммы сигналов периферийных антенн из сигнала некоторой опорной антенны, в данном случае производится декорреляция сигналов, приходящих на антенную решетку. Далее происходит детектирование помехи и ее устранение, путем удаления соответствующих составляющих.

Представим отсчет сигнала для  $n$ -го антенного элемента в момент времени  $t_k$  как

$$x_n(t_k) = \sum_{s=1}^S a_n(\theta_s^C, \varphi_s^C) C_s(t_k) + \sum_{j=1}^J a_n(\theta_j^P, \varphi_j^P) P_j(t_k) + v_n(t_k), \quad n = \overline{1, N},$$

где  $a_n$  – составляющая вектора направляющих косинусов;  $C_s$  – сигнал ГНСС;  $P_j$  – сигнал помехи;  $v_n$  – собственный шум  $n$ -го антенного элемента;  $\theta$  и  $\varphi$  – угол возвышения и азимут соответственно;  $N, S, J$  – соответственно число антенных элементов, видимых навигационных спутников, помех.

В матричном виде

$$\mathbf{X}(t_k) = \mathbf{C}(t_k) \mathbf{A}_C + \mathbf{\Pi}(t_k) \mathbf{A}_P + \mathbf{v}(t_k),$$

где  $\mathbf{X}(t_k) = (x_1(t_k), x_2(t_k), \dots, x_N(t_k))$ ;  $\mathbf{C}(t_k) = (C_1(t_k), C_2(t_k), \dots, C_S(t_k))$ ;  $\mathbf{\Pi}(t_k) = (P_1(t_k), P_2(t_k), \dots, P_J(t_k))$ ;  $\mathbf{A}_C =$

$$= \begin{pmatrix} \mathbf{a}(\theta_1^C, \varphi_1^C) \\ \mathbf{a}(\theta_2^C, \varphi_2^C) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(\theta_S^C, \varphi_S^C) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A}_P = \begin{pmatrix} \mathbf{a}(\theta_1^P, \varphi_1^P) \\ \mathbf{a}(\theta_2^P, \varphi_2^P) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(\theta_J^P, \varphi_J^P) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{a}(\theta, \varphi) = (a_1(\theta, \varphi), a_2(\theta, \varphi), \dots, a_N(\theta, \varphi)); \quad \mathbf{v}(t_k) = (v_1(t_k), v_2(t_k), \dots, v_N(t_k)).$$

Определим матрицу наблюдений, представляющую собой набор векторов-строк состоящих из отсчетов с  $N$  антенных элементов, взятых в  $k$ -й момент времени ( $k = \overline{1, K}$ )

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}(t_1) \\ \mathbf{X}(t_2) \\ \vdots \\ \mathbf{X}(t_K) \end{pmatrix}.$$

Выражение для ковариационной матрицы, в предположении, что все сигналы некоррелированы между собой, имеет вид

$$\mathbf{R}_{xx} = \langle \mathbf{X}^H \mathbf{X} \rangle = \mathbf{R}_{CC} + \mathbf{R}_{PP} + v_0^2 \mathbf{I},$$

где  $v_0^2$  – мощность собственных шумов антенных элементов;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

Применим спектральное разложение [6]:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$$

где  $\mathbf{Q} = (\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_N)$  – матрица, столбцами которой являются собственные вектора  $\mathbf{q}$  матрицы  $\mathbf{R}_{xx}$ ;  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N)$  – диагональная матрица, состоящая из собственных значений матрицы  $\mathbf{R}_{xx}$ .

Причем каждому собственному значению матрицы  $\mathbf{R}_{xx}$  соответствует собственный вектор. Так как матрица  $\mathbf{R}_{xx}$  является эрмитовой, то ее собственные значения неотрицательны.

Представим матрицу наблюдений в базе, определяемом собственными векторами:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \mathbf{Q} = (y_1, y_2, \dots, y_N).$$

Матрица  $\mathbf{Q}$  является унитарным преобразованием [7], поэтому строки матрицы  $\mathbf{Y}$  взаимно ортогональны. Так как  $\mathbf{Q}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^H \langle \mathbf{X}^H \mathbf{X} \rangle \mathbf{Q} = \langle \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} \rangle = \mathbf{\Lambda}$ , имеет место соотношение

$$\Lambda(i, i) = \langle \mathbf{y}_i^H \mathbf{y}_i \rangle$$

из которого следует, что энергия каждой составляющей  $\mathbf{y}_i$  матрицы  $\mathbf{Y}$  равна соответствующему собственному значению  $\lambda_i$ . Если некоторое  $\lambda_i$  оказывается приблизительно равным известному уровню мощности собственных шумов, то правомерно утверждение, что соответствующая составляющая  $\mathbf{y}_i$  матрицы  $\mathbf{Y}$  свободна от помех.

Предположим, что собственные значения упорядочены по возрастанию:

$$\lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_N.$$

Тогда разделим собственные вектора на две группы так, что вектора соответствующие первым  $N-J$  собственным значениям, будут относиться к первой группе, а остальные – ко второй. Обозначим первую группу  $\hat{\mathbf{Q}} = (\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_{N-J})$ , а вторую  $\check{\mathbf{Q}} = (\mathbf{q}_{N-J+1}, \mathbf{q}_{N-J+2}, \dots, \mathbf{q}_N)$ . Учитывая, что собственные вектора образуют ортонормированный базис, будем говорить, что  $\hat{\mathbf{Q}}$  – базис подпространства шумов, а  $\check{\mathbf{Q}}$  – базис подпространства сигнала.

Перепишем выражение для  $\mathbf{Y}$  с учетом сделанных замечаний:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}(\hat{\mathbf{Q}}\check{\mathbf{Q}}) = (\check{\mathbf{Y}}\check{\mathbf{Y}}).$$

Таким образом получили разделение матрицы наблюдений на две подматрицы, содержащие шум и помехи соответственно. Домножив  $\mathbf{Y}$  на эрмитово сопряженную матрицу  $\check{\mathbf{Q}}$  и учтя, что  $\check{\mathbf{Q}}\check{\mathbf{Q}}^H = \mathbf{I}$  получим

$$\mathbf{Y}\check{\mathbf{Q}}^H = (\check{\mathbf{Y}}\check{\mathbf{Y}}) \begin{pmatrix} \check{\mathbf{Q}}^H \\ \check{\mathbf{Q}}^H \end{pmatrix} = \check{\mathbf{X}} + \check{\mathbf{X}},$$

где  $\check{\mathbf{X}}$  – матрица наблюдений, содержащая собственный шум и полезный сигнал;  $\check{\mathbf{X}}$  – матрица наблюдений, содержащая помехи.

После чего матрица  $\check{\mathbf{X}}$  обнуляется, и на выходе системы имеем  $N$  сигналов, свободных от помех.

Данный метод применим для формирования максимума ДН в направлении на источник полезного сигнала (формирователь лучей) [8]. Будем полагать, что альманах ГНСС известен. Тогда известны угол возвышения  $\theta_i$  и азимут  $\varphi_i$   $i$ -го навигационного спутника (НС). Орт вдоль линии распространения сигнала записывается в виде

$$\mathbf{p} = (\cos(\theta_i)\sin(\varphi_i), \cos(\theta_i)\cos(\varphi_i), \sin(\theta_i)).$$

Полагаем, что известны угловые координаты объекта, на котором установлена антенная система (курс –  $\alpha$ , угол тангажа –  $\beta$ , угол крена –  $\gamma$ ). Тогда можно вычислить матрицу направляющих косинусов  $\mathbf{C}$ :

$$\mathbf{C} = \mathbf{M}_x \mathbf{M}_y \mathbf{M}_z,$$

$$\text{где } \mathbf{M}_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}; \mathbf{M}_y = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{pmatrix}; \mathbf{M}_z = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & 0 \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Системе координат, свойственной антенной системе, соответствует матрица  $\mathbf{K}$ , размерность которой  $N \times 3$ . Например, для четырехэлементной антенной системы матрица  $\mathbf{K}$  имеет вид

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & d & 0 \\ d & 0 & 0 \\ d & d & 0 \end{pmatrix},$$

где  $d$  – расстояние между антенными элементами.

Представим матрицу  $\mathbf{K}$  в базисе, связанном с объектом установки:

$$\mathbf{K}' = \mathbf{K}\mathbf{C}.$$

Вычислим проекции орта распространения на вектора координат матрицы  $K^T$ :

$$Pr = K^T p^T.$$

Сформируем вектор фазовых сдвигов

$$\Phi = \exp\left(-i \frac{2\pi}{\lambda} Pr^T\right),$$

где  $\lambda$  – длина волны.

Применим к матрице  $\Phi$  те же операции, что и к  $X$ :

$$\Phi = \Phi Q Q^H.$$

Далее, вычислим скорректированную по фазе сумму столбцов матрицы  $X$ :

$$S = X\Phi.$$

Размерность  $S$  равна  $K \times 1$ . Последовательность  $S$  содержит сигналы всех навигационных спутников, присутствующих в эфире, но по  $i$ -му отношению сигнал-шум будет наибольшим. В этом случае полученный сигнал по избранному НС будет таким же, как если бы в отсутствии помех был сформирован луч, направленный на указанный НС.

Для получения наилучших условий приема другого НС необходимо задать соответствующий вектор распространения и выполнить точно такие же вычисления. Из изложенного становится очевидным, что при обеспечении наилучшего приема по  $M$  сигналам навигационных спутников, должен быть сформирован пакет, каждый столбец которого должен быть непосредственно подключен  $M$ -канальному коррелятору.

Предложенный метод позволяет решить задачу подавления помех, используя спектральное разложение ковариационной матрицы. Анализируя собственные значения ковариационной матрицы, можно определить количество источников помех. При известном взаимном угловом положении объекта установки и навигационных спутников, можно сформировать ДН таким образом, чтобы повысить коэффициент усиления в направлении на НС, что позволяет увеличить ОСШ.

## Литература

1. Моисинко Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь. 1986. 448 с.
2. Активные фазированные антенные решетки/ Под ред. Д.И.Воскресенского и А.И.Канащенкова. М.: Радиотехника. 2004. 88 с.
3. Van Trees, Harry L. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. John Wiley & Sons.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Радио и связь. 1989. 440 с.
5. Haykin S. Adaptive filter theory. 4th edition. Prentice Hall.
6. Голуб Дже., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления: Пер. с англ.: М.: Мир. 1999. 548 с.
7. Гельфанд И.М. Лекции по линейной алгебре. Изд-е 5-е, исправ. М.: Добросвет. Московский центр непрерывного математического образования. 1998. 320 с.
8. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Адаптивный формирователь лучей для повышения помехоустойчивости приемников СРНС // Спутниковые радионавигационные системы. 2013. Вып. 1.

## Уменьшение погрешности угломерной навигационной аппаратуры потребителя, используемой на БЛА

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.В. Гребеников** – к.т.н., начальник сектора 4101, ОАО «НПП Радиосвязь» (г. Красноярск)

E-mail: berg24@mail.ru

**А.В. Ячин** – аспирант, базовая кафедра «Радиоэлектронная техника информационных систем»,

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (г. Красноярск)

E-mail: yachin\_aleksandr@mail.ru

Рассмотрены результаты анализа экспериментальных исследований и методы уменьшения погрешности определения пространственной ориентации за счет компенсации многолучевости, для случая высокоточной угломерной аппаратуры потребителя установленной на беспилотный летательный аппарат.

**Ключевые слова:** спутниковая навигация, пространственная ориентация, погрешность измерения, фильтрация, коррекция, эксперимент, многолучевость, БЛА.

This article describes experiments on using the method of multipath compensation in the GNSS receiver with attitude determination, when it is used for UAV.

**Keywords:** satellite navigation, GNSS, multipath, attitude determination.

При размещении антенных систем (АС) угломерной навигационной аппаратуры (УНАП) возникают интенсивные переотражения сигналов навигационных космических аппаратов (НКА) от деталей конструкций объектов размещения и отражающих элементов окружающей обстановки. Такие переотражения приводят к значительному искажению фазы принимаемых сигналов. Последние трансформируются в погрешности определения пространственной ориентации (ПрО).

Особенностью БЛА как объекта размещения АС УНАП, является то, что во время полета переотражения сигналов НКА обусловлены только элементами конструкции самого БЛА. Данное обстоятельство позволяет максимально эффективно применять для БЛА метод «портрета многолучевости» – метод компенсации погрешности многолучевости, основанный на ее повторяемости, для повторяющихся траекторий полета НКА относительно объекта с установленной на нем АС УНАП [1].

Ниже будет рассмотрена оценка эффективности практического применения портрета многолучевости для УНАП на БЛА, а так же проверка обеспечения данной технологией погрешности определения ПрО БЛА на уровне, задаваемом на современном этапе в тактико-технических заданиях (ТТЗ) на перспективные УНАП, в частности на опытно-конструкторскую работу (ОКР) «Орт».

**Описание экспериментов.** В рамках данной работы был проведен ряд экспериментальных исследований. Для экспериментов использовалась аппаратура МРК-32, оснащенная АС с базой 0,7 м, выпускаемая ОАО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск).

Цель первого исследования – получение пределов уменьшения погрешности ПрО за счет уменьшения погрешности многолучевости, и проверка удовлетворения результирующей погрешности требованиям ТТЗ, предъявляемых к УНАП на современном этапе. Для этого была выбрана местность с минимальной многолучевостью, обусловленной только отражениями от земной поверхности и от элементов конструкции самой АС. Дополнительное подавление многолучевости достигается за счет использования в АС технологии «Choke ring». Вид АС во время проведения эксперимента представлен на рис. 1.



Рис. 1. Антенная система в условиях минимальной многолучевости



Рис. 2. Макет БЛА в условиях минимальной многолучевости



Рис. 3. Макет БЛА во время накопления портрета многолучевости

Цель второго исследования – выяснение уровня погрешности определения ПрО для условий максимально приближенных к реальным. Для этого на базе АС МРК-32 был изготовлен макет имитирующий фюзеляж и хвост БЛА. Макет во время проведения эксперимента, так же как и в первом эксперименте, был помещен в условиях минимальной многолучевости. Вид макета имитирующего БЛА во время проведения эксперимента представлен на рис. 2.

Цель третьего эксперимента – оценить эффективность применения «портрета многолучевости» для макета БЛА. На Текущем этапе развития этой технологии, для формирования «портрета многолучевости», требуется достаточно длительное время (несколько суток), что затрудняет накопление информации в полевых условиях. В связи с этим, формирование «портрета многолучевости» производилось в условиях, в которых действующая на него многолучевость определяется не только элементами конструкции самого макета, но и окружающей средой. На рис. 3 представлен вид макета во время накопления портрета многолучевости.

**Результаты экспериментов.** Рис. 4–7 иллюстрируют влияние многолучевости на измеряемую УНАП разность фаз между антеннами. Для удобства сравнения пары графиков построены в одном и том же масштабе. На рис. 4 изображено семейство графиков, каждый из которых соответствует одному из принимаемых сигналов НКА и показывает, как изменяется во времени погрешность измерения разности фаз (ПИРФ) между 1 и 2 антеннами УНАП, полученная в эксперименте № 1 (малое влияние многолучевости). График на рис. 5 аналогичен графикам на рис. 4 и соответствует эксперименту № 2 (имитация БПЛА при малом влиянии многолучевости). Как видно на рис. 4 погрешности для разных НКА ведут себя одинаково и лежат в узком диапазоне значений.

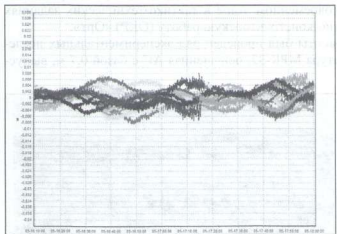


Рис. 4. ПИРФ 1-2 в условиях низкой многолучевости

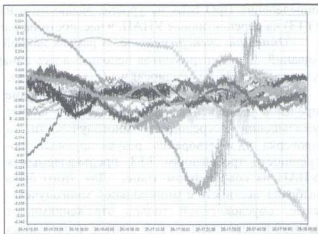


Рис. 5. ПИРФ 1-2 для макета БЛА

На рис. 5 у нескольких НКА погрешности существенно выше, чем у остальных, это вызвано искажениями фаз прямых сигналов отраженными.

На рис. 6 и 7 изображены графики полученных значений ПрО для эксперимента №№ 1 и 2 соответственно.

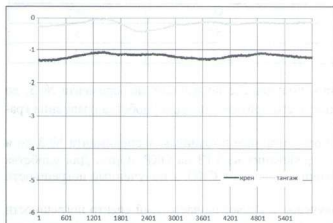


Рис. 6. Угол крена и тангажа в условиях низкой многолучевости

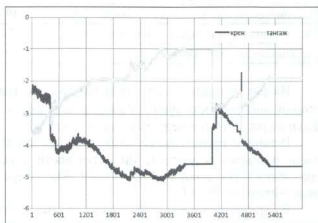


Рис. 7. Угол крена и тангажа для макета БЛА

Из рис. 4–7 видно, что дополнительные элементы конструкции, способные отражать сигналы НКА, существенно искажают фазы сигналов и как следствие увеличивает погрешность определения ПрО.

В табл. 1 представлены значения среднеквадратических отклонений (СКО) для ПрО для экспериментов № 1 (малая многолучевость) и № 2 (имитация БПЛА при малой многолучевости), а также требования из ТТЗ на ОКР «Орт». Для удобства сравнения требования из ТТЗ на ОКР «Орт» пересчитаны в значения СКО, а полученные погрешности пересчитаны на базу 1 м.

Таблица 1. Значения среднеквадратических отклонений (СКО) для ПрО

Тип эксперимента	СКО курса, угл. мин.	СКО крена, угл. мин.	СКО тангажа, угл. мин.
Низкая многолучевость	3,6	2,7	3,4
Имитация БЛА	8,2	29,5	27,4
Требования для ОКР «Орт»	3	4	4

Из табл. 1 видно, что при малой интенсивности многолучевости УНАП способна удовлетворить требованиям погрешности по определению крена и тангажа, предъявляемых к УНАП на современном этапе. Отражения от элементов конструкции БПЛА, существенно увеличивают погрешность ПрО до уровней во много раз превышающих требования, предъявляемые к УНАП на современном этапе.

Результаты применения портрета многолучевости проиллюстрированы на рис. 8 и 9, а также в табл. 2.

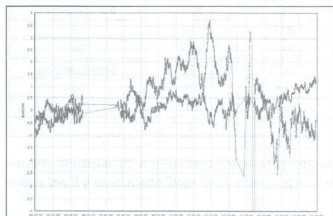


Рис. 8. Графическое представление крена и тангажа до применения портрета многолучевости

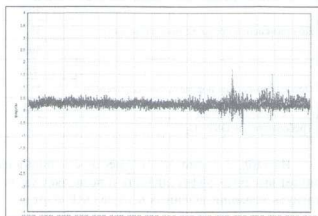


Рис. 9. Графическое представление крена и тангажа до применения портрета многолучевости

Таблица 2. Значения СКО для ПрО

Тип эксперимента	СКО курса, угл. мин	СКО крена, угл. мин	СКО тангажа, угл. мин
До применения портрета многолучевости	10,8	54,6	23,7
После применения портрета многолучевости	2,9	5,7	5
Требования для ОКР «Орт»	3	4	4

На рис. 8 представлены графики крена и тангажа, полученные по данным эксперимента № 3, до применения портрета многолучевости, а на рис. 9 – после его применения. Для удобства сравнения графики на рис 8 и 9 приведены в одном масштабе.

В табл. 2 представлены значения СКО для ПрО рассчитанные по данным эксперимента № 3 до и после применения портрета многолучевости, а также требования из ТТЗ на ОКР «Орт». Для удобства сравнения требования из ТТЗ на ОКР «Орт» пересчитаны в значения СКО, а полученные погрешности пересчитаны на базу 1 м.

В [1] показано что применение портрета многолучевости влияет на частотный спектр погрешности измерения разности фаз, существенно уменьшая низкочастотные составляющие, что позволяет увеличить эффективность фильтрации. Применение фильтрации проиллюстрировано на рис 10, рис. 11 и в табл. 3.

На рис. 10 представлены графики курса до применения портрета многолучевости без усреднения, с усреднением на 10 с. и усреднением на 20 с, а на рис. 11 – графики курса после применения портрета многолучевости без усреднения, с усреднением на 10 с. и усреднением на 20 с. Для удобства сравнения графики на рис. 10 и рис. 11 построены в одном и том же масштабе. Из анализа рисунков видно, что применение фильтрации не дает заметного эффекта.

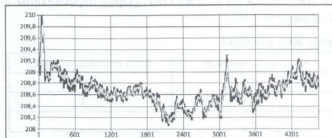


Рис. 10. Графическое представление эффективности фильтрации до применения портрета многолучевости

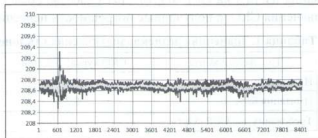


Рис. 11. Графическое представление эффективности фильтрации после применения портрета многолучевости

Таблица 3. Результаты экспериментов с применением фильтрации и совместного использования портрета

Тип эксперимента	СКО курса, угл. мин	СКО крена, угл. мин	СКО тангажа, угл. мин	Интервал усреднения, с
До применения портрета многолучевости	10,8	54,6	23,7	Без усреднения
	10,7	50,1	23,6	10
	10,5	48,4	23,3	20
После применения портрета многолучевости	2,9	5,7	5	Без усреднения
	1,75	3,8	3,8	10
	1,3	3	3,1	20
Требования для ОКР «Орт»	3	4	4	

Из табл. 3 видно, что совместное использование портрета многолучевости и фильтрации обеспечивает высокую эффективность и позволяет уменьшить погрешность ПрО приблизительно в 8 раз и достигнуть значений заданных в ТЗ на ОКР «Орт».

При минимальном воздействии многолучевости на аппаратуру определения пространственной ориентации погрешность определения углов удовлетворяет требованиям, предъявляемым к УНАП на современном этапе.

Наличие у БЛА отражающих деталей конструкции существенно увеличивает погрешность определения пространственной ориентации до уровней не удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к УНАП на современном этапе.

Применение «портрета» многолучевости позволяет компенсировать влияние отраженных от деталей конструкции БЛА сигналов НКА и уменьшить погрешность определения пространственной ориентации до уровней, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к УНАП на современном этапе.

## Литература

1. Гребеников А.В., Сизасов С.В., Ячин А.В. Варианты применения угломерной аппаратуры ГНСС для уменьшения погрешности многолучевости // Радиосвязь и радионавигация. 2013. №3
2. Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Конов В.Г., Фолин А.Н. Метод определения вектора спектральных коэффициентов по критерию отношения правдоподобия // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 3 (43).
3. Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Гарин Е.Н., Соколовский А.В. Управление амплитудно-фазовым распределением адаптивной фазированной антенной решетки // Промышленные АСУ и контроллеры. 2013. № 4.
4. Шарфудунова Т.Г., Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д. Точность измерения навигационных параметров в навигационной аппаратуре потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, оснащенной антенной решеткой // Радиотехника. 2013. № 6.
5. Тяпкин В.Н., Фастеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Конов В.Г. Калибровка измерительного тракта для испытания навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем на помехоустойчивость // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 4 (44).
6. Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Моискина Т.Г. Потенциальная помехоустойчивость навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 3 (43).
7. Тяпкин В.Н. Определение угловой ориентации объекта по радионавигационным сигналам космических аппаратов при воздействии преднамеренных широкополосных помех // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 9.
8. Асвеевич В.Н., Гребеников А.В., Кокорин В.И. Опыт создания и перспективы применения аппаратуры потребителей глобальных спутниковых навигационных систем // Гирокоспия и навигация. 2000. № 4.

## ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

# ГЛОНАСС

принципы построения и функционирования

Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова

Издание 4-е, перераб., испр. и доп.

Изложены принципы построения спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, даны ее системные характеристики и основные характеристики подсистем космических аппаратов, наземного контроля и управления, навигационной аппаратуры потребителей, а также дифференциальных дополнений СРНС. По сравнению с предыдущим изданием существенно переработан материал по направлениям совершенствования технологий спутниковой навигации с учетом новых перспектив по введению сигналов с кодовым разделением и материал по интегрированным инерциально-спутниковым навигационным системам. Добавлены главы по использованию сигналов СРНС для определения угловой ориентации объектов и по частотно-временной режекции узкополосных помех в аппаратуре потребителей, а также материалы по приему сигналов в условиях многолучевости, по быстрому поиску сигналов и результаты последних исследований в области пространственно-временной обработки навигационных сигналов, принимаемых на фоне пространственно распределенных помех. Для широкого круга специалистов, занимающихся разработкой, производством и эксплуатацией аппаратуры потребителей СРНС ГЛОНАСС. Может быть полезна студентам, аспирантам и преподавателям высших учебных заведений при изучении дисциплин радиотехнического профиля.

По вопросам заказа и приобретения книги обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)



## Возможные варианты построения помехозащищенной навигационной аппаратуры способной определять пространственную ориентацию объекта

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.Н. Тяпкин** – к.т.н., профессор, Учебный военный центр, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)  
E-mail: tyapkin58@mail.ru

**Ю.Л. Фатеев** – д.т.н., доцент, кафедра «Радиотехника», Институт инженерной физики и радиоэлектроники, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)  
E-mail: fateev\_yury@inbox.ru

**Д.Д. Дмитриев** – к.т.н., доцент, Учебный военный центр, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)  
E-mail: dmitriev121074@mail.ru

**Е.Н. Гарин** – д.т.н., доцент, директор, Институт военного обучения, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)  
E-mail: marga1206@mail.ru

**В.Н. Ратушняк** – доцент, Военно-инженерный институт, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)  
E-mail: oborona-81@ya.ru

Рассмотрены основные подходы к построению систем измерения местоположения и пространственной ориентации на основе аппаратуры спутниковой навигации.

**Ключевые слова:** угловая ориентация объекта, фазированная антенная решетка, помехоустойчивость, GPS, ГЛОНАСС, алгоритмы и устройства подавления широкополосных помех.

This article discusses the main approaches to the construction of systems for measuring the location and spatial orientation based on satellite navigation equipment.

**Keywords:** object angle orientation, phased antenna array, noise stability, GLONASS, algorithms and equipment for broadband noise suppression.

Методы пространственной защиты от помех, как и методы определения пространственной ориентации требуют учета пространственной структуры фронтов волн сигналов, приходящих как от навигационных спутников, так и от источников помех. Кроме того, учет пространственной структуры сигналов на элементах решетки позволяет уменьшить влияние многолучевости. Таким образом в перспективе угломерный приемник должен строиться на базе малозлементной антенной решетки (6...12 элементов), которая позволит решить **триединую задачу**:

- 1) определение пространственной ориентации объектов;
- 2) повышение помехоустойчивости методами пространственной селекции;
- 3) борьба с многолучевостью.

Варианты построения аппаратуры могут отличаться способами конфигурации антенной решетки, а также способами построения приемно-измерительного блока. Рассмотрим несколько таких вариантов.

**Реализация помехозащищенного узломера, состоящего из отдельных идентичных антенных решеток в каждом угломерном канале.** При построении помехозащищенной радионавигационной аппаратуры минимальное число антенн на одну больше, чем предполагаемое количество подавляемых помех. Так, при необходимости подавления помех с трех направлений антенная решетка должна состоять минимум из четырех антенн. Подавитель помех представляет собой комплексный весовой сумматор сигналов всех элементов антенной решетки. Весовые коэффициенты подбираются так, чтобы сигналы помех при суммировании полностью компенсировались.

При построении навигационной аппаратуры, способной измерять пространственную ориентацию, требуется как минимум, трехантенный интерферометр.

Для определения углов измеряется фазовый сдвиг сигналов между антеннами, и на основе этих измерений определяется пространственная ориентация объекта.

Хотя и в том, и в другом случае используются малозлементные решетки, требования к ним различные. При построении помехозащищенной аппаратуры элементы антенной решетки должны располагаться в непосредственной близости друг к другу, на расстоянии не более половины длины волны. Это делается для того, чтобы избежать побочных дифракционных провалов в диаграмме направленности антенной решетки при подавлении помех. В угломерной аппаратуре, наоборот, расстояние между антеннами должно быть большими для обеспечения точности измерения пространственной ориентации.

Кроме того, при компенсации помех сигналы всех антенн интерферометра складываются и на выходе формируется один сигнал. При этом фаза несущей частоты изменяется. В угломерной аппаратуре необходимо измерить исходные фазовые сдвиги полезных сигналов.

Как видно из вышесказанного, требования к антенной системе и особенности построения при подавлении помех и при измерении пространственной ориентации противоречат друг другу.

Простейшим вариантом построения помехозащищенной аппаратуры, способной измерять пространственную ориентацию является способ, предложенный В.Н. Харисовым, основанный на применении трех одинаковых малозлементных антенных решеток, разнесенных в пространстве. Такая конструкция является модернизацией обычной угломерной антенной системы, каждая антенна которой заменена помехозащищенной антенной решеткой. В каждой антенной решетке для подавления помех используются одни и те же весовые коэффициенты, поскольку помеховая обстановка одинакова для всех элементов интерферометра. Это приводит к тому, что фаза несущей частоты меняется одинаково во всех антенных решетках, а фазовые сдвиги между выходными сигналами остаются те же, что и при применении одиночных антенн.

На рис. 3.1 представлен вариант реализации такого помехозащищенного угломера. Каждый элемент трехэлементного интерферометрического угломера представляет собой четырехэлементный АКП. Зада-

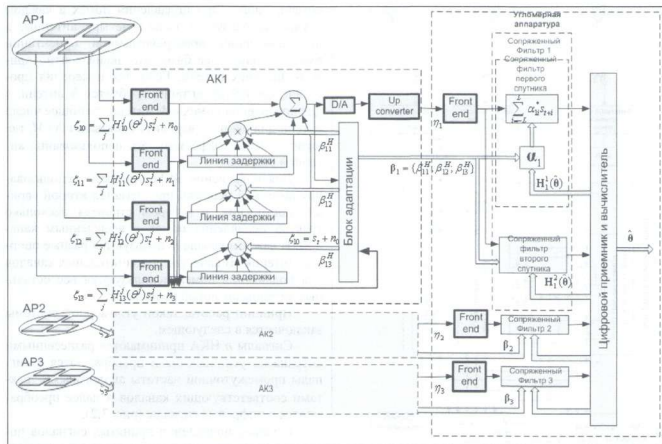


Рис. 3.1. Схема помехозащищенного угломера, состоящего из отдельных идентичных антенных решеток в каждом угломерном канале

ча каждого АКП – очистить принятые антенными элементами колебания от помех. Как было показано выше, фаза каждого колебания с выхода АКП искажена и требует коррекции.

Для этого в определитель угловой ориентации добавлены цифровые корректирующие фильтры (сопряженные фильтры), компенсирующие вносимые искажения. Для определения характеристик этих фильтров из  $k$ -го АКП помимо аналогового выхода  $\eta_k$  на уголмер поступает цифровой весовой вектор  $\beta_k$ , формируемый в блоке адаптации АКП. Он соответствует множителям, с которыми складываются колебания трех вспомогательных антенн, взятых с отводов  $(2L+1)$ -элементной линии задержки, для каждого АКП интерферометра. Оценка ориентации  $\hat{\theta}$ , формируемая уголмером, позволяет рассчитать комплексные множители  $\mathbf{H}_k^*(\hat{\theta})$ , с которыми сигнал от  $j$ -го спутника поступает на элементы каждой АКП. Параметры  $\mathbf{H}_k^*(\hat{\theta})$  и  $\beta_k$  позволяют рассчитать фильтр (отдельный для сигналов каждого спутника), восстанавливающий фазу сигнала от  $j$ -го спутника и располагающийся в угломерной аппаратуре до корреляторов. Выходы компенсаторов с восстановленной фазой сигналов поступают на корреляторы для оценки параметров ориентации  $\hat{\theta}$ .

Достоинство такого способа – простота реализации, поскольку функции подавления помех и изменения пространственной ориентации разделены и решаются так же, как и в обычной помехозащищенной или угломерной аппаратуре. Недостаток – избыточное число антенн при применении минимально необходимой конфигурации при решении отдельных задач.

**Применение антенной решетки угломерной системы для подавления помех.** Основным недостатком первого варианта построения антенной системы помехозащищенной навигационной аппаратуры, является использование избыточного числа антенн.

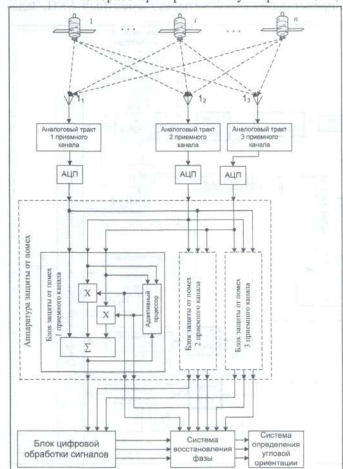


Рис. 3.2. Схема системы компенсации активных помех в угломерной системе

Действительно, такая антенная система имеет 12 антенн, однако при подавлении помех в каждом случае используется только четыре антенны, а при измерении пространственной ориентации имеется только две базы, что эквивалентно применению трех антенн. Если для измерения пространственной ориентации требуется  $N$  антенн, а для подавления помех –  $M$  антенн, то общее число антенн для данного варианта составляет  $N \times M$ , т.е. налицо низкая эффективность использования антенной решетки.

Для повышения эффективности использования антенной решетки предлагается второй вариант построения, в котором строится несколько трактов подавления помех с выделенным каналом. В каждом канале используются разные опорные антенны. В качестве дополнительных каналов для подавления помех используются все остальные антенны антенной решетки.

Принцип работы такой угломерной системы заключается в следующем.

Сигналы  $n$  НКА принимаются разнесенными антеннами, усиливаются и преобразуются в сигналы промежуточной частоты аналоговыми трактами соответствующих каналов и далее преобразуются в цифровые сигналы (рис. 3.2).

С целью подавления принятых сигналов помех в каждом приемном канале сигнал помехи, взятый с единичным весом, суммирует с сигналами помех остальных каналов, являющихся для не-

го компенсационными, предварительно умноженными на весовые коэффициенты. Весовые коэффициенты вычисляются на основе оценки обратной корреляционной матрицы помех.

На рис. 3.3 представлено сечение диаграммы направленности по результатам моделирования после проведения адаптации плоскостью  $Y = 0$ , при действии двух постановщиков помех с угловых направлений  $\beta = 0$ ,  $\Theta = 40^\circ$  и  $\beta = 0$ ,  $\Theta = -70^\circ$  соответственно. Как видно из рисунка, в направлении постановщиков помех сформировались узкие провалы, достигающие  $-(25...35)$  дБ.

Затем очищенные от помех сигналы поступают в блок цифровой обработки сигналов, где происходит разделение сигналов каждого спутника. Блок цифровой обработки сигналов реализован по схеме оптимального корреляционного приемника, на выходе которого формируются отсчеты корреляционных интегралов реальной  $I$  и мнимой  $Q$  части для сигналов каждого НКА, которые соответствуют результатам корреляционного перемножения принимаемых сигналов на синфазную и ортогональную составляющие опорного сигнала, формируемые генератором опорных сигналов для каждого из спутников. Кроме того, на блок цифровой обработки сигналов возложены функции управления режимами работы навигационного приемника, включающие в себя поиск, захват сигналов по частоте и задержке, частотную и фазовую автоподстройку, синхронизацию по метке времени и границе бита служебной информации, прием и декодирование служебной информации и измерение радионавигационных параметров сигнала. Координаты места потребителя определяются на основе измерений задержек сигналов, принятых с борта каждого НКА. Для определения угловой ориентации объекта блок цифровой обработки производит оптимальную оценку начальных фаз сигналов, принятых антенно-приемными устройствами на основе значений корреляционных интегралов  $I$  и  $Q$ , накопленных на измерительном интервале.

Однако при подавлении помех изменяется фаза полезного сигнала, причем в разных антеннах интерферометра дополнительный фазовый сдвиг будет разным, в зависимости от взаимного расположения антенн и направления прихода помехи. В результате искажения фазовых сдвигов при подавлении помех информация о пространственной ориентации искажается и измерения становятся невозможными.

Решается эта проблема путем коррекции измеренных фазовых сдвигов в системе восстановления фазы, с использованием информации о параметрах системы подавления помех. Весовые коэффициенты, которые используются в системе подавления помех, известны, поэтому есть возможность восстановить исходные фазовые соотношения измерить пространственную ориентацию.

Результаты исследований показывают, что при соответствующей обработке фазовые соотношения между антеннами интерферометра восстанавливаются без каких-либо систематических ошибок. При этом ухудшение точности определения пространственной ориентации происходит только в присутствии помехи, за счет увеличения шумовой составляющей по мощности в  $(N-1)$  раз, где  $N$  – число антенн интерферометра.

Необходимое число антенн интерферометра определяется функциональным назначением; для определения пространственной ориентации необходимо три антенны. Для подавления  $m$  помех требуется  $(m + 3)$  антенн. Таким образом, минимальное число антенн равно шести, при этом можно подавить до четырех помех. При увеличении требований числа подавляемых помех число антенн будет определяться этими требованиями. При этом все антенны можно использовать для определения пространственной ориентации.

Как показывают результаты моделирования и опыт создания помехозащищенных навигационных систем (БИС-П), можно гарантированно получить аппаратуру, способную работать при превышении помехи над сигналом на входе навигационного приемника на 80 дБ.

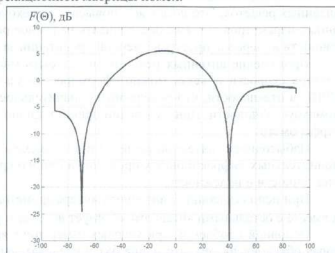


Рис. 3.3. Сечение диаграммы направленности плоскостью  $Y = 0$

**Построение угломерной системы на базе антенных решеток с большим числом элементов.** Одним из перспективных направлений развития СРНС является применение в качестве антенной системы антенных решеток. Это позволяет повысить помехоустойчивость и точность измерения радионавигационных параметров, а также обеспечивать надежное разрешение фазовой неоднозначности и повышение точности измерения пространственной ориентации за счет большой избыточности измерений.

Применение антенных решеток может быть многофункциональным. При измерении координат и вектора скорости объекта можно сформировать узкую диаграмму направленности для каждого НКА СРНС в отдельности, что обеспечивает значительное увеличение отношения сигнал/шум и повышение помехоустойчивости. При измерении ориентации антенная решетка используется как многобазовый интерферометр.

Избыточность антенной решетки при помехоподавлении можно использовать для устранения дополнительных дифракционных провалов, а при измерении пространственной ориентации – для улучшения точности и надежности.

При использовании  $m$ -антенного интерферометра одна из антенн используется в качестве опорной, и вместе с остальными антеннами образует  $m-1$  векторов-баз.

Основной проблемой при угловых измерениях является разрешение фазовой неоднозначности, которая обусловлена тем, что длина баз, а следовательно и разность хода, могут многократно превышать длину волны принимаемых сигналов, в то время как однозначное измерение фазы возможно только в пределах периода сигнала.

Для разрешения фазовой неоднозначности используется *переборный метод*. В случае многобазового интерферометра за счет избыточности по базам интерферометра возможно разрешение фазовой неоднозначности по каждому НКА в отдельности.

Вариант построения такой угломерной системы на базе антенных решеток показан на рис. 3. При этом появляется возможность за счет избыточности антенной системы дальнейшее развитие методов, подавления помех и методов измерения пространственной ориентации.

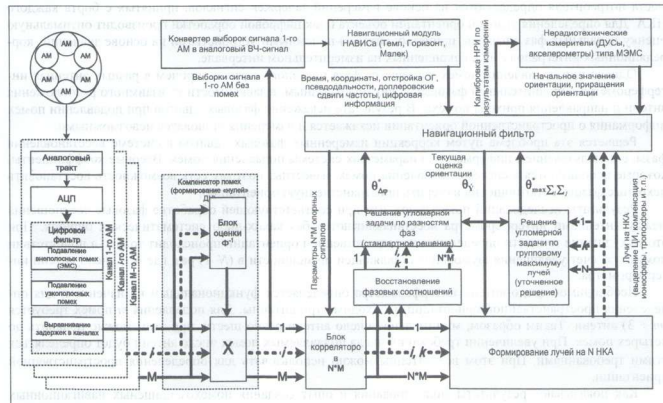


Рис. 3. Схема угломерной навигационной аппаратуры потребителя, построенная на базе антенных решеток с большим числом элементов

Избыточность антенной решетки при подавлении помех можно использовать для устранения дополнительных дифракционных провалов, а при измерении пространственной ориентации – для улучшения точности и надежности.

Но вместе с тем применение решеток до одновременного решения перечисленных выше задач для всех вариантов требует учета некоторых особенностей.

При построении помехозащищенной радионавигационной аппаратуры число антенн на одну антенну больше, чем предполагаемое число подавляемых помех. Так, при необходимости подавления помех с трех направлений, антенная решетка должна состоять из четырех антенн. Подавитель помех представляет собой комплексный весовой сумматор сигналов всех элементов антенной решетки. Весовые коэффициенты подбираются так, чтобы сигналы помех при суммировании полностью компенсировались.

При построении навигационной аппаратуры, способной измерять пространственную ориентацию, требуется, как минимум, трехантенный интерферометр.

И, как показывают исследования, для создания помехозащищенной НАП с функцией измерения пространственной ориентации, необходимо применение  $n+2$ , а в некоторых случаях и  $n+3$  антенн.

Для определения углов измеряется фазовый сдвиг сигналов между антеннами и на основе этих измерений – пространственная ориентация объекта.

Кроме того, первые два варианта требуют применения формирователя нулей в направлениях на источники помех и коррекции фазы сигналов спутников после проведения адаптации. Третий вариант предполагает применение формирователя лучей в направлении на спутники («beamformer»), для реализации которого необходимо знать пространственную конфигурацию антенной системы.

Таким образом, теоретическое обоснование принимаемых принципиальных решений по повышению точности и помехозащищенности разрабатываемых модификаций угломерных приемников позволяет сделать следующие выводы.

Помехоустойчивые модификации должны строиться на основе адаптивных антенных решеток, реализующих функции формирователя нулей в направлениях на источники помех, обеспечивающих значительное (более, чем на 35 дБ) уменьшение помех, а если реализовать функции *формирователя лучей (beamformer)* диаграммы направленности в направлении каждого навигационного космического аппарата помимо уменьшения уровня помех можно получить увеличение уровня сигнала ( $\approx 8...15$  дБ), а также уменьшение погрешности многолучевого приема – главной составляющей ошибки определения координат и пространственной ориентации.

## Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд-е 4-е, перераб. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
2. Тяпкин, В.Н., Дмитриев Д.Д., Коннов В.Г., Фолин А.Н. Метод определения вектора спектральных коэффициентов по критерию отношения правдоподобия // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 3 (43). С. 76–79.
3. Тяпкин, В.Н., Дмитриев Д.Д., Гарин Е.Н., Соколовский А.В. Управление амплитудно-фазовым распределением адаптивной фазированной антенной решетки // Промышленные АСУ и контроллеры. 2013. № 4. С. 66–71.
4. Шарфудова Т.Г., Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д. Точность измерения навигационных параметров в навигационной аппаратуре потребителя спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, оснащенной антенной решеткой // Радиотехника. 2013. № 6. С. 22–25.
5. Тяпкин, В.Н., Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Коннов В.Г. Калибровка измерительного тракта для испытания навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем на помехоустойчивость // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 4 (44). С. 139–142.
6. Тяпкин, В.Н., Дмитриев Д.Д., Мошкина Т.Г. Потенциальная помехоустойчивость навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем // Вестник СибГАУ. 2012. Вып. 3 (43). С. 113–119.
7. Тяпкин В.Н. Определение угловой ориентации объекта по радионавигационным сигналам космических аппаратов при воздействии преднамеренных широкополосных помех // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 9. С. 100–106.
8. Асеевич В.Н., Гребеников А.В., Кокорин В.И. Опыт создания и перспективы применения аппаратуры потребителей глобальных спутниковых навигационных систем // Гирокоспия и навигация. 2000. № 4. С. 104.

## Применение навигационной аппаратуры потребителей в деятельности МВД России

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**Д.В. Дьяченко** – полковник внутренней службы, начальник, Калужский филиал ФКУ НПО «СТИС» МВД  
E-mail: sts@kaluga.net

**С.В. Лаптев** – майор внутренней службы, мл. науч. сотрудник, Калужский филиал ФКУ НПО «СТИС» МВД России  
E-mail: sts@kaluga.net

Приведены краткие тактико-технические характеристики навигационной аппаратуры потребителей, используемой в МВД России, отражены результаты сравнительных испытаний навигационных модулей.

**Ключевые слова:** навигационная аппаратура потребителей, навигационные модули, испытания, ГЛОНАСС, МВД России, органы внутренних дел, внутренние войска.

The article summarizes the performance characteristics of application navigation user equipment, used in the Ministry of Internal Affairs of Russian Federation, reflects the results of comparative tests of navigation modules.

**Keywords:** application navigation user equipment, navigation modules, GLONASS, tests, MIA of Russia, law-enforcement body, internal troops.

Применение навигационной аппаратуры потребителей и систем на ее основе позволяет осуществлять контроль за транспортными средствами подразделений ОВД и внутренних войск МВД России, обеспечивать управление вверенными силами, сокращать время прибытия наряда на места преступлений и происшествий, использовать при проведении оперативно-разыскных мероприятий. Для получения доказательной базы при расследовании дорожно-транспортных происшествий используются персональные приемники. Сотрудники конвойной службы с помощью спутниковых навигационно-мониторинговых систем обеспечивают подконтрольную перевозку подозреваемых и арестованных, а сотрудники вневедомственной охраны – перевозку ценных грузов.

Наибольшее распространение в деятельности сотрудников ОВД и военнослужащих ВВ МВД

России получили спутниковые навигационно-мониторинговые системы (НМС). Это комплекс технических и аппаратно-программных средств на основе аппаратуры спутниковой навигации ГЛОНАСС/GPS, обеспечивающий возможность контроля (в центре мониторинга) состояния и местоположения транспортных средств и позволяющий принимать решения по их управлению в соответствии с полученной информацией.

В состав НМС входят различные типы НАП, предназначенной для установки на транспортные средства. Обобщенная структурная схема НМС подразделений МВД России представлена на рис. 1.

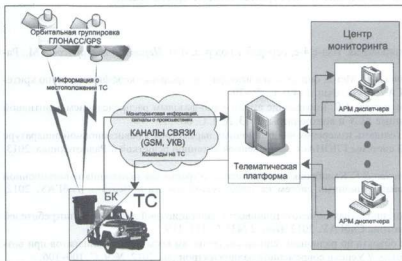


Рис. 1. Обобщенная структурная схема НМС

В зависимости от специфики использования НАП и условий эксплуатации транспортного средства, в ОВД применяются терминальные модули трех типов: 1) обычного; 2) специального исполнения; 3) выполненного по стандарту 1 Din (для установки в стандартную нишу от автомагнитолы) (рис. 2).



Рис. 2. Терминальные модули для установки на транспорт

Для быстрой (оперативной) установки НАП на транспортные средства, не оснащенные терминальными модулями, используется оборудование двух типов: 1) кейс; 2) автономные трекеры.

*Кейс* имеет выносные антенны и кабель для подключения к бортовой сети электропитания транспортного средства (рис. 3,а).

*Трекер* имеет встроенные антенны и источник электропитания (рис. 3,б).

Все оборудование НМС, предлагаемых для использования в ОВД и внутренних войсках (автоматизированные рабочие места, бортовые терминалы и программное обеспечение), проходит сертификационные испытания на соответствие требованиям МВД России. Испытания проводятся в испытательной лаборатории Калужского филиала ФКУ НПО «СТиС» МВД России, которая располагает испытательным комплексом (геодезический пункт и мерный (эталонный) участок трассы), а также имитационно-испытательным стендом. При положительных результатах испытаний организационно-разработчику выдается сертификат соответствия добровольной системы сертификации специальной техники. Наличие сертификата подтверждает качество продукции и ее соответствие обязательным требованиям МВД России.

Проведение единой технической политики по разработке, созданию и внедрению НАП и систем на её основе, подкрепленное стабильным бюджетным финансированием, обеспечило МВД России существенный рост показателей оснащённости транспортных средств навигационной аппаратурой ГЛОНАСС/GPS. Если в 2008 г. число наземных транспортных средств, оснащённых аппаратурой ГЛОНАСС/GPS, составляло около 2 тыс. единиц, то к концу 2013 г. уже почти 70 тыс. единиц.

Особое место в структуре МВД России занимают внутренние войска. На внутренние войска возлагаются задачи по охране важных государственных объектов и специальных грузов, участию в борьбе с терроризмом и обеспечению режима чрезвычайного положения. В случае обострения военно-политической обстановки внутренние войска будут привлекаться к обороне совместно с Вооружёнными Силами РФ и оказанию содействия пограничным органам федеральной службы безопасности РФ в охране Государственной границы. Поэтому к НАП и навигационно-мониторинговым системам для оснащения транспортных средств внутренних войск МВД России предъявляются более жёсткие требования в части помехозащищённости, конструктивного исполнения и возможности работы по высокочастотному сигналу (ВТ-код).

Кроме того, для обеспечения взаимодействия с Минобороны РФ в НМС должны использоваться единые информационно-технологические протоколы. С этой целью в МВД России в 2012 г. были разработаны и утверждены тактико-технические требования к НАП для оснащения легковых и грузовых автомобилей внутренних войск МВД России, а в 2013 г. на снабжение внутренних войск МВД России



Рис. 3. Оборудование для оперативной установки: а – кейс; б – трекер



принята автоматизированная система 14Ц884, удовлетворяющая этим требованиям. Система обеспечивает защиту информации, передаваемой по каналам связи, а НАП, устанавливаемая на бронетехнику, соответствует группе исполнения 1.6 (ГОСТ РВ 20.30.304-98). Схема автоматизированной системы управления 14Ц884 представлена на рис. 4.

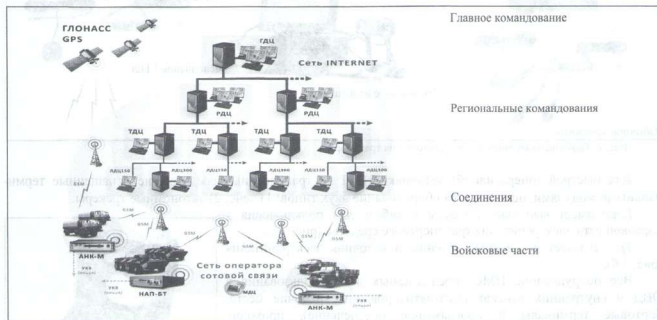


Рис. 4. Схема автоматизированной системы управления 14Ц884

Важной составной частью навигационной аппаратуры потребителей (далее – НАП) является навигационный приемник, изготовленный на основе OEM-модуля (Original equipment manufacturer). От того как он работает и решает навигационную задачу будет зависеть и работа бортового оборудования и работа системы в целом.

Навигационный модуль, предлагаемый к использованию в составе НАП для МВД России должен работать по сигналам ГНСС ГЛОНАСС или в совмещенном режиме ГЛОНАСС/GPS, воспринимать и обрабатывать ВТ-код (сигнал с санкционированным доступом). Кроме того, предпочтение должно отдаваться отечественным изделиям, так как это связано с безопасностью и качеством продукции, а НАП, предлагаемая для использования в МВД России, должна являться средством измерений и обеспечивать заданные точностные характеристики.

Для НАП, применяемой в органах внутренних дел РФ, предельная погрешность определения местоположения (в плане) не должна превышать 30 м (при доверительной вероятности 0,997), а для внутренних войск МВД России – 15 м (при доверительной вероятности 0,95).

Однако не все из используемых в МВД России навигационных модулей выполняют указанные требования по обеспечению необходимой точности и надежности, а также работы по ВТ-коду.

В связи с тем, что навигационные модули конструктивно входят в состав НАП и отдельно в МВД России не поставляются, потребовалось провести дополнительные сравнительные испытания по оценке технических характеристик и погрешностей измерений навигационных модулей.

Испытания проводились в лабораторных и полевых условиях с участием сотрудников лаборатории испытаний и сертификации «НАВИС-ТЕСТ» (ЗАО «КБ НАВИС»), Калужского филиала ФКУ НПО «СТиС» МВД России и представителей организаций-разработчиков.

На испытания были представлены девять навигационных модулей семи разработчиков НАП:

1. ЗАО «КБ НАВИС» – «СН-5701», «СН-6703», «nv08c-csm»;
2. ООО КБ «ГеоСтарНавигация» – «GeoS-3»;
3. ООО «ГК ГЛОНАСС Нева» – «MGGS2217»;
4. ОАО «РИРВ» – «МПВ 1К325»;
5. ЗАО «СОКБ «Вектор» – «НАВ-01»;

6. ООО «ИРЗ-Связь» – «МНП-М7»;
7. ОАО «МКБ Компас» – «ПКНС-Л1».

Испытания проводились в соответствии с требованиями ГОСТ РВ 52271-2004, «Типовой программой и методиками испытаний», а также с использованием имитатора сигналов «СН-3803М».

В ходе испытаний обеспечивалось движение «объекта-носителя» по реальному маршруту, а также имитация движения.

#### Сценарии имитации движения

- Фиксированная точка пространства.
- Прямолинейное движение с ускорениями до максимальной скорости.
- Круговое движение.
- Движение с маневрированием (типа «гребенки»).
- Движение в местах затенения и неуверенного приёма навигационных сигналов.
- Движение с минимальной скоростью.

Типичные результаты сравнительных испытаний навигационных модулей при движении по реальному маршруту представлены на рис. 5.

Типичные результаты сравнительных испытаний навигационных модулей с использованием имитатора сигналов «СН-3803М» представлены на рис. 6, а–д.



Рис. 5. Типичные результаты сравнительных испытаний при движении по реальному маршруту

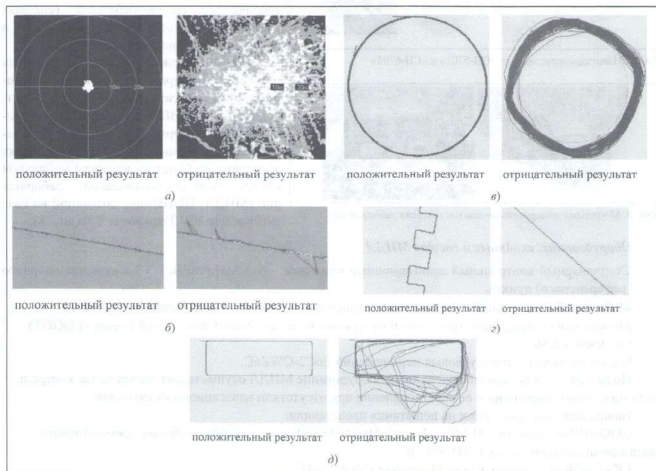


Рис. 6. Типичные результаты сравнительных испытаний навигационных модулей: а – фиксированная точка пространства; б – прямолинейное движение с ускорениями до максимальной скорости; в – круговое движение; г – движение с маневрированием; д – движение в местах затенения и неуверенного приема навигационных сигналов

В заключении Главного конструктора НАП *по результатам сравнительных испытаний навигационных модулей было отмечено, что:*

- требованию по точности определения местонахождения не более 30 м (при доверительной вероятности 0,95) удовлетворяют все модули, кроме «ПКНС-Л1»;
- работу по высокочастотному сигналу (ВТ-коду) обеспечивают три модуля («СН-5701», «СН-6703» и «МНП-М7»);
- худшие показатели измерения координат в статическом режиме (в фиксированной точке пространства) имеют модули «ПКНС-Л1» и «GeoS-3» (отклонения в десятки метров);
- по сигналам ГЛОНАСС (при отключенном режиме GPS) неустойчиво работает модуль «MGGS2217»;
- худшими характеристиками по помехозащищенности обладает модуль «НАВ-01», имеющий общий вход приемника для сигналов ГЛОНАСС и GPS;
- лучшей чувствительностью обладает модуль «MGGS2217» (за счет применения специальных алгоритмов слежения за сигналами без гарантии качества);
- модуль «МПВ 1К325» хорошо зарекомендовал себя в отдельных испытаниях, но вышел из строя;



Рис. 7. Навигационные модули «СН-5701» и «СН-6703»

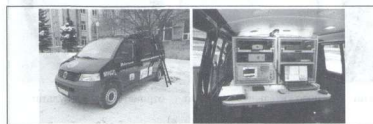


Рис. 8. Мобильная измерительно-диагностическая лаборатория

- в динамическом режиме лучшие показатели отмечены у модулей «СН-5701» и «СН-6703».

Таким образом, по совокупности всех замечаний и достоинств, наиболее полно требованиям спечпотребителей (силовых структур) отвечают модули «СН-5701» и «СН-6703», изображенные на рис. 7.

Для подтверждения ранее полученных результатов лабораторных испытаний навигационных модулей (приемников) в 2014 г. совместно с ЦНИИмаш проводились дополнительные натурные испытания навигационных приемников в реальных условиях эксплуатации (с использованием мобильной измерительно-диагностической лаборатории (МИДЛ) ЦНИИмаш, созданной на базе автомобиля VW Transporter T5) (рис. 8).

#### *Оборудование, входящее в состав МИДЛ*

- Стационарный контрольный навигационный приемник – NovAtel ProPak – V3 в качестве опорного (референсного) пункта.
  - Мобильный контрольный навигационный приемник основной – Javad Sigma (TRE\_G3TH).
  - Мобильный контрольный навигационный приемник вспомогательный – Javad Legacy (EGGDT).
  - Гироскоп CRS09-12.
  - Одометрический датчик угловых перемещений E6C2-CWZ6C.
- По результатам постобработки данных оборудование МИДЛ осуществляет расчет точек контрольной (эталонной) траектории и ее восстановление при отсутствии навигационных сигналов.
- Навигационные приемники на испытания представили:
- ООО «ИРЗ-Связь» (МНП-М7 (СТ-код), МНП-М7 (ВТ-код), макетный образец двухчастотного навигационного приемника МНП-М9.1);
  - ГК «ГЛОНАСС Нева», Санкт-Петербург (MGGS 2217);
  - ЗАО «СОКБ «Вектор», Москва («НАВ-01»);
  - ЗАО «КБ Навис», Москва (NV08C-CSM, СН-5701).

Контрольная трасса включала в себя открытые участки местности и участки плотной городской застройки со значительным затенением спутниковых сигналов, с общей протяженностью маршрута – 5,8 км. Приемники работали в режимах ГЛОНАСС, GPS, ГЛОНАСС/GPS.

В конечном результате все приемники подтвердили свои заявленные характеристики кроме МНП-М9.1 (рис. 9).

В режиме ГЛОНАСС на открытых участках местности лучшие результаты показали приемники NV08C (СКП составила 2,41 м), далее – приемник МПН-М7 (ВТ) (СКП составила 2,93 м) и МПН-М7 (СТ) (СКП составила 3,23 м).

На участках с плотной городской застройкой со значительным затенением спутниковых сигналов лучший результат показали приемники MGG5 2217 (СКП составила 5,49 м), СН-5701 (ВТ) (СКП составила 7,65 м), СН-5701 (СКП составила 10,19 м).

В режиме GPS на открытых участках местности лучшие результаты показали приемники СН-5701 и NV08C, (СКП составили 0,79 и 0,86 м соответственно), МНП-М7 (ВТ) (СКП составила 1,06 м).

В режиме GPS точность позиционирования всех представленных образцов приемников более чем в 2 раза выше, чем при работе в режиме ГЛОНАСС.

На участках с плотной городской застройкой со значительным затенением спутниковых сигналов лучшие результаты показали приемники MGG5 2217 (СКП составила 3,57 м), СН-5701 (ВТ) (СКП составила 3,98 м), СН-5701 (СТ) (СКП составила 4,50 м) и НАВ-1 (СКП составила 4,88 м).

В режиме ГЛОНАСС/GPS на открытых участках местности лучшие результаты показали приемники СН-5701 и NV08C (СКП составила 0,71 м и 0,77 м соответственно). Данные образцы НАП показали более высокую точность, чем при работе в режиме GPS. У остальных образцов НАП при работе в совмещенном режиме точность выше, чем при работе в режиме по ГЛОНАСС, но ниже, чем при работе в режиме GPS.

На участках с плотной городской застройкой со значительным затенением спутниковых сигналов все приемники, работающие в режиме ГЛОНАСС/GPS, показали более высокую точность позиционирования, чем в режимах GPS и ГЛОНАСС. Лучшие результаты показали приемники СН-5701 (ВТ) (СКП составила 3,83 м), MGG5 2217 (СКП составила 4,02 м). СКП приемников СН-5701 (СТ) и NV08C (СКП составили 4,21 м и 4,61 м соответственно).

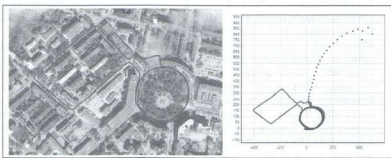


Рис. 9. Результаты испытаний МНП-М9.1 в режиме GPS

Испытания, проведенные совместно с разработчиками НАП наглядно показали возможности навигационных приемников, предлагаемых для использования в МВД России.

Подводя промежуточные итоги работы МВД России по применению НАП для оснащения транспортных средств ОВД и ВВ, можно отметить, что спутниковая навигация позволила решить задачу диспетчеризации служебного транспорта. Однако не следует забывать, что в среднесрочной перспективе МВД России необходимо оснастить плавательные средства и воздушные суда, решить вопросы применения НАП, обеспечивающей работу по новым сигналам, в том числе с санкционированным доступом, создать автономные малогабаритные средства для обеспечения оперативно-разыскных мероприятий.

Решение этих задач запланировано в рамках ФЦП «ГЛОНАСС-2020», в которой МВД России выступает государственным заказчиком НИОКР в интересах трёх федеральных органов исполнительной власти (ФОИВ): МВД России, ФСИН России, ФСКН России и должно учитывать специфику работы сотрудников служб исполнения наказания и наркоконтроля.

В дальнейшем это позволит перейти на единую систему заказов ФОИВ вооружения, военной и специальной техники для спецпотребителей, предусмотренную «Стратегией национальной безопасности Российской Федерации» до 2020 года» и обеспечить надежную работу НАП в различных условиях военно-политической обстановки, в том числе при введении санкций.

## Литература

1. Приказ МВД России от 31.12.2008 №1197 «Об утверждении и использовании общих тактико-технических требований к спутниковым навигационно-мониторинговым системам для органов внутренних дел Российской Федерации и внутренних войск МВД России».
2. Тактико-технические требования к навигационно-мониторинговым системам ГЛОНАСС/GPS для легковых и грузовых автомобилей внутренних войск МВД России, утвержденные 08.10.2012 начальником главного штаба внутренних войск МВД России генерал-полковником С.В. Булиным.
3. Методические рекомендации по применению навигационной аппаратуры ГЛОНАСС сотрудниками ОВД и военнослужащими внутренних войск МВД России. М.: ФКУ НПО «СТиС» МВД России, 2012.
4. Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС сотрудниками органов внутренних дел и военнослужащими внутренних войск МВД России. Учеб. пособие. Воронеж: ВИ МВД России, 2013.
5. Разработка навигационной аппаратуры потребителей ГЛОНАСС/GPS в интересах органов внутренних дел и внутренних войск МВД России. Методич. Пособие. М.: ФКУ НПО «СТиС» МВД России, 2014.
6. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2003.
7. Власов В.М., Николаев А.Б., Посполит А.В., Приходько В.М. Информационные технологии на автомобильном транспорте / под общ. ред. В.М. Приходько. М.: Наука, 2006.
8. Журнал «Радио». 2011. № 2.
9. Соловьев Ю.А. Состояние и развитие спутниковых навигационных систем // Новости навигации. 2008. № 2.

**ВНИМАНИЕ!**

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга в 2-х томах

**РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПЛЕКСЫ  
НАВИГАЦИИ, ПРИЦЕЛИВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ  
ВООРУЖЕНИЕМ  
ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ**

Авторы

**М.С. Ярлыков, А.С. Богачев, В.И., Меркулов В.В. Дрогалин**

Под ред. **М.С. Ярлыкова**

**Т. 1. Теоретические основы**

Изложены теоретические основы построения и функционирования радиоэлектронных комплексов (РЭК) навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Даны методы анализа и синтеза авиационных РЭК. Рассмотрена комплексная обработка информации.

При оценке качества функционирования РЭК акцент делается с позиций системотехники на обобщенные характеристики (боевая эффективность и эффективность функционирования). В центре внимания находятся военные самолеты и вертолеты 4- и 5-го поколений.

Монография написана с использованием материалов открытой отечественной и зарубежной печати. По целому ряду вопросов монография оригинальна.

*Для научных работников и инженеров, а также преподавателей, аспирантов и студентов высших учебных заведений.*

**Т. 2. Применение авиационных радиоэлектронных комплексов  
при решении боевых и навигационных задач**

Отражены последние достижения науки и техники. Показано применение радиоэлектронных комплексов навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов (ЛА) при выполнении боевых и навигационных задач: навигация и управление; перехват и уничтожение воздушных целей (самолетов, вертолетов, крылатых ракет, беспилотных ЛА и др.), поражение наземных (надводных) целей. Теоретические положения проиллюстрированы примерами, дающими представление о возможностях РЭК. Показано, как достигаются эти возможности в боевых условиях.

Монография написана с использованием материалов открытой отечественной и зарубежной печати. По целому ряду вопросов монография оригинальна.

*Для научных работников и инженеров, а также преподавателей, аспирантов и студентов высших учебных заведений.*

По вопросам заказа и приобретения книги  
обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Построение фильтра калмановского типа для устранения влияния ионосферы и тропосферы на оценку координат и вектора скорости в приемниках ГНСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.Е. Вовасов** – вед. инженер-исследователь, ОАО «Российские космические системы»

E-mail: vovasov@list.ru

Приведен анализ методов калибровки приемников ГЛОНАСС на качество устранения ионосферной задержки сигналов, а так же на возможность коррекции тропосферной задержки сигналов без предварительных замеров ее параметров.

**Ключевые слова:** калибровка навигационных приемников, ионосферная задержка, тропосферная задержка.

Analysis of calibration methods of GLONASS receivers on correction quality of ionospheric signal delay is fulfilled. There are examined ability of troposphere signal delay correction without preliminary measurements of its parameters.

**Keywords:** navigation receiver calibration, troposphere signal delay, ionospheric signal delay.

Для получение оценок координат и вектора скорости движущегося объекта, на борту которого установлен приемник ГНСС, обычно используется фильтр калмановского типа (ФКТ). Получение не смещенных оценок требует учета смещений в измеряемых псевдо дальностях (ПД) и псевдо скоростях (ПС).

Смещения оценки ПД в основном связаны с задержкой сигнала навигационного спутника в ионосфере и тропосфере. Известно, что применение моделей задержки сигнала в тропосфере, позволяет уменьшать смещение ПД в 10 раз, а глобальная модель задержки сигнала в ионосфере – в 2 раза [2]. Поэтому для качественного устранения ошибки, связанной с задержкой сигнала в ионосфере, используют *двухчастотный метод*. Однако отсутствие калибровки приемника в этом случае может привести к погрешности ПД равной 8 м и более. Под *калибровкой* будем понимать набор аппаратурных задержек, получение которых возможно различными путями.

**Цель работы** – проверка методов калибровки приемников ГЛОНАСС, на предмет качественного устранения ионосферной задержки сигналов, а так же возможность коррекции тропосферной задержки сигналов без предварительных замеров ее параметров.

Так как исследование динамических ошибок ФКТ не является предметом рассмотрения в данной работе, то предлагается для обработки измерений использовать фильтр, оцениваемыми параметрами которого являются координаты и вектор скоростей, в то время как измерения производятся приемником с неподвижной антенной. Такой фильтр можно применять и при движущейся антенне, однако в этом случае необходимо снятие динамики (лучше на уровне первичной обработки) с помощью инерциальной системы и акселерометров [1].

В литературе, например в [4], обычно приводится выражение для несмещенной ПД, используемое в навигационном решении в виде

$$\frac{D_j^{L1}(t_i) - \gamma D_j^{L2}(t_i)}{(1 - \gamma)}, \quad (1)$$

где  $D_j^{L1}(t_i)$ ,  $D_j^{L2}(t_i)$  – ПД измеренные в диапазонах  $L1$  и  $L2$  соответственно;  $\gamma = \frac{\lambda_{j,L1}^2}{\lambda_{j,L2}^2} = \frac{49}{81}$  – отношение квадратов длин волн несущих в диапазонах  $L1$  и  $L2$ .

Однако это выражение имеет погрешность. Для доказательства нужно записать выражение для ПД максимально подробно для двух диапазонов  $L1$  и  $L2$ .

Считаем, что все необходимые меры по устранению ошибки многолучевости предприняты и тогда задержка связанная с ней равна нулю. Кроме этого, учтена неточность знания координат спутника  $\Delta R_j$ :

$$D_j^{L1}(t_i) = R_j(t_i) + \Delta R_j + c\Delta T + c\Delta T^j + c(T_{\text{троп}}^j + T_{\text{ион},L1}^j + \tau_{\text{пер},L1}^j + \tau_{\text{пр},L1}^j) + \xi_{L1}^j, \quad (2)$$

$$D_j^{L2}(t_i) = R_j(t_i) + \Delta R_j + c\Delta T + c\Delta T^j + c(T_{\text{троп}}^j + T_{\text{ион},L2}^j + \tau_{\text{пер},L2}^j + \tau_{\text{пр},L2}^j) + \xi_{L2}^j, \quad (3)$$

где  $t_i$  – момент прихода сигнала;  $R_j$  – длина пути распространения сигнала от  $j$ -го спутника до приемника;  $R_j(t_i) = \sqrt{(x_j^{\text{сн}} - x(t_i))^2 + (y_j^{\text{сн}} - y(t_i))^2 + (z_j^{\text{сн}} - z(t_i))^2}$ ;  $\Delta T$  – смещение часов приемника относительно системной шкалы времени (СШВ);  $\Delta T^j$  – смещение часов  $j$ -го спутника относительно СШВ;  $T_{\text{троп}}^j$  – задержка кодового сигнала  $j$ -го спутника в тропосфере;  $T_{\text{ион},L1}^j, T_{\text{ион},L2}^j$  – задержка кодового сигнала  $j$ -го спутника в ионосфере в диапазонах  $L1$  и  $L2$ ;  $\tau_{\text{пер},L1}^j, \tau_{\text{пер},L2}^j$  – задержка кодового сигнала  $j$ -го спутника в радиочастотной части передатчика в диапазонах  $L1$  и  $L2$ ;  $\tau_{\text{пр},L1}^j, \tau_{\text{пр},L2}^j$  – задержка кодового сигнала  $j$ -го спутника в радиочастотной части приемника в диапазонах  $L1$  и  $L2$ ;  $\xi^j$  – шумовая составляющая измерения ПД  $j$ -го спутника приемником;  $I_g$  – ошибка вертикального хода луча или уход ПД для сигнала  $j$ -го спутника в ионосфере в момент времени  $t_i$ .

Уход ПД из-за ионосферы определяется как [2]

$$cT_{\text{ион},L1}^j = I_g \gamma \sqrt{\frac{1}{1 - \left[ \frac{R_3}{R_3 + h} \cos\{\eta_j(t_i)\} \right]^2}}, \quad (4)$$

$$cT_{\text{ион},L2}^j = I_g \sqrt{\frac{1}{1 - \left[ \frac{R_3}{R_3 + h} \cos\{\eta_j(t_i)\} \right]^2}} \quad (5)$$

где  $R_3$  – радиус Земли;  $h = 432,5 \cdot 10^3$  м – высота слоя ионосферы, где интегральная концентрация электронов в вертикальном столбе достигает 50%;  $\eta_j(t_i)$  – угол места  $j$ -го навигационного спутника относительно приемника.

Уход ПД из-за тропосферы определяется как [2]

$$c \cdot T_{\text{троп}}^j = \frac{U}{\sin\{\eta_j(t_i)\}}, \quad (6)$$

где  $U$  – величина, близкая к 2,6 и постоянная на достаточно большом интервале времени.

Очень важно учесть вращение Земли за время распространения сигнала от каждого спутника. Для этого необходимо пересчитать координаты спутников в соответствии с выражением [4]

$$\begin{aligned} x_j^{\text{сн}} &= x_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) + y_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) \Omega_3 \frac{R_j(t_i)}{c}; \\ y_j^{\text{сн}} &= y_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) - x_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) \Omega_3 \frac{R_j(t_i)}{c}; \\ z_j^{\text{сн}} &= z_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}). \end{aligned} \quad (7)$$

где  $t_{\text{пред}}$  – момент времени, который предшествует моменту приема на время распространения сигнала;

$\Omega_3$  – угловая скорость вращения Земли.

Величины  $x_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}})$ ,  $y_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}})$ ,  $z_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}})$  получаем из эфемеридных данных по известным методикам. Вместо  $R_j(t_i)$  в выражение (7) можно с достаточной для практики точностью подставить  $R_j^*(t_i)$ .

$$R_j^*(t_i) = \sqrt{\left(x_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) - x(t_i)\right)^2 + \left(y_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) - y(t_i)\right)^2 + \left(z_j^{\text{сн}}(t_{\text{пред}}) - z(t_i)\right)^2}. \quad (8)$$

Введя обозначения

$$\tau_{\text{пер},L2}^j + \tau_{\text{пр},L2}^j = F + F's_j, \quad \tau_{\text{пер},L1}^j + \tau_{\text{пр},L1}^j = G + G's_j$$

где  $F, G$  – значение задержки умноженной на скорость света при нулевой литере в диапазоне  $L2, L1$  соответственно;  $F', G'$  – изменение значения задержки умноженной на скорость света на одну литеру в диапазоне  $L2, L1$  соответственно;  $s_j$  – литера  $j$ -го спутника.

Запишем значение выражения (1) с учетом (2) и (3) в виде

$$D_j = R_j(t_i) + \Delta R_j + c\Delta T + c\Delta T^j + cT_{\text{троп}}^j + \frac{G + G's_j - \gamma(F + F's_j)}{1 - \gamma} + \frac{\xi_{L1}^j - \gamma\xi_{L2}^j}{1 - \gamma}. \quad (9)$$

Здесь учтено, что согласно (4) и (5)

$$\frac{T_{\text{ион},L1}^j - \gamma T_{\text{ион},L2}^j}{1 - \gamma} = 0. \quad (10)$$

Введя обозначения  $P = F - G$ ,  $P' = F' - G'$ , запишем выражение (9) в виде

$$D_j = R_j(t_i) + \Delta R_j + c\Delta T^j + c\Delta T + cT_{\text{троп}}^j + F - \frac{P}{1 - \gamma} + B_j + \frac{\xi_{L1}^j - \gamma\xi_{L2}^j}{1 - \gamma}, \quad (11)$$

где

$$B_j = s_j \left( F' - \frac{P'}{1 - \gamma} \right) \quad (12)$$

Известно, что аппаратурные задержки подвержены эффекту старения и изменяются с течением времени. Поэтому желательно периодически калибровать приемник на предмет оценки параметров  $B_j$ . Для исследуемого двухчастотного навигационного приемника Javad GNSS TR-63T нами определены следующие параметры:  $P \approx 8$  м,  $P' \approx 0$  м,  $F' \approx 1$  м/литер. Параметр  $c\Delta T^j$  вычисляется из эфемеридных данных и уточняется с помощью системы дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ). Величина  $F$  постоянна, но неизвестна. Поэтому включим ее в параметр шкалы времени приемника умноженный на скорость света  $\Delta = c\Delta T + F$ , а скорость смещения шкалы времени умноженной на скорость света обозначим как  $\dot{\Delta}$ . Такой подход позволяет лишь незначительно ухудшить точность оцениваемых параметров.

Аналогично выражению для несмещенной ПД, записывается выражение для несмещенной ПС:

$$\dot{D}_j = \frac{\dot{D}_j^{L1}(t_i) - \gamma \dot{D}_j^{L2}(t_i)}{(1 - \gamma)}. \quad (13)$$

Однако вследствие очень малых величин производных аппаратурных задержек по времени, этим выражением можно пользоваться без коррекций.



Возможность учета измерений от недостаточного количества спутников для формирования навигационного решения приводит к тому, что в качестве измерений необходимо взять ПД  $-D_j$  и ПС  $-\dot{D}_j$  от  $J$  видимых под углом более 7 град к горизонту спутников ГЛОНАСС

$$\bar{z} = (D_1 \dots D_J, \dot{D}_1 \dots \dot{D}_J)^T \quad (14)$$

Перечисленные выше требования приводят к необходимости иметь следующий вектор состояния

$$\bar{x} = (x, y, z, \Delta, \dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \dot{\Delta}, U)^T \quad (15)$$

включающий 9 параметров.

Уравнения ФКТ приведены в [3]. Здесь достаточно дать названия и обозначения параметров, используемых в фильтре:  $\bar{x}_{i/i}$  – оцениваемый вектор,  $i$ -й момент времени;  $P_{i/i}$  – матрица ковариаций ошибок, связанную с оценкой  $\bar{x}_{i/i}$ ;  $Q_i$  – матрица шума модели;  $W_{i+1}$  – матрица коэффициентов усиления фильтра;  $\bar{f}(\bar{x}_{i/i}) = \dot{\bar{x}}_{i/i}$ ;  $A(\bar{x}_{i/i}) = \frac{\partial \bar{f}}{\partial \bar{x}}$ ,  $H_{i+1} = \frac{\partial \bar{h}}{\partial \bar{x}}$ .

Если в качестве измеряемого ввести вектор  $\bar{z}_i$ , то связь оцениваемых и измеряемых параметров можно записать в виде

$$\bar{z}_i = \bar{h}_i(\bar{x}_i) + \bar{\varepsilon}_i$$

$N_i$  – матрица интенсивности шума измерений.

Для предотвращения расходимости ФКТ включим в него адаптивный элемент в виде пересчета в каждый момент времени  $i$  матрицы  $Q_i$  [5]:

$$Q_{i+1} = Q_{\min} + 0,1 \cdot Q_i + 0,9 \cdot \text{diag}\{W_{i+1}[\bar{z}_{i+1} - \bar{h}(\bar{x}_{i+1/i})]^T \{W_{i+1}[\bar{z}_{i+1} - \bar{h}(\bar{x}_{i+1/i})]\}\},$$

где  $Q_{\min}$  – выбирается экспериментальным путем.

Определим матрицу  $H_{i+1}$ , а так же вектор  $\bar{h}_i(\bar{x}_i)$ . С учетом приведенных уравнений и некоторых допущений ПД и ПС связаны с оцениваемым вектором следующими соотношениями:

$$D_j = \sqrt{(x_j^{cn} - x)^2 + (y_j^{cn} - y)^2 + (z_j^{cn} - z)^2} + \Delta + c\Delta T^j - \frac{P}{1-\gamma} + B_j + \frac{U}{\sin\{\eta_j(t_i)\}},$$

$$\dot{D}_j = \frac{(x_j^{cn} - x) \cdot (\dot{x}_j^{cn} - \dot{x}) + (y_j^{cn} - y) \cdot (\dot{y}_j^{cn} - \dot{y}) + (z_j^{cn} - z) \cdot (\dot{z}_j^{cn} - \dot{z})}{\sqrt{(x_j^{cn} - x)^2 + (y_j^{cn} - y)^2 + (z_j^{cn} - z)^2}} + \dot{\Delta} + c \cdot \Delta \dot{T}^j,$$

величина  $\Delta R_j = \pm 1$  м – неизвестна и формирует дополнительные шумы измерений; величина  $c \cdot \Delta T^j$  – известна из эфемеридных данных.

$$\bar{h}(\bar{X}) = \begin{pmatrix} D_1 \\ \dots \\ D_J \\ \dot{D}_1 \\ \dots \\ \dot{D}_J \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{(x_1^{cn} - x_1)^2 + (y_1^{cn} - x_2)^2 + (z_1^{cn} - x_3)^2} + x_4 + c\Delta T^1 - \frac{P}{1-\gamma} + B_1 + \frac{U}{\sin\{\eta_1(t_i)\}} \\ \dots \\ \sqrt{(x_j^{cn} - x_1)^2 + (y_j^{cn} - x_2)^2 + (z_j^{cn} - x_3)^2} + x_4 + c\Delta T^j - \frac{P}{1-\gamma} + B_j + \frac{U}{\sin\{\eta_j(t_i)\}} \\ \frac{(x_1^{cn} - x_1)(\dot{x}_1^{cn} - \dot{x}_4) + (y_1^{cn} - x_2)(\dot{y}_1^{cn} - \dot{x}_6) + (z_1^{cn} - x_3)(\dot{z}_1^{cn} - \dot{x}_7)}{\sqrt{(x_1^{cn} - x_1)^2 + (y_1^{cn} - x_2)^2 + (z_1^{cn} - x_3)^2}} + x_8 + c\Delta \dot{T}^1 \\ \dots \\ \frac{(x_j^{cn} - x_1)(\dot{x}_j^{cn} - \dot{x}_4) + (y_j^{cn} - x_2)(\dot{y}_j^{cn} - \dot{x}_6) + (z_j^{cn} - x_3)(\dot{z}_j^{cn} - \dot{x}_7)}{\sqrt{(x_j^{cn} - x_1)^2 + (y_j^{cn} - x_2)^2 + (z_j^{cn} - x_3)^2}} + x_8 + c \cdot \Delta \dot{T}^j \end{pmatrix}$$

Матрица интенсивности шума измерений

$$N_j = \begin{pmatrix} \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2} \sigma_{D_1}^2 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2} \sigma_{D_j}^2 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2} \sigma_{D_1}^2 & \dots & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2} \sigma_{D_j}^2 & \dots \end{pmatrix},$$

где  $\sigma_{D_j}^2$  и  $\sigma_{D_1}^2$  – соответственно дисперсия измерений ПД и ПС по  $j$ -му спутнику, одинаковая для диапазона  $L1$  и  $L2$ .

Навигационные измерения получены с помощью двухчастотного навигационного приемника Javad GNSS TR-63T.

Значения СКО ПД соответствовало  $\sigma_{D_j} = 2,1$  м, а СКО ПС соответствовало  $\sigma_{D_j} = 0,02$  м/с в обоих диапазонах. Темп измерений ПД и ПС равен 1 с. Значения  $B_j$  для испытуемого приемника следующие

$j$ -е значение литеры .....	-7	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
$B_j$ (м) .....	0	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13

В результате натурного эксперимента с помощью ФКТ получены оценки координат и вектора скорости. На рис. 1 и 2 представлены значения ошибок координаты  $Z$  и ее скорости, как наименее точных.



Рис. 1. Ошибка оценки координаты  $Z$  ФКТ



Рис. 2. Ошибка оценки скорости  $Z$  ФКТ

Исследуемый приемник с приведенной вторичной обработкой в виде ФКТ и учитывающий данные СДКМ и параметр калибровки  $B_j$  позволяет получить в установившемся режиме оценки вектора скорости лучше 0,01 м/с, а оценки координат не хуже 2,0 м.

**Литература**

1. *Шатилов А.Ю.* Разработка методов и алгоритмов оптимальной обработки сигналов и информации в инерциально-спутниковых системах навигации: Дисс. на соискание ученой степени канд. техн. наук. МЭИ. 2007.
2. ГЛОНАСС принципы построения и функционирования / Под ред. *А.И. Перова и В.Н. Харисова*. Изд. 4-е, перераб. М: Радиотехника. 2010.
3. *Mehra R.K.* // IEEE Transactions on Automatic Control. 1971. V. AC-16. № 4. P. 307-319.
4. *Поваляев А.А.* Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника. 2008.
5. *Воясов В.Е., Бетанов В.В., Степанников В.М.* Аналитическая оценка установившихся значений оцениваемых параметров и расчет элемента адаптации фильтров калмановского типа // Телекоммуникации. 2014. № 3. С. 2-8.

**ВНИМАНИЕ!**

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

## **СЛОЖНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ ВООРУЖЕНИЯ Планирование и управление созданием**

**Авторы**

**И.Р. Ашурбейли, А.И. Лаговьер, С.П. Соколов**

Дана общая характеристика вооружения и военной техники как объектов системных исследований, раскрыто содержание военно-научных и научно-технических задач и проблем, решаемых на стадиях жизненного цикла изделий. Рассмотрены основные положения квалиметрии, теории эффективности и исследования операций; основы теории принятия решений, задачи оптимизации со сравнением альтернатив по скалярному и векторному показателю качества; методы экспертного оценивания объектов выбора. Описаны различные аспекты системных исследований, выполняемых при планировании развития и разработке вооружения и военной техники; статистические методы обработки и анализа экспериментальных данных, включая методы дисперсионного, регрессионного и факторного анализов, а также методы планирования исследовательских испытаний. Описана система испытаний изделий и раскрыто содержание исследовательских испытаний. Значительное внимание уделено методам экспериментальных исследований.

*Для широкого круга специалистов по радиолокации и дистанционному зондированию Земли, инженеров, научных сотрудников, связанных с проектированием гео-информационных систем, созданием и применением средств радиолокационного землестроения гражданского и военного назначения, а также для преподавателей, аспирантов и студентов соответствующих факультетов вузов.*

По вопросам заказа и приобретения книги обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Методика испытаний на помехоустойчивость навигационной аппаратуры с применением универсального радиочастотного имитатора помех

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**Ю.П. Лямин** – к.т.н, инженер-исследователь 1-й категории, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

**С.А. Савельев** – директор НПК-2, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

**В.В. Юдин** – инженер-исследователь 1-й категории, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

Приведена методика проведения испытаний на помехоустойчивость разрабатываемых образцов навигационной аппаратуры потребителей (НАП), приемных устройств средств функциональных дополнений (СФД), а также беззапросных измерительных средств (БИС) НКУ ГНСС ГЛОНАСС, работающей в режиме слежения за параметрами навигационных сигналов в безэховой камере (БЭК) с применением универсального радиочастотного имитатора помех (УРИП) разработки ЗАО «БИНКОС». Приведены схема размещения оборудования в БЭК, блок - схема методики и перечень составляющих инструментальной погрешности методики. Произведена оценка результирующей величины предела инструментальной погрешности измерений помехоустойчивости, приведенной методики.

**Ключевые слова:** имитатор помех, помехоустойчивость, методика, БЭК.

In article the methodology of noise stability research of different types GNSS receivers are presented. The methodology presuppose of using anechoic room and universal radio jam imitator (URJI), developed by ЗАО «БИНКОС». In article are given layout of research equipment in anechoic room, block diagram of methodology and list of instrumental error. Also the estimation of resulting amplitude limit of instrumental error are given.

**Keywords:** jam imitation, methodology, noise stability, anechoic room.

Помехоустойчивость является одной из основных характеристик разрабатываемой НАП, приемных устройств СФД, а также беззапросных измерительных средств НКУ ГНСС ГЛОНАСС. Помехоустойчивость (ПУ), как характеристика, находит свое отражение в ТТЗ на разработку перспективных образцов навигационной аппаратуры, использующей сигналы ГНСС.

*Помехоустойчивость* характеризует способность изделия выполнять задачи по предназначению в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех.

Количественной оценкой помехоустойчивости является максимальное отношение мощности сигнала помехи  $J$  к мощности полезного сигнала  $S$  на входе антенны, при котором изделие удовлетворяет требованиям назначения ТТЗ.

Рассмотрим создание единой методики испытаний на ПУ навигационной аппаратуры, использующей сигналы ГНСС для подтверждения величины ПУ разрабатываемой аппаратуры требованиям ТТЗ на предварительных и Государственных испытаниях.

### *Основные виды испытаний*

- **Натурные испытания** по реальным навигационным сигналам.
- **Испытания в безэховой камере (БЭК)**, когда сигнально-помеховая обстановка формируется в рабочем объеме камеры, за счет применения передающих измерительных антенн. Навигационный и помеховые сигналы формируются с помощью имитаторов навигационных и соответственно помеховых сигналов.

- Лабораторные испытания, в процессе которых сигнально-помеховая обстановка формируется в ВЧ-тракте в результате применения ВЧ-сумматора (сплиттера) навигационных сигналов, поступающих от имитатора навигационных сигналов и помех, поступающих от имитатора помеховых сигналов.

Остановимся на методике испытаний на ПУ в БЭК, поскольку именно такого рода испытания сочетают в себе достоинства натуральных и лабораторных испытаний, а также учитывают их недостатки.

#### *Натурные испытания*

- Отсутствие контроля мощности навигационного сигнала в месте приема.
- Невозможность обеспечения многократного повторения исследования при одинаковых условиях навигационной обстановки.

#### *Лабораторные испытания*

- Исключение проверки некоторых функциональных узлов (приемной антенны, МШУ).
- Невозможность пространственного разделения источников навигационных и помеховых сигналов.

Методика приведена для испытания аппаратуры, работающей в режиме слежения за параметрами навигационных сигналов, при этом критерий помехоустойчивости определяется типом испытываемой аппаратуры. Например, для оценки ПУ НАП в качестве критерия может выступать наличие решения навигационной задачи с допустимой точностью. Для оценки ПУ приемных устройств СФД или БИС – наличие измерений псевдодальномерных параметров НС видимых НКА, с точностью не превышающей допустимую.

Схема размещения оборудования при проведении испытаний НАП в БЭК представлена на рис. 1.

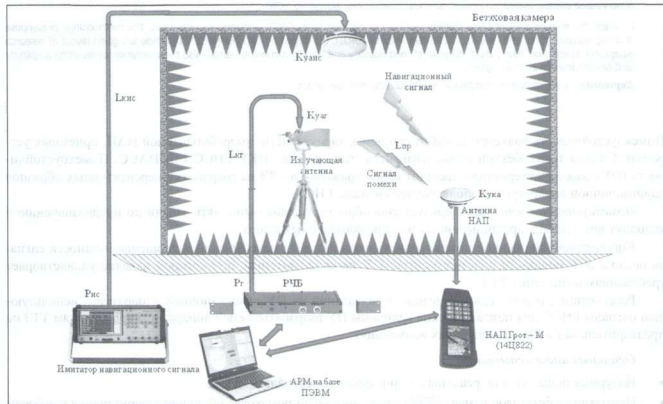


Рис. 1. Схема размещения оборудования при испытаниях НАП в БЭК

Средства материально-технического обеспечения, необходимые для проведения исследований и их характеристики представлены в табл. 1.

Таблица 1. Материально-техническое обеспечение для проведения исследований по определению помехоустойчивости в БЭК

Наименование	Характеристики	Значения
Безховая экранированная камера	Коэффициент безховости в рабочем диапазоне	не более минус 40 дБ
	Коэффициент отражения радиопоглощающего материала при норм. падении в рабочем диапазоне	не более минус 40 дБ
Имитатор навигационных сигналов СН-3803	Пределы допускаемой инструментальной составляющей погрешности установки уровня мощности выходного сигнала	$\pm 1$ дБ
	Предел допускаемого СКО формирования координат местоположения в геоцентрической СК	не более 1,5 м
	Предел допускаемого СКО формирования составляющей вектора скорости	не более 0,02 м/с
	Пределы допускаемого фазового шума несущей частоты выходного сигнала в диапазоне 10...1000кГц	не более $\pm 0,06$ , рад
Универсальный радиочастотный имитатор помех (УРИП)	Пределы допускаемой систематической/случайной составляющей погрешности имитируемой несущей частоты ИС НКА в диапазоне: L1 L2 GPS L1	$\pm 81/5$ Гц $\pm 63/4$ Гц $\pm 80/5$ Гц
	Номинальное значение выходной частоты встроенного опорного генератора, МГц	10
	Пределы допускаемой относительной погрешности по частоте встроенного опорного генератора	$\pm 1 \cdot 10^{-7}$
	Пределы допускаемой погрешности установки уровня мощности выходного сигнала, дБ	$\pm 1$
Антенна генератора помех П6-23М	Эффективная площадь антенны в диапазоне частот от 0,85 до 15 ГГц	не менее 150 см <sup>2</sup>
	Предел допускаемой относительной погрешности эффективной площади в диапазоне частот от 0,85 до 15 ГГц	не более $\pm 20\%$ от $A_{\text{ф}}$

### Этапы испытания

- Проведение подготовительных работ.
- Непосредственные измерения и регистрация данных.
- Постобработка данных измерений.

На этапе проведения подготовительных работ производится определение начальных параметров исследования, установка и размещение испытательного оборудования и испытываемой аппаратуры, тестирование совместной работы собранного оборудования.

Определение начальных параметров исследования включает:

определение требуемой мощности сигнала на выходе ИС:

$$P_{\text{ис}} [\text{дБВт}] = P_{\text{нап}} + L_{\text{кис}} - K_{\text{уис}} + L_{\text{при}}; \quad (1)$$

определение требуемой мощности сигнала помехи на выходе РЧБ УРИП:

$$P_{\text{п}} [\text{дБВт}] = P_{\text{нап}} + L_{\text{кп}} - K_{\text{уп}} + L_{\text{при}};$$

определение объема выборки значений максимальных мощностей помехи (число сессий измерений)  $N_c$ ;

определение объема выборки количества отсчетов навигационных параметров при определенном значении мощности помехи  $N_p$ ;

шаг изменения мощности сигнала помехи  $\Delta P_p$ ;

угол возвышения источника помехи, относительно приемной антенны НАП.

На этапе **непосредственных измерений** контролируется признак выдачи решения навигационной задачи НАП, производится непрерывная запись отсчетов навигационных параметров, а также фиксируется уровень мощности помехи на каждом этапе исследований.

На этапе **постобработки данных** измерений контролируется и подвергается оценке максимальный уровень мощности помехового сигнала  $J_{\max}$ , в зависимости от типа помехи, при которой НАП осуществляет решение навигационной задачи с погрешностью не превышающей допустимую.

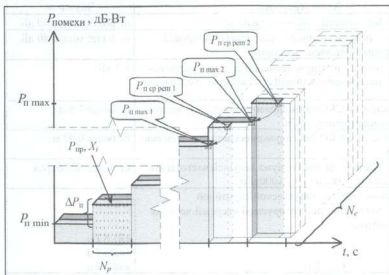


Рис. 2. Временная диаграмма изменения мощности помехового сигнала на выходе РЧБ УРИП

К навигационным параметрам (в системе BLH) относят широту  $B$ , долготу  $L$  и высоту  $H$ . Текущие значения погрешности определения навигационных параметров, на примере расчета широты, для значения мощности помехи  $P_{п\ p}$  ( $P_{п\ min} \leq P_{п\ p} \leq P_{п\ max}$ ) в серии измерений  $k$  ( $k = 1, \dots, N_c$ ), определяются исходя из выражения:

$$\Delta B_{ipk} = |B_0 - B_{ipk}|, \quad (3)$$

где  $B_0$  – значение широты, задаваемое параметрами сценария, либо координатами опорной точки,  $i=1, \dots, N_p$ .

Погрешности широты и долготы принято объединять в погрешность плановых координат, математическое ожидание которой рассчитывается по формуле:

$$\Delta \overline{BL}_{pk} = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \sqrt{\Delta B_{ipk}^2 + \Delta L_{ipk}^2}, \quad (4)$$

Для значения мощности помехи  $P_{п\ max\ p}$  в серии измерений  $k$  погрешность по высоте:

$$\Delta \overline{H}_{pk} = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \Delta H_{ipk}, \quad (5)$$

Далее для каждой серии измерений  $k$  находится предельное значение мощности помехи  $P_{п\ max\ k}$ , для которой  $\Delta \overline{BL}_{pk}$  и  $\Delta \overline{H}_{pk}$  не превышают предельных значений определения плановых координат и высоты. В случае, если хотя бы одна из величин превышает предельную погрешность, то следует считать, что условие не соблюдено.

Математическое ожидание максимального уровня помехи:

$$\overline{P}_{п\ max} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} P_{п\ max\ k}, \quad (6)$$

Соответственно, уровень помехоустойчивости

$$J_{\max} / S_{ш} [\text{дБ}] = \overline{P}_{п\ max} - P_{п\ min}, \quad (7)$$

СКО уровня помехоустойчивости

Временная диаграмма изменения мощности помехового сигнала на выходе РЧБ УРИП представлена на рис. 2.

Для расчета уровня помехоустойчивости при условии соблюдения предельной погрешности навигационных параметров рассчитываются:

- погрешности навигационных параметров на выборке из  $N_p$  измерений, т.е. для каждого значения уровня мощности помехи, в каждой  $k$ -й серии измерений;
- математическое ожидание величины помехоустойчивости  $J_{\max} / S_{ш}$ ;
- СКО уровня помехоустойчивости.

$$\sigma_{P_{\text{наб}}} = \frac{1}{N_c - 1} \sqrt{\sum_{k=1}^{N_c} (P_{\text{п max } k} - \bar{P}_{\text{п max}})^2}, \quad (8)$$

Схема методики по определению уровня помехоустойчивости в режиме слежения в БЭК представлена на рис. 3.

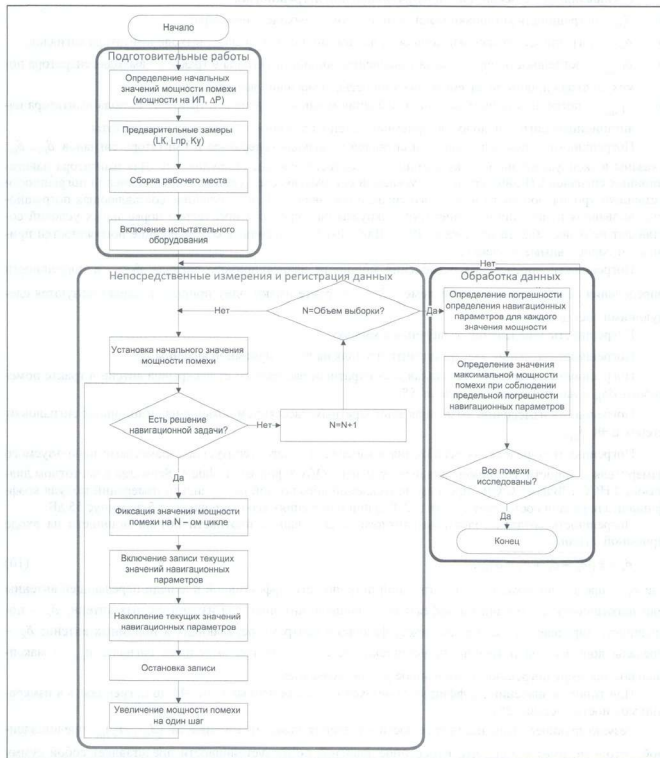


Рис. 3. Схема методики испытаний на помехоустойчивость в БЭК



Суммарная инструментальная погрешность  $\delta_{\Sigma И}$ :

$$\delta_{\Sigma И} = \sqrt{\sum_I \delta_i^2}, \quad (9)$$

где  $\delta_i$  – значение  $i$ -й составляющей в процентах.

#### Составляющие суммарной инструментальной погрешности

- $\delta_{\Pi}$  – погрешность установки мощности помехи на выходе генератора;
- $\delta_{\text{ис}}$  – погрешность установки мощности навигационного сигнала на выходе имитатора сигналов;
- $\delta_{I_{\text{тmax}}}$  – погрешность определения ослабления мощности сигнала в тракте от выхода генератора помех до входа приемной антенны для конкретного значения частоты;
- $\delta_{I_{\text{чmax}}}$  – погрешность определения ослабления мощности сигнала в тракте от выхода имитатора навигационных сигналов до входа приемной антенны для конкретного значения частоты.

Погрешности установки мощности сигналов на выходе генератора и имитатора сигналов  $\delta_{\Pi}$ ,  $\delta_{\text{ис}}$  указаны в эксплуатационной документации на соответствующее оборудование. Для имитатора навигационных сигналов СН-3803 предел допускаемой систематической составляющей основной погрешности установки уровня мощности выходного сигнала составляет  $\pm 1$  дБ, случайная составляющая погрешности, вызванная изменениями температуры окружающей среды, относительно нормальных условий составляет не более  $\pm 0,2$  дБ на каждые  $10^\circ\text{C}$ . Для УРИП, аналогичные составляющие погрешностей принимают сопоставимые значения.

Погрешности определения ослабления мощности навигационного сигнала  $\delta_{I_{\text{чmax}}}$  и погрешности определения ослабления мощности помех  $\delta_{I_{\text{тmax}}}$  в тракте имеют одну природу и характеризуются следующими составляющими:

Погрешность определения ослабления в кабелях  $\delta_{lk}$ .

Погрешность создания электромагнитного поля на входе приемной антенны  $\delta_r$ .

Погрешность измерений, вызванная многократным рассеянием от раскрытов антенн в тракте помехового  $\delta S_{\text{н}}$  и навигационного сигнала  $\delta S_{\text{НС}}$ .

Погрешность измерений, вызванная многократным рассеянием помех и навигационных сигналов от стенок БЭК  $\delta_{\text{БК}}$ .

Погрешность определения ослабления в кабелях  $\delta_{lk}$  характеризуется параметрами используемого измерителя мощности. Например, анализатор цепей ZVA 8 фирмы «Rohde & Schwarz» в частотном диапазоне ГНСС ГЛОНАСС/GPS пределы допускаемой абсолютной погрешности измерений модуля коэффициента передачи составляет  $\pm 0,1$  дБ ( $\pm 2,3\%$ ) при измерениях его на уровнях от 5 до минус 55 дБ.

Погрешность создания электромагнитного поля заданной плотности потока мощности на входе приемной антенны

$$\delta_z = \pm \sqrt{\delta_{\text{н}}^2 + \delta_r^2 + \delta_z^2 + \delta_{\text{рас}}^2}, \quad (10)$$

где  $\delta_{\text{н}}$  – предел допускаемой относительной погрешности эффективной площади передающей антенны или погрешность аттестации по эффективной площади антенны, для измерительных антенн;  $\delta_r$  – погрешность определения расстояния между фазовыми центрами передающих и приемных антенн;  $\delta_z$  – пределы допускаемой погрешности установки частоты источника выходного сигнала;  $\delta_{\text{рас}}$  – максимальное значение погрешности, вызванное рассогласованием.

При типовом значении коэффициента беззвонности современных БЭК  $-40$  дБ погрешность в измерении мощности составит 2%.

Резльтирующее значение погрешности измерения помехоустойчивости  $(J_{\text{max}}/P_c)_{\text{вх}}$  представленной методики, имея в виду, что измеренное значение помехоустойчивости представляет собой сумму действительной помехоустойчивости и ее погрешности:

$$(J_{\max}/P_c)_{\text{ax}} = (J_{\max}/P_c)_0 + \Delta_{J/P} = (J_{\max}/P_c)_0 \left[ 1 + \frac{\Delta_{J/P}}{(J_{\max}/P_c)_0} \right]$$

или в децибелах

$$10 \lg(J_{\max}/P_c)_{\text{ax}} = 10 \lg(J_{0 \max}/P_{0c}) + 10 \lg \left( 1 + \frac{\Delta_{J/P}}{(J_{0 \max}/P_{0c})} \right). \quad (22)$$

Второе слагаемое в (22) представляет собой предел погрешности измерения помехоустойчивости, выраженный в децибелах.

Величина  $\Delta_{J/P}$ , есть абсолютное значение инструментальной погрешности помехоустойчивости, определяемое результирующими погрешностями измерения мощностей помехи  $\Delta J$  и сигнала имитатора навигационного сигнала  $\Delta P_c$  на входе приемника испытываемого оборудования.

$$\Delta_{J/P} = \sqrt{\left( \frac{\partial}{\partial J} (J_{\max}/P_c) \Big|_{J_{0 \max}} \Delta J \right)^2 + \left( \frac{\partial}{\partial P_c} (J_{\max}/P_c) \Big|_{J_{0 \max}} \Delta P_c \right)^2} = \sqrt{\left( \frac{\Delta J}{P_{0c}} \right)^2 + \left( \frac{J_{0 \max}}{P_{0c}^2} \Delta P_c \right)^2} \quad (23)$$

Значения величин  $\Delta J$  и  $\Delta P_c$ , в соответствии с приведенными выше перечнями составляющих погрешностей и перечнем используемых средств материально – технического обеспечения испытаний (см. табл. 1) представлены в табл. 2. При этом значения результирующих погрешностей, в процентах, при независимости составляющих вычисляются по формуле (9).

Значения результирующих погрешностей (дБ), при независимости составляющих

$$\delta_{\Sigma}^* = 10 \lg \left[ 1 + \sqrt{\sum_i (10^{\delta_i^*/10} - 1)^2} \right], \quad (24)$$

где  $\delta_i^*$  – значение  $i$ -й составляющей, дБ.

Таблица 2. Значения составляющих погрешностей  $\Delta J$  и  $\Delta P_c$ .

Составляющие погрешности измерения мощности помех			Составляющие погрешности измерения мощности сигналов имитатора		
$\delta_{\text{гш}}$ , дБ	±1		$\delta_{\text{вс}}$ , дБ	±1	
$\delta_{\text{лшмш}}$ , дБ	±0,49		$\delta_{\text{лшмш}}$ , дБ	±0,51	
	$\delta_{\text{лк}}$	2,3%		$\delta_{\text{лк}}$	2,3%
	$\delta_i$	8,2%		$\delta_i$	6,9%
	$\delta_{\text{НС}}$	0,29%		$\delta_{\text{вс}}$	0,2%
	$\delta_{\text{вж}}$	2%		$\delta_{\text{вж}}$	2%
Всего $\delta_{\Sigma}$ , дБ	±1,08		Всего $\delta_{\Sigma}$ , дБ	±1,1	

Формулы для пересчета пределов погрешности  $(-\delta', +\delta')$ , заданных в децибелах, в пределы погрешности  $(-\delta, +\delta)$ , определяемых в процентах, имеют вид:

для напряженности поля

$$\delta = \left( 10^{\frac{\delta'}{20}} - 1 \right) \times 100\% ;$$

для плотности потока ЭМЭ (мощности)

$$\delta = \left( 10^{\pm \frac{\delta}{10}} - 1 \right) \times 100\% . \quad (25)$$

Принимая отношение  $J_{0\max}/P_{0c} = 40$  дБ с учётом, что  $\Delta J = \delta_J J_{0\max}$  и  $\Delta P_{0c} = \delta_P P_{0c}$ , выражения (23) результирующая величина предела инструментальной погрешности измерений помехоустойчивости

$$10 \lg \left( 1 + \frac{\Delta J/P}{(J_{0\max}/P_{0c})} \right)$$

достигает величины  $\pm 1,48$  дБ.

## Литература

1. Материалы пояснительной записки СЧ ОКР «Разработка аппаратуры для оценки характеристик помехоустойчивости беззапросных измерительных радиотехнических средств, работающих по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем». Шифр «Метрология-2016». ЗАО «БИНКОС», 2012.
2. Материалы пояснительной записки СЧ НИР «Исследование направлений применения спутниковых навигационных технологий в интересах специальных потребителей и обоснование тактико-технических требований к разрабатываемым навигационным средствам». Шифр «Опора». ОАО «НИИ-КП», 2014.
3. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд-е 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1975. 528 с.
4. Кандинов А.В., Сенявский А.Л., Хромой Б.П. и др. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи. Учеб. пособие для вузов / под ред. Б.П. Хромого. М.: Радио и связь, 1986.
5. Радиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009.
6. Асафонов, А.А., Артох С.Н. и др. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В.Г. Радиевского. М.: Радиотехника, 2006.

## ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

### МАЛЫЕ КОСМИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Под ред. В.Ф. Фатеева

Предложен новый метод обнаружения наземных малоразмерных объектов при совместном использовании оптической информации об их пространственных и спектральных характеристиках. Обоснован выбор орбит, конструкций и размеров малых эталонных космических аппаратов для калибровки и юстировки измерительных средств. Рассмотрены варианты построения низкоорбитальной системы наблюдения космических объектов, в том числе элементов космического мусора. Предложено направление уменьшения массогабаритных характеристик бортовых авиационно-космических РЛС ДЗЗ на основе принципа многопозиционной радиолокации. Рассмотрен технический облик системы радиомониторинга группировкой низкоорбитальных МКА и оценены ее характеристики. Исследованы направления создания МКА ретрансляции и связи и рассмотрен вариант рассредоточенного орбитального ретранслятора. Решена задача геофизического контроля космоса и ионосферы низкоорбитальными МКА. Предложен проект «Космическое образование» на основе МКА. Представлены обширные справочные материалы.

Монография восполняет существующий пробел в методологии разработки и применения МКА, открывая новое научное направление.

Для научных работников, инженеров, аспирантов и студентов, занимающихся конструированием и применением МКА для решения широкого круга задач по космической проблематике.

По вопросам заказа и приобретения книги обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Универсальный радиочастотный имитатор помех для испытаний аппаратуры, работающей по сигналам ГНСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.А. Юдин** – инженер-исследователь 1-й категории, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

**С.А. Савельев** – директор НПК-2, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

**С.В. Смирнов** – начальник отдела, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

**В.В. Юдин** – начальник отдела, филиал «ОРКК» – «ОАО НИИ КП»

Представлен доклад о результатах разработки, универсального радиочастотного имитатора помех (УРИП), для испытаний аппаратуры, работающей по сигналам ГНСС. Описаны состав, основные технические характеристики УРИП, в том числе параметры формируемых помеховых сигналов. Рассмотрены примеры использования аппаратуры УРИП при проведении исследований помехоустойчивости НАП в безэховой камере, а также при получении навигационного сигнала по ВЧ-тракту. Представлены примеры спектров помех, сформированных макетом основной функциональной части УРИП, полученные в ходе лабораторных испытаний на этапе РКД. Продемонстрированы примеры спектров гармонической, широкополосной, импульсной помехи и помехи, содержащей ПСП ГНСС ГЛОНАСС со случайной цифровой информацией.

**Ключевые слова:** имитатор помех, помехоустойчивость, помехи, УРИП.

In article the report of the universal radio jam imitator (URJI), intended for the testing global navigation satellite system receivers, development are presented. The composition, main characteristics, including types of jamming signals, are described. In article are also given examples of GNSS receivers noise stability research, including research carry out in anechoic room and research carry out high-frequency cable only for transmission of signals. In the result some examples of jam spectrum, forming by the dummy of the main functional part of URJI, are given. In particular the examples of harmonic, broadband, impulse jam spectrum and jam used PRS of GNSS are given.

**Keywords:** jam imitation, noise stability, jamming, URJI.

Основной функциональной частью УРИП (рис. 1) является радиочастотный блок 1, компоненты которого размещены в мобильном алюминиевом шасси, предназначенном для установки, как в качестве настольного корпуса, так и для монтажа в телекоммуникационных стойках. Основное функциональное назначение РЧБ – формирование различных помеховых сигналов; осуществление предварительного усиления поступающего на его вход навигационного сигнала с последующим его суммированием с сигналом помехи. Навигационный сигнал может поступать как от приемной антенны 5, входящей в состав разрабатываемого изделия, так и от имитатора навигационных сигналов. Приемная антенна 5 используется лишь при необходимости получения текущих данных реального навигационного сигнала во время проведения испытаний. При необходимости формирования сигналов в пространстве, может быть использована рупорная излучающая антенна 6 с опорно-поворотным устройством (ОПУ) П6-23М производства МНИПИ (Беларусь), также входящая в состав разрабатываемого изделия.

Управление режимами работы РЧБ осуществляется с помощью ПЭВМ 2 с предустановленным ПО. Помимо возможности управления текущими параметрами работы РЧБ, ПО имеет возможность управления параметрами работы генератора по заданному алгоритму, что существенно упрощает работу оператора и сокращает время проведения исследования.

### Основные технические характеристики

Количество каналов .....	1
Виды генерируемых помех .....	гармоническая, широкополосная, импульсная, ПСП со случайной цифровой информацией
Диапазон рабочих частот, МГц .....	800...2500
Максимальная мощность на выходе РЧБ (при генерации гармонической, широкополосной и сигналоподобной помехи, дБВт .....	-20

Максимальная мощность на выходе при генерации импульсной помехи, дБ .....	-20 (-10 в диапазонах 1217...1254 МГц; 1565...1611 МГц)
Длительность импульса, мс .....	0,01–1
Коэффициент заполнения, % .....	1–10
Погрешность установки уровня мощности, дБ .....	± 1
Максимальная ширина широкополосного сигнала, МГц .....	30
Встроенный сумматор навигационного и помехового сигналов .....	есть
Возможность подключения внешнего высокостабильного стандарта частоты и времени (частота ОГ 10 МГц) .....	есть

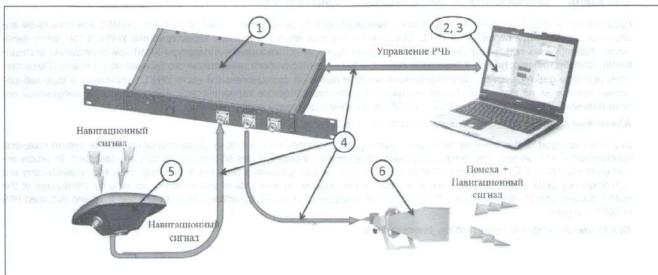


Рис. 1. Функциональные части, входящие в состав УРИП

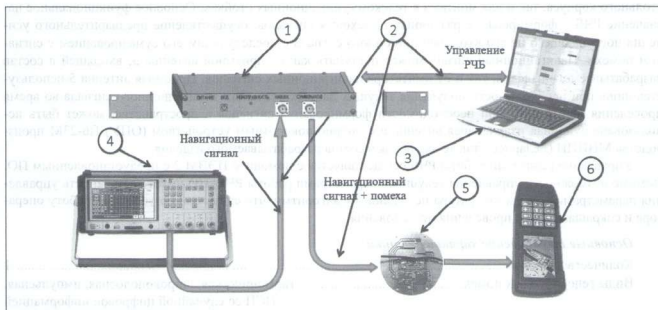


Рис. 2. Пример использования аппаратуры УРИП при проведении исследований помехоустойчивости НАП при получении навигационного сигнала по ВЧ-тракту: 1 – радиочастотный блок (РЧБ) со съемными крошечными; 2 – комплект кабелей; 3 – АРМ на базе ПЭВМ; 4 – имитатор навигационного сигнала; 5 – технологический усилитель (МШУ); 6 – испытываемая НАП

Таким образом, УРИП обеспечивает формирование либо гармонической, либо широкополосной, либо импульсной помехи, либо помехи, содержащей ПСП во всех существующих и перспективных диапазонах ГНСС. Также высокий уровень выходной мощности обеспечивает возможность проверки аппаратуры, имеющей помехоустойчивость J/S выше 90 дБ (в том числе и при проведении исследований в безэховой камере (БЭК)).

При недостаточно высоком уровне мощности на выходе имитатора навигационных сигналов в РЧБ предусмотрена возможность усиления навигационных сигналов до уровня  $-115$  дБВт. Основной метрологической характеристикой разрабатываемого изделия является погрешность установки уровня мощности, которая составляет  $\pm 1$  дБ.

Соблюдение требований к АЧХ достигается путем проведения калибровки, проводимой ежегодно.

Примеры использования аппаратуры УРИП при проведении исследований помехоустойчивости представлены на рис. 2 и 3. При исследовании помехоустойчивости, проводимом в БЭК сигналы излучаются на приемную антенну испытываемой НАП, тогда как в исследовании, проводимом при получении навигационной информации от ИС по ВЧ-тракту сигнал помехи смешивается с навигационным сигналом и подается либо непосредственно на вход НАП по ВЧ-тракту, либо на вход технологического усилителя. Последний способ отличается простотой организации и требует минимальное количество оборудования. Однако, при подаче навигационного сигнала непосредственно на вход испытываемой НАП следует учитывать, что в этом случае исключается проверка приемной антенны НАП, входящей в её состав. Для проверки же аппаратуры вместе с приемной антенной необходимо ретранслировать сигнал через излучающую антенну, что требует наличия БЭК.

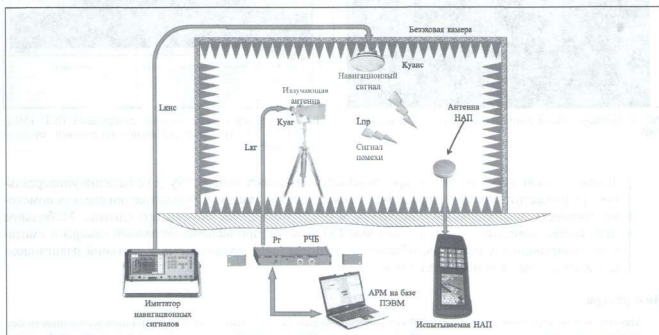


Рис. 3. Пример размещения аппаратуры УРИП при проведении исследований помехоустойчивости НАП в БЭК

Примеры спектров помех, сформированных РЧБ показаны на рис. 4–7.

Так, на рис. 4 представлена гармоническая помеха, сформированная на центральной частоте диапазона L1 ГНСС GPS. Из рисунка видно, что даже при предельно малых значениях мощности сигнала помехи побочные гармонические составляющие существенно меньше основного сигнала во всем рабочем диапазоне.

На рис. 5 представлен спектр широкополосной помехи, шириной 30 МГц.

На рис. 6 представлена осциллограмма импульсной помехи, с длительностью импульса 1 мс и коэффициентом заполнения 10%.

На рис. 7 представлен спектр имитационной помехи, сформированной для 10 НКА ГНСС ГЛОНАСС.

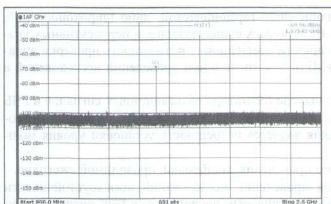


Рис. 4. Пример спектра гармонической помехи, сформированной РЧБ

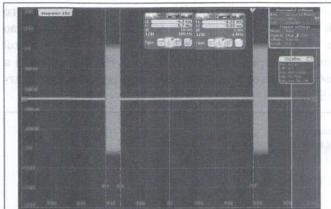


Рис. 6. Пример спектра импульсной помехи, сформированной РЧБ

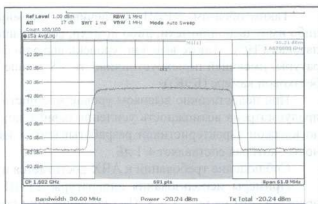


Рис. 5. Пример спектра широкополосной помехи, сформированной РЧБ

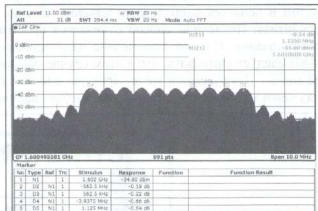


Рис. 7. Пример спектра помехи, содержащей ЛСП ГНСС ГЛОНАСС со случайной цифровой информацией, сформированной РЧБ

Таким образом, к концу 2016 г. предполагается завершить разработку и испытания универсального радиочастотного имитатора помех, позволяющего с высокой точностью определять помехоустойчивость навигационной аппаратуры к различным типам помехового сигнала. Мобильное исполнение, комплектность и прилагаемое ПО изделия, при наличии беззвонной камеры и имитатора навигационных сигналов, обеспечивают проведение полноценных испытаний навигационной аппаратуры на помехоустойчивость.

## Литература

1. Материалы пояснительной записки СЧ ОКР «Разработка аппаратуры для оценки характеристик помехоустойчивости беззвонных измерительных радиотехнических средств, работающих по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем». Шифр – «Метрология-2016». ЗАО «БИНКОС». 2012.
2. Венсукас К.К., Малахов Л.М. Импульсные помехи и их воздействие на системы радиосвязи // Зарубежная радиоэлектроника. 1978. № 1. С. 95–12.
3. Диксон Р.К. Широкополосные системы. М.: Связь. 1979.
4. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Кузьбикаев Б.Х. Радиозащитная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. М.: Радио и связь. 2004.
5. Перунов Ю.М. Радиозащитное подавление приемных устройств СРНС // Сборник статей 2 ЦНИИ МО РФ. 2004.
6. Петров А.С., Смирнов А.С. Разбиение частотного диапазона в заданных пропорциях // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. № 12. С. 1504–1508.
7. Радиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника. 2009. 288 с.
8. Современная радиозащитная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радиевского. М.: Радиотехника. 2006. 424 с.
9. Козленко Н.И. Помехоустойчивость дискретной передачи непрерывных сообщений. М.: Радиотехника. 2003. 352 с.

## Разработка и экспериментальные исследования алгоритма формирования лучей на навигационные спутники

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**П.С. Грибов** – инженер-программист 2-й категории, ЗАО «КБ «НАВИС»

**И.П. Вьюнов** – инженер-программист 1-й категории, ЗАО «КБ «НАВИС»

**А.Ю. Шатилов** – к.т.н., начальник отделения БТ ИНС, ЗАО «КБ «НАВИС»

Предлагается алгоритм калибровки РЧ трактов НАП СРНС, позволяющий эффективно использовать алгоритм фокусировки луча ДН АР в заданном направлении. Приводятся результаты экспериментального исследования работы алгоритма, полученные в безэховой камере на макете помехозащищенной НАП.

**Ключевые слова:** антенная решетка, корреляционная матрица, пространственная обработка сигналов, вектор весовых коэффициентов, калибровка неидентичности РЧ трактов, алгоритм фокусировки, формирование максимума ДН АР, помехозащита НАП.

GNSS receiver RF paths calibration algorithm has been proposed. Algorithm improves the beamforming algorithm characteristics. The results of the beamforming experiment, performed in an anechoic chamber using anti-jam receiver, were presented.

**Keywords:** antenna array, correlation matrix, spatial signal processing, weight vector, RF paths non-identity calibration, beamforming algorithm, anti-jam GNSS receiver.

Наибольший интерес среди алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов представляют алгоритмы, работающие по критерию максимума отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе блока пространственной обработки сигналов (ПОС). При наличии помеховых сигналов использование таких алгоритмов обеспечивает формирование нулей диаграммы направленности (ДН) в направлении действия помех и максимума ДН в направлении прихода полезного сигнала.

Вместе с тем, при синтезе таких алгоритмов не учитывается ряд факторов, присутствующих в реальной аппаратуре, и оказывающих влияние на точность наведения луча [1-4]. Основным фактором, снижающим точность фокусировки луча, является наличие фазовой неидентичности радиочастотных (РЧ) трактов навигационной аппаратуры потребителей (НАП). При прохождении через РЧ тракты полезный сигнал приобретает различные фазовые задержки в различных трактах, из-за чего возникают фазовые искажения навигационного сигнала, которые не учитываются при его обработке. При увеличении разброса фаз в каналах НАП точность направления максимум ДН антенной решетки (АР) в заданном направлении снижается, а сам максимум становится более размытым. В результате снижается энергетический выигрыш в ОСШ, получаемый за счет фокусировки, и использование алгоритма становится не эффективным.

Ниже предлагается алгоритм калибровки РЧ трактов НАП, основанный на измерении корреляционной матрицы сигнала с выхода АР при воздействии на НАП зенитного шумового сигнала. Алгоритм калибровки реализован совместно с алгоритмом фокусировки лучей в помехозащищенной аппаратуре, создаваемой в рамках ОКР «Горизонт-Н». Приведены результаты экспериментальных исследований энергетического выигрыша, даваемого этими алгоритмами.

**Математическая модель входных сигналов и блока помехозащиты.** Рассмотрим АР, элементы которой произвольным образом расположены в плоскости XOY системы координат, связанной с АР. Геометрическое расположение антенных элементов  $A_k$ , задается векторами  $\rho_{Ak}$ ,  $k = 1, \dots, m$ , где  $m$  – количество АЭ.

Рассмотрим случай приема одного навигационного сигнала, приходящего с направления угла азимута  $\alpha_0$  и угла места  $\theta_0$ . Вектор  $\rho_s$  – единичный вектор, описывающий направление прихода полезного сигнала:

$$\rho_s = \{x_s, y_s, z_s\}^T; \rho_{Ak} = \{x_{Ak}, y_{Ak}, z_{Ak}\}^T.$$

Комплексные амплитуды сигналов на выходе антенной решетки можно представить в векторной форме [1]:



$$\dot{\xi}(t) = \dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c) \dot{S}_n(t, \lambda) + \dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t), \quad (1)$$

где  $\dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c)$  – вектор фазовых множителей, описывающий фазовые задержки полезного сигнала по апертуре АР;  $\dot{S}_n(t, \lambda)$  – комплексная амплитуда навигационного сигнала;  $\lambda$  – вектор информационных параметров сигнала;  $\dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t)$  – вектор комплексных амплитуд (КА) собственных шумов НАП.

Вектор  $\dot{\mathbf{H}}(t)$  – вектор фокусировки

$$\dot{\mathbf{H}}(t) = \left[ \exp\{j\phi_{c1}(\alpha_c, \theta_c)\} \exp\{j\phi_{c2}(\alpha_c, \theta_c)\} \dots \exp\{j\phi_{cm}(\alpha_c, \theta_c)\} \right]^T,$$

где  $\phi_{ci}(\alpha_c, \theta_c) = \frac{2\pi}{\lambda_0}(\mathbf{p}_s, \mathbf{p}_{ik})$  – фазы;  $(\mathbf{p}_s, \mathbf{p}_{ik})$  – скалярное произведение векторов  $\mathbf{p}_s$  и  $\mathbf{p}_{ik}$ ;  $\lambda_0$  – длина волны несущей навигационного сигнала.

Запишем комплексные амплитуды сигналов на выходе РЧ трактов. Учтем, что сигналы на выходах аналоговых трактов имеют различные фазовые набеги, вызванные неточностью технологического изготовления радиочастотных трактов. Вектор КА сигналов на выходе РЧ трактов можно представить как

$$\dot{\xi}_{\text{тр}}(t) = \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \cdot \dot{\xi}(t) = \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \dot{\mathbf{H}}(t) \dot{S}_n(t, \lambda) + \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t), \quad (2)$$

где  $\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}$  – квадратная диагональная матрица с фазовыми множителями на главной диагонали:

$$\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_2} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & e^{j\varphi_m} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$  – фазовые набеги, определяющие неидентичность РЧ трактов.

Запись (2) позволяет математически учесть прохождение полезного сигнала через РЧ тракты, обладающие фазовой неидентичностью.

**Алгоритм фокусировки луча ДН АР при известном направлении прихода полезного сигнала  $\alpha_c, \theta_c$ .** Оптимальный вектор весовых коэффициентов (ВВК) диаграммообразующего блока определяется выражением

$$\dot{\beta} = \dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c), \quad (4)$$

а алгоритм пространственной обработки

$$\dot{y}_{\text{экс}} = \dot{\beta}^H \dot{\xi}_{\text{тр}}(t) = \dot{\beta}^H \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c) \dot{S}_n(t, \lambda) + \dot{n}_{\text{экс}} = \underbrace{\dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c)^H \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}}_{\dot{\beta}_{\text{тр}}^H} \dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c) \dot{S}_n(t, \lambda) + \dot{n}_{\text{экс}} = \dot{\beta}_{\text{тр}}^H \dot{\xi}(t). \quad (5)$$

Из алгоритма (5) видно, что учет искажений полезного сигнала в РЧ трактах можно отнести к ВВК, который будет определяться как

$$\dot{\beta}_{\text{тр}} = \dot{\mathbf{H}}(\alpha_c, \theta_c) \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}^H. \quad (6)$$

Такое представление ВВК позволяет рассчитать ДН АР для случая, когда присутствуют искажения в РЧ трактах.

Сравнивая (4) и (6) получим теоретическую оценку потерь в ОСШ на выходе блока ПОС, вызванных фазовой неидентичностью РЧ трактов, при использовании алгоритма фокусировки.

Рассмотрим матрицу искажений  $\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}$ . Пусть фазы  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$  – выборка нормальной случайной величины с нулевым средним и СКО  $\sigma$  [град]. Тогда степень неидентичности фазовых характеристик РЧ трактов будет определяться параметром СКО, т.е.  $\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}(\sigma)$ .

Запишем отношение диаграмм направленностей для случая, когда искажения в РЧ трактах отсутствуют и присутствуют:

$$\Delta(\sigma) = 20 \log \left( M \left[ \frac{U_c(\alpha_{c0} | \hat{\beta})}{U_c(\alpha_{c0} | \hat{\beta}_{\text{пр}}(\sigma))} \right] \right), \quad (7)$$

где  $M[\cdot]$  – оператор математического ожидания;  
 $U_c(\alpha_{c0} | \hat{\beta})$  – значения ДН АР на направлении  $\alpha_{c0}$ .

Величина  $\Delta(\sigma)$  показывает, на сколько ухудшается ОСШ на выходе блока ПОС при появлении искажений в трактах, если использовать алгоритм фокусировки.

На рис. 1 приводится зависимость  $\Delta(\sigma)$  для 4-элементной АР, полученная по ряду статистических испытаний. Из рисунка видно, что по мере увеличения СКО фаз в РЧ трактах потери  $\Delta(\sigma)$  растут, что является следствием снижения точности фокусировки луча ДН в направлении  $\alpha_{c0}$ . Алгоритм калибровки фазовых неидентичностей РЧ трактов НАП позволяет повысить точность формирования луча ДН в заданном направлении и снизить уровень потерь.

**Алгоритм калибровки.** Рассмотрим воздействие гармонического сигнала с амплитудой  $A$  и начальной фазой  $\varphi_c$  на АР. В этом случае КА сигналов на выходе АР

$$\dot{\xi}(t) = \mathbf{N}(\alpha_c, \theta_c) A e^{j\varphi_c} + \dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t).$$

Пусть элементы АР находятся в плоскости XOY, а гармонический сигнал действует с зенитного направления ( $\theta_c = 90$  град). Тогда все элементы вектора  $\mathbf{N}(\alpha_c, \theta_c)$  будут равны единице, и наблюдения на выходе АР примут вид

$$\dot{\xi}(t) = A e^{j\varphi_c} + \dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t). \quad (8)$$

Прохождение сигнала через искажающие РЧ тракты опишем умножением наблюдений (8) на вектор  $\dot{\mathbf{w}} = \text{diag}(\dot{\mathbf{M}}_{\text{рч}}) = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} & e^{j\varphi_2} & \dots & e^{j\varphi_m} \end{bmatrix}^T$ . Сигнал на выходе РЧ трактов примет вид

$$\dot{\xi}_{\text{рч}}(t) = \dot{\mathbf{w}} A e^{j\varphi_c} + \dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t). \quad (9)$$

Пусть  $\dot{\mathbf{n}}_{\Sigma}(t)$  – комплексный БГШ с двусторонней спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ , тогда корреляционная матрица наблюдений (9)

$$\dot{\mathbf{R}} = M \left[ \dot{\xi}_{\text{рч}}(t) \dot{\xi}_{\text{рч}}^H(t - \tau) \right] = A^2 \dot{\mathbf{w}} \dot{\mathbf{w}}^H + N_0 \delta(\tau). \quad (10)$$

Из (10) видно, что аргументы элементов корреляционной матрицы (КМ)  $\dot{\mathbf{R}}$  определяются множителем  $\dot{\mathbf{w}} \dot{\mathbf{w}}^H$ . Рассмотрим  $\dot{\mathbf{w}} \dot{\mathbf{w}}^H$  для  $m = 4$  (4-элементная АР):

$$\dot{\mathbf{w}} \dot{\mathbf{w}}^H = \begin{bmatrix} 1 & e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} & e^{j(\varphi_1 - \varphi_3)} & e^{j(\varphi_1 - \varphi_4)} \\ e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} & 1 & e^{j(\varphi_2 - \varphi_3)} & e^{j(\varphi_2 - \varphi_4)} \\ e^{j(\varphi_3 - \varphi_1)} & e^{j(\varphi_3 - \varphi_2)} & 1 & e^{j(\varphi_3 - \varphi_4)} \\ e^{j(\varphi_4 - \varphi_1)} & e^{j(\varphi_4 - \varphi_2)} & e^{j(\varphi_4 - \varphi_3)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

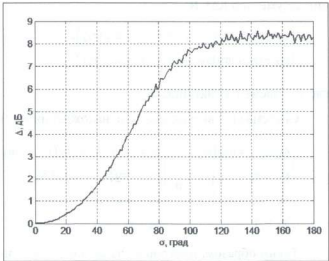


Рис. 1. График зависимости потерь в ОСШ от СКО фаз в различных РЧ-трактах

Видно, что аргументы КМ  $\hat{\mathbf{R}}$  равны разности фазовых набегов в различных РЧ трактах. Измерив корреляционную матрицу при воздействии на АР зенитного гармонического сигнала можно найти фазовые набег  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ , определяющие неидентичность трактов, и компенсировать их при дальнейшей обработке.

Запишем систему уравнений относительно  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$  для  $m=4$ , используя любые 4-е измерения аргументов КМ  $\hat{\mathbf{R}}$ .

$$\begin{cases} \varphi_1 - \varphi_2 = \arg(\hat{r}_{12}); & \varphi_3 - \varphi_4 = \arg(\hat{r}_{34}); \\ \varphi_2 - \varphi_3 = \arg(\hat{r}_{23}); & \varphi_1 - \varphi_4 = \arg(\hat{r}_{14}), \end{cases} \quad (12)$$

где  $\hat{r}_{ij}$  – элементы матрицы  $\hat{\mathbf{R}}$ .

Система (12) вырождена. Для нахождения частного решения полагаем  $\varphi_4 = 0$ , тогда

$$\begin{cases} \varphi_1 - \varphi_2 = \arg(\hat{r}_{12}) \\ \varphi_2 - \varphi_3 = \arg(\hat{r}_{23}) \\ \varphi_3 - \varphi_4 = \arg(\hat{r}_{34}) \\ \varphi_4 = 0 \end{cases} \text{ и } \begin{cases} \varphi_1 = \arg(\hat{r}_{12}) + \arg(\hat{r}_{23}) + \arg(\hat{r}_{34}) \\ \varphi_2 = \arg(\hat{r}_{23}) + \arg(\hat{r}_{34}) \\ \varphi_3 = \arg(\hat{r}_{34}) \\ \varphi_4 = 0 \end{cases} \quad (13)$$

Таким образом, измерив фазы  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ , и используя алгоритм пространственной обработки

$$\hat{\mathbf{b}}_k = \hat{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \hat{\mathbf{H}}(\alpha_c), \quad (14)$$

где  $\hat{\mathbf{M}}_{\text{тр}}$  – оценка матрицы искажений по измерениям фаз  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ , можно компенсировать влияние неидентичности РЧ трактов НАП при фокусировки луча ДН АР в заданном направлении.

Запишем сигнал на выходе модуля ПОС при использовании ВВК (14):

$$\begin{aligned} \hat{y}_{\text{вых}}(t) &= \hat{\mathbf{b}}_k^H \hat{\mathbf{z}}_{\text{тр}}(t) = \hat{\mathbf{H}}^H(\alpha_c) \hat{\mathbf{M}}_{\text{тр}}^H \hat{\mathbf{z}}_{\text{тр}}(t) = \\ &= \hat{\mathbf{H}}^H(\alpha_c) \hat{\mathbf{M}}_{\text{тр}}^H \hat{\mathbf{M}}_{\text{тр}} \hat{\mathbf{H}}(\alpha_c) \hat{S}_n(r, \lambda) + \hat{n}'_{\text{вых}}(t) = c \hat{S}_n(r, \lambda) + \hat{n}'_{\text{вых}}(t), \end{aligned} \quad (15)$$

где  $c$  – вещественная константа;  $\hat{n}'_{\text{вых}}(t)$  – эквивалентный комплексный шум.

Из (15) видно, что при использовании ВВК (14) фаза полезного сигнала после обработки не искажается.

Измерение фазовой неидентичности РЧ трактов в алгоритме калибровки проводится для случая, когда на АР воздействовал зенитный гармонический сигнал. Такие измерения были бы справедливы, если бы навигационный сигнал состоял из одной гармоники. Поскольку навигационный сигнал полосовой, и измерение фазовой неидентичности РЧ трактов корректно проводить в полосе навигационного сигнала, используя для этого зенитный шумовой сигнал (БГШ) с заданной полосой.

#### Этапы алгоритма калибровки

- Оценка корреляционной матрицы при приеме зенитного шумового сигнала и измерение фазовых неидентичностей РЧ трактов, используя (13).
- Использование ВВК (14) для компенсации неидентичности РЧ трактов и формирования максимума ДН АР в заданном направлении.

**Экспериментальные результаты.** Рассмотрим результаты экспериментального исследования функционирования предложенного алгоритма, целью которых ставится количественная оценка улучшения/ухудшения ОСШ на выходе блока ПОС при использовании алгоритма фокусировки (14), анализ точности фокусировки ДН АР в заданном направлении.

**Методика проведения экспериментального исследования.** Исследование проводится в безэховой камере на макете помехозащищенного навигационного приемника, подключенного к АР.

Испытуемый приемник настраивается на прием навигационных сигналов без воздействия помеховых сигналов. Для проведения исследований используются навигационные сигналы системы ГЛОНАСС. Поскольку в ГЛОНАСС применяется частотное разделение сигналов, калибровку РЧ трактов необходимо проводить для каждого навигационного сигнала отдельно, в диапазоне частот передачи сигнала.

Используя алгоритм (14), оператор сканирует лучом ДН АР пространство камеры и фиксирует при этом ОСШ для выбранного сигнала по всем направлениям.

Для анализа улучшения/ухудшения ОСШ на выходе блока ПОС при использовании алгоритма полученные результаты сравниваются с ОСШ при приеме сигнала на один из АЭ, для которого ОСШ для выбранного сигнала будет максимальным.

**Результаты исследования работы алгоритма калибровки.** Исследования проводились по предложенной методике в безэховой камере ЗАО КБ «НАВИС» на макетном образце помехозащищенной НАП, разработанной в рамках ОКР «Горизонт-Н». Для приема навигационных сигналов использовалась квадратная 4 элементная АР диапазона L1 ГЛОНАСС. Расстояние между антенными элементами  $d = \lambda_0/2$ , ( $\lambda_0 = 0,187$  м).

Ниже приведены угловые координаты передающих спиральных антенн в безэховой камере.

№ антенны	2	3	4	5	6	7	8	9
Угол места $\theta$ , град	33	48,6	37,7	44	33	41	40	45,7
Угол азимута $\alpha$ , град	270	225	181	138,6	90	40	1,5	320,6

Калибровка РЧ-трактов приемника проводилась отдельно для каждого из спутниковых сигналов, участвовавших в сценарии, по литерным частотам (диапазон L1 ГЛОНАСС). Для калибровки использовался шумовой сигнал на центральной частоте с полосой 1 МГц и мощностью минус 20 дБм. При проведении исследования оператор, используя алгоритм, сканировал пространство БЭК лучом ДН и фиксировал получаемые значения ОСШ для каждого углового направления. Такие измерения проводились для каждого сигнала.

Ниже приведены максимальные значения  $q_{сч/п0}$  (дБГц) при приеме сигнала на один АЭ и максимальные значения отношения  $q_{сч/п0}$ , полученные при фокусировке.

Номер сигнала	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ОСШ, дБГц (прием на 1 АЭ)	40	42	40	41	41	42	42	40	40
ОСШ, дБГц (макс. значение при приеме на АР)	45	47	45	46	46	47	47	43	45
$\Delta$ , дБ	5	5	5	5	5	5	5	3	5

Из приведенных данных видно, что практически для всех спутников выигрыш в энергетике за счет формирования луча ДН в направлении прихода сигнала составил 5 дБ. Полученные результаты с высокой точностью соответствуют теоретическим. Максимальный теоретический выигрыш при использовании 4-элементной АР составляет  $10\log(4) \approx 6$  дБ.

На рис. 2 приводится типичный вид измеренной поверхности  $q_{сч/п0}(\theta, \alpha)$ , полученный для одного из навигационных сигналов.

Из рисунка видно, что глобальный максимум по углу места оказывается широким ( $\theta = 1 \dots 50$  град), из-за чего оценивать точность фокусировки луча вдоль координаты  $\theta$  не представляет интереса. Поэтому при анализе точности фоку-

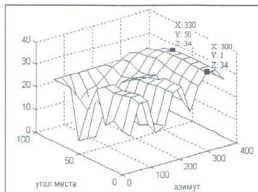


Рис. 2. Зависимость ОСШ от направления фокусировки луча

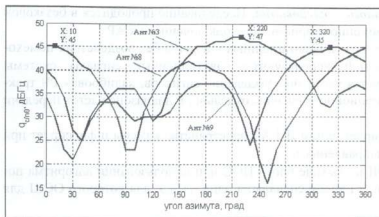


Рис. 3. Графические зависимости ОСШ от направления фокусировки луча по углу азимута

точность фокусировки луча ДН АР в заданном направлении при использовании предложенного алгоритма калибровки составляет порядка единиц градусов, что много меньше ширины максимума ДН.

Предложенная методика калибровки фазовых неоднородностей РЧ трактов позволяет эффективно использовать алгоритм формирования максимума ДН АР в заданном направлении, а так же алгоритмы помехоподавления, работающие по критерию максимума ОСШ на выходе блока ПОС. Применение изложенной методики в реальной НАП предполагает обязательную предварительную калибровку, после чего возможно использование интересующего алгоритма с фокусировкой луча ДН АР. На примере алгоритма формирования максимума ДН АР в заданном направлении проводилось экспериментальное исследование работы предложенной методики калибровки, подтвердившее ее достоверность и работоспособность. Энергетический выигрыш в ОСШ на выходе блока ПОС при использовании предложенного алгоритма для 4-элементной АР составил 5 дБ по сравнению со случаем, когда полезный сигнал принимался на один АЭ. При этом точность формирования максимума ДН АР в заданном направлении составляет порядка единиц градусов.

## Литература

1. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем, М.: Радиотехника, 2003.
2. Монинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/ Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/ Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова, М.: Радиотехника, 2005.

сировки луча будем рассматривать изменения  $q_{c/in0}$  только вдоль координаты  $\alpha$  при заданном угле места  $\theta$ , т.е. зависимость  $q_{c/in0}(\alpha|\theta)$ .

На рис. 3 приведены графические зависимости  $q_{c/in0}(\alpha|\theta = 45^\circ)$  для трех навигационных сигналов, которые излучаются передающими антеннами №№ 3, 8, 9.

Координаты глобальных максимумов зависимости  $q_{c/in0}(\alpha|\theta = 45^\circ)$  (рис. 3) совпадают с угловыми координатами передающих антенн (табл. 1.) с точностью порядка единиц градусов. Следовательно,

## Методика оценки погрешностей ИСНС на базе испытательной аппаратуры ОКР «Инерция»

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**Ю.М. Инчагов** – инженер-программист, ЗАО «КБ НАВИС»

E-mail: inchagov\_ym@navis.ru

**А.Ю. Шатилов** – начальник отделения, БТ ИНС, ЗАО «КБ НАВИС»

E-mail: shatilov@navis.ru

**И.А. Нагин** – вед. инженер, ЗАО «КБ НАВИС»

E-mail: nagin\_ia@navis.ru

**Д.С. Печерица** – мл. науч. сотрудник, «ГНМЦ МО»

E-mail: pecheritsa\_ds@vniiftri.ru

Представлена методика оценки погрешностей инерциально-спутниковых навигационных систем с использованием высокоточной испытательной аппаратуры. Проведены исследования погрешностей ИСНС «SPATIAL» производства «Advanced Navigation», результаты исследования представлены в статье.

**Ключевые слова:** навигационные системы, методика оценки погрешностей, инерциально-спутниковые навигационные системы, динамической стенд.

INSNS errors estimation methodology using high accuracy experimental equipment has been introduced. The main methodology idea is to use synchronous scenarios for dynamical equipment and GNSS imitation unit. Results of errors estimation using developed methodology were presented for INSNS "Advanced Navigation SPATIAL".

**Keywords:** navigational systems, errors estimation methodology, inertial-satellite navigation system, dynamical equipment.

Одно из перспективных направлений развития навигационных комплексов – разработка инерциально-спутниковых навигационных систем (ИСНС), в которых совместно обрабатываются сигналы инерциальной навигационной системы (ИНС) и навигационной аппаратуры потребителя спутниковых радионавигационных систем (СНС). Системы ИНС и СНС обладают как преимуществами, так и недостатками. Цель комплексирования – совмещение преимуществ каждой системы и, в результате, получение навигационной системы с лучшими характеристиками.

В процессе разработки ИСНС необходима оценка погрешностей работы готовой системы. Это можно сделать, воспользовавшись специальной испытательной аппаратурой, развернутой в рамках ОКР «Инерция». Особое внимание следует уделить методике оценки погрешностей. Методика должна учитывать специфику работы с испытательным оборудованием и особенностями функционирования ИСНС.

*Цель работы* – разработка методики оценивания погрешностей ИСНС на базе испытательной аппаратуры, развернутой при выполнении ОКР «Инерция». Особенностью данной работы является желание упростить и формализовать работу с испытательной аппаратурой для быстрого и качественного оценивания характеристик ИСНС.

**Испытательная аппаратура включает в себя динамические стенды**

- Стенд линейных перемещений (СЛП), обеспечивающий повторяемость траектории с погрешностью менее 1 мм. Предельные значения по положению  $\pm 1,5$  м, по скорости 1,5 м/с, по ускорению 1 м/с<sup>2</sup>.
- Трехосный поворотный стол, обеспечивающий точность углового положения 10 уг.с.
- Стойки управления режимами работы каждого из стендов.
- Автоматизированное рабочее место оператора (далее АРМ); блок имитации СН-3805М, блок сопряжения и блок коммутатора-усилителя, осуществляющие формирование навигационного поля и синхронизацию работы испытательной аппаратуры, а также ПК для удаленного управления динамическими стендами.

Предельные значения угловой скорости 400 (внутренняя ось), 400, 200 град/с. Предельные значения углового ускорения 2000 (внутренняя ось), 250, 250 град/с<sup>2</sup>.

### Методика оценивания погрешностей ИСНС

- Необходимо обеспечить динамическое воздействие на инерциальный модуль, входящий в состав ИСНС. Динамическое воздействие должно быть известным (с целью сравнения с ним оценок ИСНС) и повторяемым (для набора статистики). Однако в состав ИСНС входит приемник спутниковых радионавигационных систем (СНС) и поэтому принимаемое приемником радионавигационное поле должно соответствовать динамическому воздействию. Это означает, что при использовании имитатора СНС сценарий имитатора должен соответствовать сценарию движения для динамического стенда.
- Необходимо решить задачу обеспечения временной синхронизации исполнения сценария динамического стенда и сценария имитатора СНС. В качестве источника сигнала опорной частоты используется имитатор СНС, 10 МГц которого преобразуются с помощью блока сопряжения в 10 кГц сигнала опорной частоты для динамических стендов. Синхронность запуска сценариев стенда и имитатора СНС обеспечивается выдачей сигнала триггера запуска через блок сопряжения (рис. 1).

При работе ИСНС формирует оценки навигационных параметров потребителей с некоторыми погрешностями. Под погрешностями ИСНС понимается погрешность определения координат, скорости и углов ориентации (углы крена, тангажа и курса) относительно истинных. Совокупность истинных времени, положения, скорости и углов ориентации, задаваемых для устройств имитации, будем называть истинным вектором состояния (ИВС).

Необходимо множество преобразований систем координат (СК). Далее под СК ИВС будем понимать систему координат, в которой задается истинный вектор состояния (ИВС), под СК ИСНС – систему координат, в которой выдает измерения ИСНС.

При преобразовании СК сформированного ИВС необходимо знать координаты стенда, а также начальные углы тангажа, крена и курса для использования этих данных при создании сценария имитации.

Разработанный пакет скриптов для среды «MATLAB» позволяет быстро и автоматически выполнять следующие задачи

- сформировать ИВС и конвертировать в файл сценария динамического стенда;
- преобразовать СК, а именно СК ИВС в СК ECEF (геоцентрическая связанная с Землей СК) для создания сценария имитации СНС, СК ИВС в СК ENU (геодезическая СК, Восток-Север-Верх) для последующего сравнения с результатами ИСНС, а также СК ИСНС в СК ENU для сравнения с исходной траекторией [1];
- синхронизировать полученные оценки ИСНС с исходной траекторией для получения оценок погрешностей по положению, скорости и углам ориентации между ИВС и данными с ИСНС.

Для создания сценария имитации имитатора СНС СН-3805М используется ПО «GG HUNTER».

На рис. 2 представлена схема методики.

**Проведение испытаний.** Для подтверждения работоспособности методики оценки погрешностей ИСНС были проведены испытания на базе испытательного оборудования ОКР «Инерция». При проведении испытаний был задействован стенд линейных перемещений (СЛП).

На подготовительном этапе был сформирован ИВС с учетом ограничений стенда СЛП (рис. 3).



Рис. 1. Схема обеспечения временной синхронизации

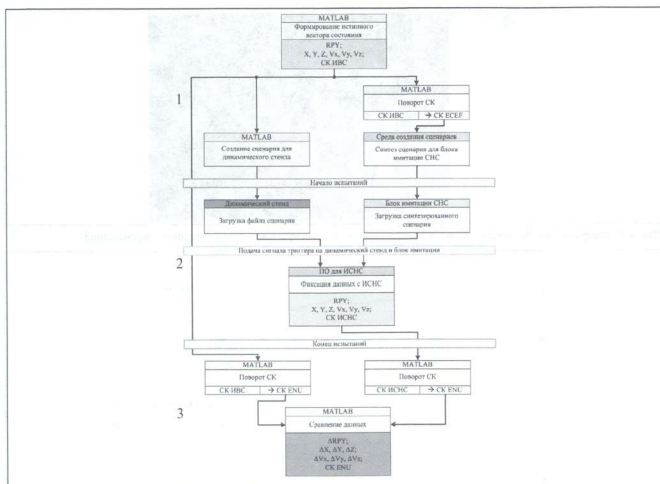


Рис. 2. Схема методики ценивания погрешностей ИНС

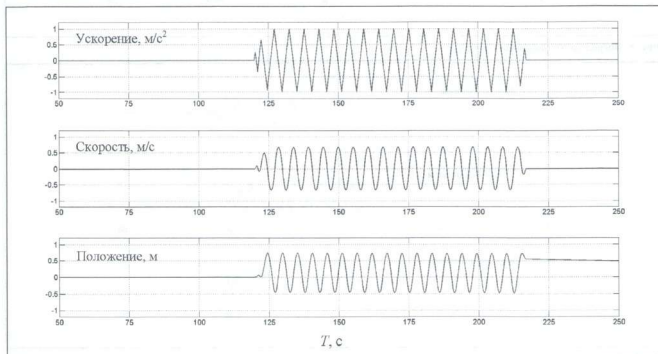


Рис. 3. Истинный вектор состояния. Изменение положения  $X$ , скорости  $V$ , ускорения  $A$  в зависимости от времени  $T$



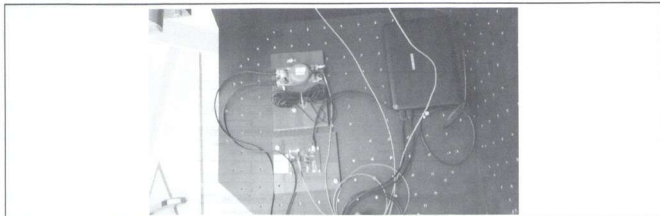


Рис. 4. Исследуемый ИСНС Spatial (внизу), установленный на подвижную часть стэнда линейных перемещений

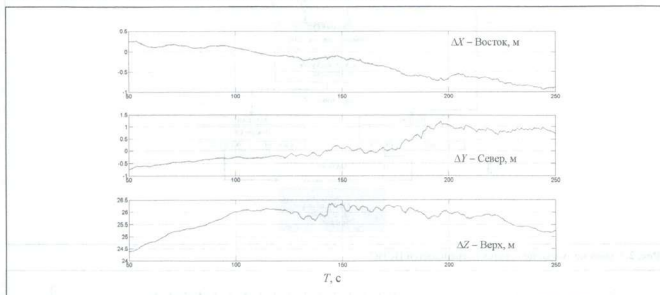


Рис. 5. Погрешности оценивания координат

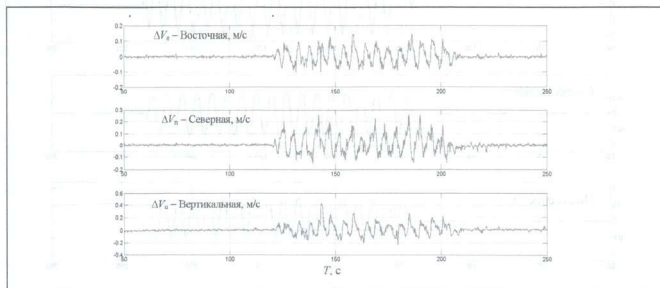


Рис. 6. Погрешности оценивания скоростей

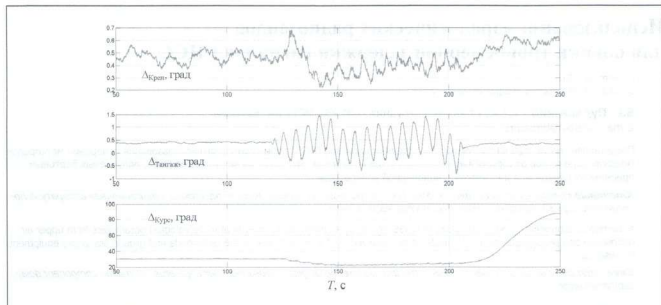


Рис. 7. Погрешности оценивания углов ориентации

Затем были сформированы сценарии для динамического стенда и блока имитации СНС. Сценарии были загружены на динамический стенд и на блок имитации СН-3805М. На поверхность движущейся части СЛП было закреплено испытуемое ИСНС Spatial производства Advanced Navigation (рис. 4).

Нажатием кнопки запуска было начато воспроизведение сценариев динамического стенда и блока имитации СНС. Во время воспроизведения сценария фиксировались оценки ИСНС. После завершения сценария были обработаны полученные данные и найдены оценки погрешности ИСНС.

На рис. 5–7 приведены полученные оценки погрешностей определения координат, скоростей, углов ориентации.

Погрешность определения координат не превысила 1 метра по восточной и северной составляющим, по высоте погрешность составила 25 метров. Погрешность определения скоростей не превысила 0.15, 0.3, 0.5 м/с для восточной, северной и вертикальной составляющей соответственно. Погрешность определения углов ориентации не превысила 0.7, 1.5 град. по углам крена, тангажа. При наличии линейной динамики курс был оценён с погрешностью не более 25 град. На стоповом участке погрешность курса возросла до 90 град. за 50 с.

В процессе выполнения работы была разработана методика оценки погрешностей ИСНС с использованием аппаратуры ОКР «Инерция». Особенностью методики является обеспечение синхронности изменения создаваемого имитатором СНС радионавигационного поля и формируемого при помощи стенда динамического воздействия. Воспроизводимые динамическим стендом и имитатором СНС сценарии формируются из единого набора данных, описывающих траекторию движения потребителя.

Формирование сценариев и обработка результатов испытаний производятся при помощи разработанного пакета скриптов для среды «MATLAB», что позволяет существенно сократить время выполнения этих задач.

Для подтверждения работоспособности методики были проведены испытания и получены оценки погрешностей ИСНС Spatial. Результаты подтверждают правильность выбранного подхода.

## Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под. ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 3-е, перераб. М.: Радиотехника, 2005.

## Использование аэрологических радиозондов для оценки тропосферной задержки сигналов ГНСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.Б. Пудловский** – к.т.н., ст. научн. сотрудник НИИ РЭТ МГТУ им. Баумана

E-mail: vlasov@bmstu.ru

Представлен способ оценки тропосферной задержки сигналов ГНСС путем совместного использования измерений метеорологических параметров от аэрологического радиозонда и задержек распространения сигналов ГНСС, получаемых бортовым приемником радиозонда и наземной стационарной аппаратурой.

**Ключевые слова:** задержка радиосигналов ГНСС в тропосфере, аэрологический радиозонд, навигационная аппаратура потребителя, оценка компонент задержки, погрешность оценки.

A method of estimating tropospheric delay of GNSS signals by sharing measurements of meteorological parameters from upper-air radiosonde and propagation delays of GNSS signals received by the receiver side of the radiosonde and ground stationary equipment is presents.

**Keywords:** delay of radio signals of GNSS in the troposphere, aerological radiosonde, user apparatus, evaluation component delay, estimation error.

Радиосигналы радиотехнических систем при распространении в атмосфере земли испытывают ослабление и задержку за счет влияния газов атмосферы, облаков и осадков, аэрозольей и других возможных компонентов. Задержку сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) при прохождении нейтральной атмосферы называют задержкой в тропосфере (ЗТ), так как на тропосферу приходится 80 % общей задержки. Поэтому только применительно к моделям ЗТ словом тропосфера называют нижние 80 км нейтральной атмосферы [1]. Более строго *тропосфера* – это слой атмосферы в котором температура понижается с высотой [1, 2]. Тропосфера простирается в среднем до высот 8...10 км в полярных широтах, до 10...12 км – в умеренных, до 16...18 км – в тропических. Почти вся масса водяного пара атмосферы сосредоточена в тропосфере.

Величина ЗТ не зависит от частоты радиоволн. Вклад ЗТ в измерение псевдодальности до навигационного космического аппарата (НКА) в зенитном направлении составляет около 2,5 м и увеличивается приблизительно с косекансом угла  $\gamma$  – возвышения НКА над горизонтом (до 28 м для  $\gamma = 5^\circ$ ) [1, 3]. Учет дифференциальной поправки в навигационной аппаратуре потребителя (НАП) компенсирует ЗТ только при идентичности параметров атмосферы над контрольно-корректирующей станцией и НАП. Однако такие случаи редки в реальной практике. Поэтому чем большее расстояние между приемниками сигналов ГНСС, тем сложнее смоделировать и учесть влияние ЗТ.

Для задач геодезии, метрологического обеспечения системы ГЛОНАСС, радиоастрономии и др. важным является коррекция быстрых изменений ЗТ и учет ослабления радиосигналов в тропосфере Земли.

**Методы оценки задержки сигналов НКА в тропосфере.** Для корректной оценки влияния тропосферы на распространение сигналов НКА важно знать метеопараметры не только в точке приема, но и сведения о состоянии тропосферы на различных высотах на расстоянии до 400 км (для  $\gamma = 5^\circ$ ). Информацию о пространственных и временных вариациях параметров атмосферы можно найти в [4]. Однако эти модели стандартной атмосферы не позволяют учесть изменчивость метеопараметров вдоль трассы распространения сигнала, даже относительно наземных метеозмерений в точке приема.

Возрастающие требования к точности средств обеспечения ГНСС и ограниченные возможности моделирования ЗТ по данным наземных метеозмерений заставляют использовать различные инструменты и методы измерения ЗТ, прежде всего вариаций ее «влажностной» компоненты.

Для этих целей сегодня применяют: радиометры водяного пара, аэрологические радиозонды (АРЗ), лидары, солнечные спектрометры и фотометры, а также данные наблюдений НКА приемниками службы IGS.

Для удобства сравнения методы оценки ЗТ в зените с погрешностью менее 10 см (СКО) представлены в таблице по данным [1, 5]

Таблица. Методы оценки ЗТ в зените

Метод	Погрешность (СКО), см	Используемые данные или измерения
Прямые измерения профиля метеопараметров атмосферы	0,5...2,0	Радиозонды, РВП, лидары, данные сети типа IGS
Интегральные профили в цифровых моделях погоды	1,5...3,0	Глобальные базы обновляемых данных метеопараметров
Параметрические модели ЗТ с использованием приземных измерений метеопараметров	2,5...4,0	Температура, давление, влажность в пункте установки НАП
Глобальные модели ЗТ без метеоизмерений	4,0...6,0	Время, дата, высота и местоположение НАП

Существующая система высотных комплексных метеорологических измерений параметров атмосферы (температуры, влажности, скорости и направления ветра) базируется на использовании данных АРЗ, поднимающихся в атмосферу и дрейфующих со скоростью ветра. Этот способ является основным в отечественной и зарубежной практике гражданских и военных метеорологических ведомств и отличается методами определения положения АРЗ в процессе его перемещения в атмосфере и алгоритмами обработки данных на наземных пунктах приема метеорологической информации.

С начала 90-х годов прошлого века все большее распространение получают системы зондирования, использующие сигналы ГНСС GPS для определения пространственных координат и скорости АРЗ [6]. АРЗ имеющий в составе навигационный приемник сигналов ГНСС будем называть *радионавигационным зондом* (РНЗ). В настоящее время системы зондирования на базе РНЗ серийно выпускаются рядом зарубежных компаний: AIR, VAISALA, GRAW, Meteolabor AG и другими. Однако известные системы зондирования, как правило, используют измерения от АРЗ или РНЗ только для построения профилей метеоданных, в том числе с целью последующего расчета на их основе ЗТ и ее компонентов.

В качестве примера, на рис. 1 и рис. 2 представлены значения величин «сухой» (*Zenith Hydrostatic Delay – ZHD*) и «влажной» (*Zenith Wet Delay – ZWD*) составляющих вертикальной ЗТ как функция высоты  $H$  над поверхностью Земли. Эти результаты определены численным интегрированием по уровням высот, по которым от АРЗ получены измерения температуры, влажности и давления атмосферы (данные от 13.08.2014 г. предоставлены ФГУП «ЦАО»).

Из рис. 2 видно, что значение «влажной» составляющей вертикальной ЗТ становится пренебрежимо малым с высоты более 10 км. Однако значение гидростатической («сухой») составляющей вертикальной ЗТ остается заметным до максимальной высоты подъема АРЗ (например, около 30 км (см. на рис. 1)).

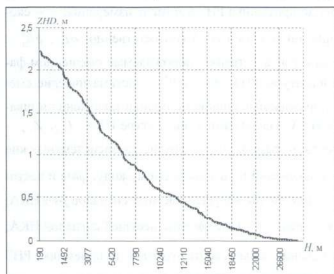


Рис. 1. Изменение «сухой» составляющей вертикальной ЗТ от высоты

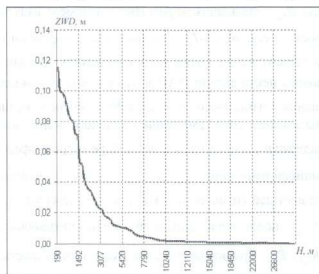


Рис. 2. Изменение «влажной» составляющей вертикальной ЗТ от высоты

**Оценка задержки радиосигналов в тропосфере с использованием радиозонда.** Ниже будет дано краткое изложение способа оценки ЗТ в пространстве и во времени путем совместной обработки измерений метеорологических параметров от РНЗ и задержек распространения сигналов НКА ГНСС, получаемых бортовым приемником радиозонда и наземной стационарной НАП.

Потенциальные возможности предлагаемого способа обработки измерений от РНЗ и наземной НАП позволят уточнять значения ЗТ по трассам распространения сигналов наблюдаемых НКА с погрешностью (СКО) менее 1 см, а также разделять значения «сухой» (гидростатической) и «влажной» составляющих ЗТ по трассам распространения сигналов наблюдаемых НКА.

Для реализации предлагаемого способа в период перед выпуском РНЗ и далее в процессе его подъема до высоты не менее 15 км необходима одновременная запись следующих массивов данных (измерений):

- псевдодальностей от наблюдаемых НКА от стационарной НАП в пункте выпуска аэрологического зонда;
- псевдодальностей от наблюдаемых НКА от бортовой НАП в составе аппаратуры РНЗ в процессе его подъема;
- псевдодоплеровского сдвига частоты (ПДСЧ) несущей сигналов наблюдаемых НКА от стационарной НАП в пункте выпуска аэрологического зонда;
- измерений ПДСЧ несущей сигналов наблюдаемых НКА от бортовой НАП в составе аппаратуры РНЗ в процессе его подъема;
- метеопараметров (температура, влажность, давление атмосферы) от датчиков РНЗ в процессе подъема;
- метеопараметров в пункте выпуска аэрологического зонда в период приема данных от РНЗ.

Для снижения погрешности оценки ЗТ для каждого из НКА, одновременно наблюдаемого стационарной НАП и приемником РНЗ, необходимы данные первичных измерений по дальномерному коду и по фазе несущей частоты сигналов НКА, желательно полученные в двух диапазонах частот ГНСС.

Запишем для одного момента времени для приемника РНЗ данные первичных измерений по дальномерному коду  $\tilde{R}_{s,j}$ , фазе  $\tilde{\varphi}_{s,j}$  и доплеровского сдвига частоты несущей сигналов  $\tilde{F}_{s,j}$   $j$ -го НКА в следующем виде (для упрощения записи функциональная зависимость от времени  $t$  опущена):

$$\begin{aligned}\tilde{R}_{s,j} &= R_{s,j} + c(\delta T_s - \delta T_j) + \delta R_s - \delta R_j + I_{s,j} + Z_{s,j} + \delta r_{s,j} + \varepsilon_{s,j}, \\ \tilde{\varphi}_{s,j} &= R_{s,j} + c(\delta T_s - \delta T_j) + \delta R_s^* - \delta R_j^* + I_{s,j} + Z_{s,j} - \lambda_j N_{s,j} + \delta r_{s,j} + \varepsilon_{s,j}^*, \\ \dot{\tilde{R}}_{s,j} &= \lambda_j \dot{\tilde{F}}_{s,j} = \dot{R}_{s,j} + c \delta \dot{T}_s + \varepsilon_{s,j}^{\dot{}}\end{aligned}\quad (1)$$

где  $R_{s,j}$  – дальность от  $j$ -го НКА на момент излучения до приемника РНЗ в момент измерения;  $c$  – скорость света;  $\delta T_s$ ,  $\delta T_j$  – смещения шкал времени в приемнике РНЗ и НКА соответственно;  $\delta R_s$ ,  $\delta R_s^*$  – систематические смещения в измерениях по коду и фазе соответственно, порождаемые смещением фазового центра антенн НАП и задержками в трактах аппаратуры РНЗ;  $\delta R_j$ ,  $\delta R_j^*$  – систематические смещения в измерениях по коду и фазе соответственно, порождаемые ошибками оценки положения и шкалы времени НКА, смещением фазового центра антенн НКА, задержками в аппаратуре НКА;  $I_{s,j}$ ,  $Z_{s,j}$  – задержки сигнала НКА в ионосфере и тропосфере соответственно;  $\delta r_{s,j}$  – другие квазисистематические ошибки измерений;  $\varepsilon_{s,j}$ ,  $\varepsilon_{s,j}^*$ ,  $\varepsilon_{s,j}^{\dot{}}$  – шумовые ошибки измерений по дальномерному коду, фазе и частоте несущей сигналов  $j$ -го НКА соответственно;  $\lambda_j$  – длина волны несущей частоты сигналов  $j$ -го НКА;  $N_{s,j}$  – целое число, определяющее неоднозначность измерений по фазе частоты несущей сигналов НКА;  $\dot{\tilde{R}}_{s,j}$ ,  $\dot{R}_{s,j}$  – радиальная псевдоскорость и скорость изменения дальности от  $j$ -го НКА до приемника РНЗ соответственно;  $\delta \dot{T}_s$  – скорость смещения шкалы времени в приемнике РНЗ.

Аналогичная запись для  $j$ -го НКА на тот же момент времени для измерений, проводимых стационарной НАП, может быть получена путем замены в (1) индекса «з» на индекс «0».

Для последующей обработки сформируем на общий момент времени разности измерений для  $j$ -го НКА следующего вида:

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{R}_j &= \tilde{R}_{0,j} - \tilde{R}_{z,j} = (R_{0,j} - R_{z,j}) + c(\delta T_0 - \delta T_z) + (Z_{0,j} - Z_{z,j}) + (I_{0,j} - I_{z,j}) + (\delta R_0 - \delta R_z) + (\delta r_{0,j} - \delta r_{z,j}) + \varepsilon_{\Delta R,j} \\ \Delta \tilde{\varphi}_j &= \tilde{\varphi}_{0,j} - \tilde{\varphi}_{z,j} = (R_{0,j} - R_{z,j}) + c(\delta T_0 - \delta T_z) + (Z_{0,j} - Z_{z,j}) - \lambda_j (N_{0,j} - N_{z,j}) + (I_{0,j} - I_{z,j}) + \\ &+ (\delta R_0^* - \delta R_z^*) + (\delta r_{0,j} - \delta r_{z,j}) + \varepsilon_{\Delta \varphi,j}; \\ \Delta \dot{\tilde{R}}_j &= \dot{\tilde{R}}_{0,j} - \dot{\tilde{R}}_{z,j} = \dot{R}_{0,j} - \dot{R}_{z,j} + c(\delta \dot{T}_0 - \delta \dot{T}_z) + \varepsilon_{\Delta \dot{R},j}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\varepsilon_{\Delta R,j}$ ,  $\varepsilon_{\Delta \varphi,j}$ ,  $\varepsilon_{\Delta \dot{R},j}$  – шумовые ошибки разностей измерений в приемнике РНЗ и стационарной НАП по дальномерному коду, фазе и частоте несущей сигналов  $j$ -го НКА соответственно.

Считаем, что до момента выпуска РНЗ включают рядом со стационарной НАП. Тогда на момент запуска  $t_0 = 0$  с высокой точностью выполняются следующие начальные условия

$$Z_{0,j}(t_0) - Z_{z,j}(t_0) = 0; I_{0,j}(t_0) - I_{z,j}(t_0) = 0 \quad (3)$$

и можно считать известными (измеренными) для этого момента значения:  $\Delta \tilde{R}_j(t_0)$ ,  $\Delta \tilde{\varphi}_j(t_0)$ .

За время подъема АРЗ до высоты около 15 км его удаление от пункта выпуска в плане обычно не превышает 100 км. Учитывая относительно малое смещение РНЗ в горизонте от стационарной НАП за время полета, для составляющей ионосферной задержки можно записать следующее соотношение:

$$I_{0,j}(t) - I_{z,j}(t) = 0. \quad (4)$$

Примем также, что за время полета выполняются следующие условия:

$$\delta r_{0,j} - \delta r_{z,j} \approx 0, \delta R_0 - \delta R_z = \text{const}, \delta R_0^* - \delta R_z^* = \text{const}. \quad (5)$$

Тогда с учетом (3 – 5) на время полета РНЗ можно представить разности измерений (2) как

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{R}_j(t) &= \Delta \tilde{R}_j(t_0) + \Delta \dot{\tilde{R}}_j(t) + \Delta Z_j(t) + \varepsilon_{\Delta R,j}; \\ \Delta \tilde{\varphi}_j(t) &= \Delta \tilde{\varphi}_j(t_0) + \Delta \dot{\tilde{\varphi}}_j(t) + \Delta Z_j(t) + \varepsilon_{\Delta \varphi,j}; \\ \Delta \dot{\tilde{R}}_j(t) &= (R_{0,j}(t) - R_{z,j}(t) - R_{0,j}(t_0) + R_{z,j}(t_0)) + c(\delta T_0(t) - \delta T_z(t) - \delta T_0(t_0) + \delta T_z(t_0)). \end{aligned} \quad (6)$$

Использование измерений метеопараметров атмосферы от РНЗ позволяет сформировать для  $j$ -го НКА дополнительное уравнение для расчета ЗТ для трассы с наклоном  $Z_{z,j}$ .

Для предварительного расчета общей зенитной ЗТ  $ZTD_{z,j}$  по данным измерений РНЗ могут быть использованы известные выражения [1, 2, 5], в которых ЗТ представляют в виде суммы функций для «сухой» и «влажной» составляющих следующего вида [1, 2]:

$$ZTD_{z,j} = ZHD_{z,j}(p, {}^\circ K) + ZWD_{z,j}(e, {}^\circ K), \quad (7)$$

где  $ZHD_{z,j}$ ,  $ZWD_{z,j}$  – значения гидростатического («сухого») и «влажного» компонентов ЗТ в зените соответственно;  $p$  – парциальное давление сухого воздуха;  $e$  – парциальное давление водяного пара;  ${}^\circ K$  – абсолютная температура, градус Кельвина.

Отметим, что значение зенитной ЗТ для текущей высоты полета РНЗ более точно может быть получено численным интегрированием по данным измерений метеопараметров, чем при использовании известных моделей расчета интегрального значения ЗТ (см. таблицу). Однако предварительное значение

зенитной ЗТ  $ZTD_{0,j}$  для наземной стационарной НАП проще получить по известным параметрическим моделям, использующим измерения приземных метеопараметров [2, 5], в частности по моделям *Саастамойнена* для «сухой» и «влажной» составляющих ЗТ.

Для пересчета значения зенитной ЗТ для наклонной трассы обычно используют т.н. «функции отображения»  $m(\gamma_j)$  [5]

$$Z_{s,j} \cong m(\gamma_{s,j}) ZTD_{s,j}. \quad (8)$$

Далее для имитационного моделирования погрешности предлагаемого способа использована простейшая функция вида

$$m(\gamma_j) = 1/\sin(\gamma_j). \quad (9)$$

Тогда с учетом (7)–(9) можно записать модель изменения разности значений наклонной ЗТ для  $j$ -го НКА, одновременно наблюдаемого стационарной НАП и приемником РНЗ

$$\Delta Z_{s,j} = Z_{0,j} - Z_{s,j} + \varepsilon_{\Delta Z,j} = \frac{ZTD_{0,j}}{\sin \gamma_{0,j}} - \frac{ZTD_{s,j}}{\sin \gamma_{s,j}} + \varepsilon_{\Delta Z,j}, \quad (10)$$

где  $\varepsilon_{\Delta Z,j}$  – шумовые ошибки разностей оценок ЗТ в зените по измерениям метеопараметров в РНЗ и для стационарной НАП.

Если для расчета зенитной ЗТ для РНЗ использовать численное интегрирование, то дисперсия шумов измерения разностей зенитных ЗТ с увеличением высоты будет определяться для стационарной НАП в основном погрешностью выбранной параметрической модели ЗТ (см. таблицу).

Учет физических свойств тропосферы Земли позволяет записать следующие *граничные условия для значений ЗТ*:

- на высотах более 10...13 км величина «влажной» составляющей зенитной ЗТ, как правило, не превышает 3 мм, т.е. выполняется

$$ZTD_{s,j} = ZHD_{s,j}; \quad (11)$$

- на высотах более 29 км ЗТ полностью определяется гидростатической составляющей, а ее величина не превышает 1 см, т.е.

$$Z_{s,j}(t) \rightarrow 0 \text{ и } \Delta Z_j(t) \rightarrow Z_{0,j}(t). \quad (12)$$

На основании моделей измерений (6) и (10) для фильтрации разностей измерений наклонной ЗТ для  $j$ -го НКА использован дискретный фильтр Калмана следующего вида.

Вектор наблюдений  $y_k$ :

$$y_{1,k} = \Delta \bar{R}_k + \Delta Z_k + \varepsilon_{\Delta R,k}; \quad y_{2,k} = \Delta \dot{R}_k + \varepsilon_{\Delta R,k};$$

$$y_{3,k} = \Delta \bar{R}_k + \Delta Z_k + \varepsilon_{\Delta \rho,k}; \quad y_{4,k} = \Delta Z_k + \varepsilon_{\Delta Z,k}.$$

Вектор состояния  $x_k = (\Delta Z_k \quad \Delta \dot{Z}_k \quad \Delta \bar{R}_k \quad \Delta \dot{R}_k)$ , с динамикой компонент

$$\Delta \dot{Z}_k = \Delta Z_{k-1} + \Delta \dot{Z}_{k-1} T; \quad \Delta \dot{Z}_k = \Delta \dot{Z}_{k-1} + \xi_{\Delta \dot{Z},k};$$

$$\Delta \bar{R}_k = \Delta \bar{R}_{k-1} + \Delta \dot{R}_{k-1} T; \quad \Delta \dot{R}_k = \Delta \dot{R}_{k-1} + \xi_{\Delta \dot{R},k},$$

где  $T$  – период дискретизации.

Очевидно, что оценивая значение разности ЗТ в период всего подъема РНЗ и учитывая (11) и (12) по результатам обработки можно получить оценку непосредственно наклонной ЗТ для сигналов каждого НКА, наблюдаемого наземной стационарной НАП.

В настоящее время данные первичных измерений по фазе несущей сигналов НКА от РНЗ не передаются для последующей обработки. Поэтому описанный выше фильтр был использован для оценки погрешности оценки наклонной ЗТ с помощью предлагаемого способа путем имитационного математического моделирования в среде MATLAB.

Моделировалось движение группировки НКА, движение РНЗ в пространстве, погрешности следящих систем (по коду, частоте и фазе несущей каждого НКА) в бортовом приемнике РНЗ и в стационарной НАП с использованием известной методики статистических эквивалентов [5]. Отдельно имитировалось изменение ЗТ по высоте и погрешности параметрической модели для наземного пункта.

**Исходные данные для моделирования**

- Отношение сигнал/шум для бортовой и стационарной НАП 40 дБГц.
  - Проекции вектора скорости движения РНЗ: вертикальная 7 м/с, горизонтальная 15 м/с.
  - Интервал наблюдения РНЗ до 4000 с.
- Для моделирования алгоритма выбирались до 6 НКА с углами возвышения более 15 град.: например 24,0; 51,0; 54,0; 54,5; 55,0; 77,5.

Дисперсия начальной оценки  $\Delta Z_k$  по измерениям метеопараметров выбрана 0,02 м<sup>2</sup>.

**Результаты моделирования.** На рис. 3 представлены графики изменения моделируемых значений наклонной ЗТ для сигналов 6 НКА, наблюдаемых приемником РНЗ в процессе подъема на высоту 28 км за 4000 с. Самая нижняя кривая на рис. 3 показывает расчетное значение полной зенитной ЗТ для точки расположения РНЗ.

На рис. 4 для каждого из 6 НКА показано изменение во времени текущего значения ошибки  $\Delta Z_k$ , как разницы расчетного (заданного при моделировании) значения и оценки, полученной дискретным фильтром Калмана по результатам совместной обработки первичных измерений в приемнике РНЗ и стационарной НАП для каждого из 6 НКА, а также данных измерений метеопараметров.

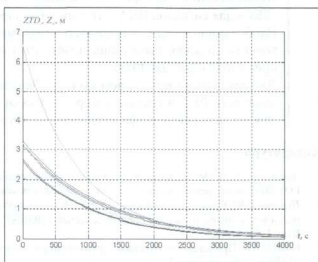


Рис. 3. Изменение моделируемых значений наклонной ЗТ для сигналов 6 НКА

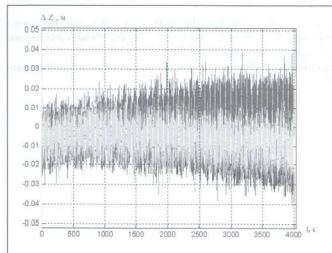


Рис. 4. Изменение во времени текущего значения ошибки  $\Delta Z_k$  для 6 НКА

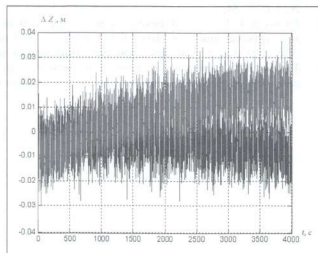


Рис. 5. Значения ошибки  $\Delta Z_k$  для двух НКА с  $\gamma = 24,0^\circ$  и  $77,5^\circ$



На рис. 5 отдельно представлено изменение во времени текущего значения ошибки  $\Delta Z_k$  для двух НКА с минимальным ( $24,0^\circ$ ) и максимальным ( $77,5^\circ$ ) углами возвышения на момент начала полета РНЗ. Наличие систематической составляющей ошибки  $\Delta Z_k$  для НКА с минимальным углом возвышения можно объяснить влиянием грубой «функции отображения»  $m(\gamma_j)$ , использованной для моделирования ЗТ в измерениях в приемнике РНЗ и стационарной НАП.

В целом анализ представленных (см. рис. 4 и 5) и других результатов моделирования показал, что предлагаемый способ совместной обработки сигналов НКА и измерений метеопараметров в РНЗ потенциально позволяет снизить погрешность оценки наклонной ЗТ до уровня менее 1 см (СКО).

Предложенный способ оценки тропосферной задержки сигналов ГНСС потенциально позволяет уточнить значение наклонной ЗТ по каждому из наблюдаемых НКА после достижения РНЗ высоты более 15 км (менее 1 ч) при условии приема измерений псевдодальностей от бортовой НАП по коду и фазе несущей с темпом не менее 1 Гц.

Использованный алгоритм уточнения значений наклонной ЗТ имеет погрешность менее 1 см (СКО) для сигналов НКА с углами возвышения более  $15^\circ$ .

Наибольший вклад в погрешность оперативной оценки наклонной тропосферной задержки будет вносить сложная траектория полета РНЗ (вариации периода крутильных колебаний бортового приемника в составе РНЗ).

Для реализации предлагаемого способа оперативной оценки ЗТ необходимо использование специального РНЗ, в составе которого должен быть современный навигационный модуль с выдачей данных измерений по фазе несущей частоты сигналов НКА.

## Литература

1. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии / В кн.: Антонович К.М. В 2-х т. Т. 1. ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». М.: ФГУП «Картоцентр», 2005. 334 с.
2. Периаш Д.Ю. Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS // Вестник НГУ. Информационные технологии. 2009. Т. 7. Вып. 1. С. 84–91.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд.-е 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
4. ГОСТ Р 53460-2009. Глобальная справочная атмосфера для высот от 0 до 120 км для аэрокосмической практики. Параметры.
5. Пудюковский В.Б. Тропосферная задержка: модели и погрешности оценки // Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». Выпуск 3. Радионавигационные технологии / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника, 2013. С. 50–54.
6. Иванов В.Э., Плохий О.В. Некоторые результаты разработки системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных платформ GPS-ГЛОНАСС // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. СПб: 2009. Вып. 6 (тематический выпуск «Широкополосные сигналы и системы»). С. 66–74.
7. Харисов В.Н., Пастухов А.В. Упрощенное моделирование приемников СРНС на основе введения статистически эквивалентных коррелторов // Радиотехника. 2002. №7. С. 106–112.

## Метод компенсации смещения частоты принимаемого навигационного сигнала при измерениях мощности

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.С. Завгородний** – науч. сотрудник, ФГУП «ВНИИФТРИ»

E-mail: AlexeySZ88@mail.ru

Представлен усовершенствованный метод измерений мощности навигационных сигналов. Новый метод позволяет ускорить процедуру измерений благодаря компенсации смещения частоты принимаемого сигнала. Компенсация производится путем аппроксимации формы огибающей демодулированного квадратурного сигнала. Погрешность измерений мощности новым методом сравнима с погрешностью классических методов.

**Ключевые слова:** радионавигация, мощность сигнала, квадратурные сигналы, демодуляция.

Improved navigation signal power measurement technique is presented. The new method allows us to speed up the measurement procedure due to received signal frequency shift compensation. Compensation is made by approximating the shape of the demodulated quadrature signal envelope. The new measurement method accuracy is comparable to the classical methods.

**Keywords:** radionavigation, signal power, quadrature signals, demodulation.

Мировая практика построения систем спутниковой навигации второго поколения (ГЛОНАСС, GPS) подразумевает использование сигналов, обеспечивающих различную точность навигационных определений [1, 2]. Соответственно, эти сигналы предназначены для различных групп потребителей. Расширением области применений технологии ГНСС обязаны, прежде всего, гражданскому сектору, а также приложениям, использующим навигационные сигналы с открытым доступом (структура которых приведена в интерфейсных контрольных документах). Таким образом, в настоящее время возрастает важность метрологического обеспечения именно открытых навигационных сигналов.

На метрологические характеристики навигационных определений влияет множество параметров, среди них - радиотехнические характеристики навигационных сигналов. Одной из важнейших характеристик является мощность. Однако метрологическое обеспечение мощности открытых навигационных сигналов затруднено наличием на тех же частотах других сигналов ГНСС, имеющих более широкий спектр. Поэтому, при невозможности разделить в тракте навигационные сигналы, классические методы измерений мощности оказываются неприменимы.

Во ФГУП «ВНИИФТРИ» были разработаны и применены несколько методов измерений мощности открытых навигационных сигналов. Из них наиболее проработан метод, основанный на демодуляции навигационного сигнала в цифровом виде. Этот метод основан на разложении принимаемого сигнала на квадратурные составляющие, оценке размаха полученных реализаций и расчете парциальных мощностей. В качестве демодулятора используется анализатор сигналов N9030A с установленным программным пакетом векторного анализа сигналов 89600B.

В результате эффекта сдвига фазы (из-за эффекта Доплера, асинхронности опорных генераторов НКА и анализатора и прочих эффектов) каждая из демодулированных квадратурных составляющих приобретает паразитную амплитудную модуляцию сигналом другой квадратуры. Алгоритм обработки результатов демодуляции включает в себя стадию компенсации этого сдвига фазы. Предложенный ранее алгоритм обработки [3], основанный на расчете относительного угла поворота по парам отсчетов демодулированных сигналов, означает необходимость записи продолжительных выборок сигналов и подходит, прежде всего, для восстановления кодовых последовательностей на длительных временных интервалах (на порядки больших, чем период псевдослучайной кодовой последовательности). Однако запись сигнала продолжительностью всего в 5 с занимает порядка 4 минут и требует больших объемов памяти, т.е. предложенный алгоритм обработки оказывается неудобным при использовании в быстродействующих приложениях, требующих высокого темпа выдачи измерительной информации (до единицы минут). Таким образом, для решения измерительных задач потребовалась доработка алгоритма в части увеличения темпов обработки измерительной информации.

Итак, несовпадение частот демодулятора и принимаемого сигнала приводит к возникновению паразитной амплитудной модуляции в квадратурных сигналах. Вид результатов демодуляции сигнала с доплеровским сдвигом приведен на рис. 1.

Несовпадение частот можно представить в виде непрерывного роста фазы  $\varphi$  принимаемых сигналов относительно начальной фазы опорного сигнала демодулятора. На коротких интервалах записи (порядка 10 мс) мощности навигационных сигналов и доплеровский сдвиг частоты сигнала можно считать постоянным, т.е. эта фаза изменяется линейно. В условиях фиксированной фазы гетеродина демодулятора это означает, что амплитуды навигационных сигналов в каждой из квадратур будут изменяться во времени по гармоническим функциям вида  $|\sin(\varphi)|$  или  $|\cos(\varphi)|$  в зависимости от изначального соотношения фаз сигналов [4]. При этом суммарное напряжение каждой из квадратур будет описываться временной зависимостью вида  $U_1|\sin(\varphi)| + U_2|\cos(\varphi)|$ , где  $U_1$  и  $U_2$  – масштабирующие коэффициенты, отражающие значения напряжений (размахов) навигационных сигналов. При устранении фазовой манипуляции в квадратурном сигнале временная реализация приобретает характерную «арочную» форму (см. рис. 2).

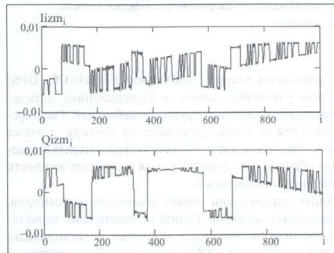


Рис. 1. Результат демодуляции навигационного сигнала

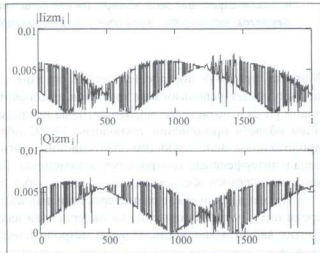


Рис. 2. Абсолютные значения реализаций демодулированного сигнала

Полученные в результате обработки временные реализации по-прежнему испытывают паразитную амплитудную модуляцию, однако теперь все отсчеты лежат либо на кривой вида  $U_1|\sin(\varphi)|$ , либо – на кривой вида  $U_2|\cos(\varphi)|$ . Причем одномоментные отсчеты двух квадратур всегда принадлежат разным функциям.

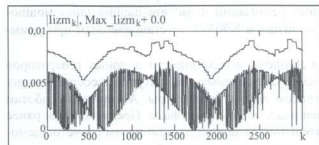


Рис. 3. Результат восстановления огибающей квадратурного сигнала

Затем осуществляется восстановление огибающей одного из квадратурных сигналов (рис. 3).

В качестве правила восстановления формы огибающей с целью упрощения алгоритма выбрана функция поиска максимума на заданном отрезке временной реализации.

Длина этого отрезка должна быть, с одной стороны, чем меньше, тем лучше для более точного следования форме огибающей. С другой стороны, длина отрезка не может быть меньше длительности импульса кодовой последовательности (лучше – длительности участка кодовой последовательности, состоящей из одинаковых элементов), модулирующей более широкополосный из навигационных сигналов, чтоб на одном отрезке гарантированно оказались точки реализации, принадлежащие разным кривым. Таким образом, оптимальная длина отрезка поиска максимума составляет пять – десять длительностей элемента ПСП.

Восстановленная огибающая аппроксимируется кривой, полученной в результате теоретического анализа демодулированных сигналов. В числе параметров аппроксимации при этом выступают значения разности частот демодулятора и принимаемого навигационного сигнала и начальной фазы принимаемого сигнала. Результат аппроксимации приведен на рис. 4.

После вычисления разности частот и начальной фазы восстанавливаются модулирующие квадратуры импульсные кодовые последовательности, размах которых несет в себе информацию о мощности каждой из квадратур. Вид восстановленных кодовых последовательностей приведен на рис. 5.

На последнем этапе по восстановленным кодовым последовательностям и измеренному значению суммарной мощности рассчитывается соотношение парциальных мощностей навигационных сигналов.

Итак, представленный алгоритм состоит из нескольких этапов. Первый этап – прием навигационного сигнала, его демодуляция в цифровом виде и запись результатов демодуляции. На втором этапе рассчитываются абсолютные значения квадратурных напряжений. На третьем этапе восстанавливается форма огибающей одной из квадратур (или обеих при необходимости), в качестве правила восстановления сейчас используется правило выбора максимума на отрезке, однако в дальнейшем возможно применение более чувствительного к изменениям уровня правила. На следующем этапе осуществляется аппроксимация восстановленной огибающей «арочной» математической функцией. Затем по полученным в результате аппроксимации коэффициентам восстанавливаются формы кодовых последовательностей квадратурных сигналов. На заключительном этапе по размахам восстановленных ПСП рассчитываются парциальные мощности навигационных сигналов.

Проведено практическое исследование метрологических характеристик метода измерений мощности квадратурных сигналов с использованием предложенного алгоритма. Схема проведения эксперимента приведена на рис. 6.

В качестве источника сигналов использовался генератор сигналов векторный 2, работающий в режиме модуляции квадратур внешним сигналом задающего генератора 1. Затем высокочастотный сигнал через делитель мощности 3 подается на входы

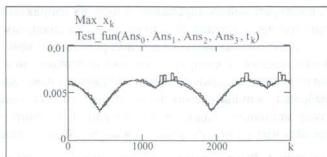


Рис. 4. Результат аппроксимации огибающей квадратурного сигнала

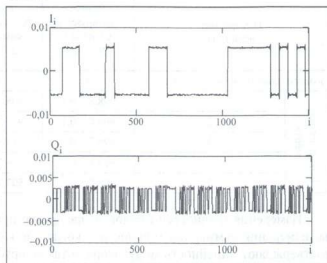


Рис. 5. Результат восстановления кодовых последовательностей при обработке демодулированных навигационных сигналов разной мощности

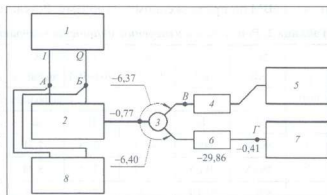


Рис. 6. Схема проведения исследований метрологических характеристик метода измерений мощности квадратурных составляющих: 1 – задающий генератор; 2 – генератор сигналов векторный; 3 – делитель мощности; 4 – преобразователь измерительный ваттметра поглощаемой мощности; 5 – блок измерительный ваттметра поглощаемой мощности; 6 – аттенуатор; 7 – анализатор сигналов; 8 – осциллограф цифровой многоканальный

в ваттметра поглощаемой мощности 4, 5 и анализатора сигналов 7 (через фиксированный аттенуатор 6). На схеме обозначены контрольные точки А, В и

$\Gamma$ , в которых контролировались значения напряжений и мощностей сигнала, а также ослабления в тракте (дБ) при прохождении ВЧ-сигнала по коаксиальным кабелям и через делитель мощности.

Удобство выбранного режима работы векторного генератора 2 в возможности независимой регулировки мощности квадратурных составляющих сигнала, а также в свободе выбора вида модулирующего сигнала. Для создания сигнала, подобного навигационному, в качестве модулирующих сигналов были выбраны импульсные последовательности с тактовыми частотами, различающимися в 10 раз. Соответствие мощности квадратур напряжением модулирующих сигналов было доказано на практике методом прямых измерений. Результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты измерений размахов модулирующего сигнала и мощностей квадратурных составляющих

Измеряемая величина		Размах модулирующего сигнала $I$ $2U_I$ , мВ	Размах модулирующего сигнала $Q$ $2U_Q$ , мВ	Мощность квадратурной составляющей $I$ $P_I$ , мВт	Мощность квадратурной составляющей $Q$ $P_Q$ , мВт	Суммарная мощность $P$ , мВт
Контрольная точка на схеме (рис. 6)		А	Б	В	В	В
Номер эксперимента	1	998,8 ± 0,1	998,2 ± 0,1	0,19 ± 0,01	0,18 ± 0,01	0,38 ± 0,02
	2	998,8 ± 0,1	911,5 ± 0,1	0,19 ± 0,01	0,15 ± 0,01	0,34 ± 0,02
	3	998,7 ± 0,1	610,9 ± 0,1	0,19 ± 0,01	0,073 ± 0,003	0,26 ± 0,01
	4	998,7 ± 0,1	406,7 ± 0,1	0,19 ± 0,01	0,034 ± 0,001	0,22 ± 0,01
	5	998,7 ± 0,1	507,7 ± 0,1	0,19 ± 0,01	0,039 ± 0,001	0,24 ± 0,01

Измерения мощностей каждой из квадратур проводились, когда другая квадратура была выключена, измерения суммарной мощности – когда обе квадратуры были включены. Полученные результаты подтверждают линейность модулятора, а также ортогональность (независимость) квадратурных составляющих в генерируемом сигнале.

На следующем этапе при помощи анализатора сигналов были записаны несколько временных реализаций ВЧ-сигнала с различными доплеровскими сдвигами. Затем полученные файлы были обработаны на ПЭВМ по предложенному алгоритму. Результаты измерений приведены в табл. 2.

Таблица 2. Результаты измерений мощности квадратурных составляющих

№ опыта	$2U_I$ , мВ	$2U_Q$ , мВ	$P_I$ , дБ (мВт)	$P_Q$ , дБ (мВт)	$P_Q$ , дБ (мВт)	$\Delta f$ , кГц	$P_I$ , дБ (мВт)	$2U_I'$ , мкВ	$2U_Q'$ , мкВ	$P_I'$ , дБ (мВт)	$P_Q'$ , дБ (мВт)
	Контрольная точка на схеме (рис. 6)										
	А	Б	В	В	В	-	Г	Г	Г	Г	Г
1	998,8	988,2	-4,23	-7,21	-7,31	2	-4,27	8,48	8,18	-7,12	-7,44
2	998,8	911,5	-4,67	-7,21	-8,24	3	-4,71	8,46	7,35	-7,16	-8,37
3	998,7	610,9	-5,9	-7,22	-11,77	3	-5,91	8,47	4,91	-7,17	-11,9
4	998,7	406,7	-6,59	-7,23	-15,29	5	-6,57	8,47	3,29	-7,16	-15,4
5	998,7	406,7	-6,59	-7,23	-15,29	1	-6,57	8,48	3,29	-7,16	-15,4
6	998,7	406,7	-6,59	-7,23	-15,29	10	-6,57	8,50	3,29	-7,16	-15,4
7	998,7	507,7	-6,27	-7,23	-13,35	3	-6,27	8,49	4,11	-7,18	-13,5

Примечания: 1)  $\Delta f$  – внесенная расстройка демодулятора анализатора относительно несущей частоты анализируемого сигнала (внесенный доплеровский сдвиг); 2) величины, указанные в таблице со штрихом, либо измерены при помощи анализатора сигналов, либо получены в результате обработки файлов с измерительной информацией; 3) мощности сигналов, измеренные в точке Г, приводятся с поправкой на ослабление в тракте.

Максимальная разность значений мощности квадратур (измеренного при помощи ваттметра и рассчитанного при обработке записанного сигнала) составляет 0,15 дБ (порядка 3 %), что сравнимо с погрешностью измерений мощности ваттметра.

В результате проделанной работы выяснены метрологические характеристики предложенного метода измерений мощности квадратурных составляющих навигационных сигналов, проведено сравнение данного метода с методом прямых измерений (при помощи ваттметра). Значения погрешностей обоих методов оказались близки.

Также следует отметить такие преимущества предложенного алгоритма как компактность записываемой измерительной информации по сравнению с методом полного восстановления фазы принимаемого сигнала (не требуется записи сигнала более 20 мс, такие объемы информации относительно невелики, их легче и быстрее обработать), а также исторически хорошую проработку вычислительных операций алгоритма.

## Литература

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Версия 5.1. М. 2008.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под редакцией *А.И. Перова, В.Н. Харисова*. М.: Радиотехника. 2010. 688 с.
3. *Завгородний А.С., Печерица Д.С.* Метод измерения мощности ортогональных составляющих сигналов глобальных навигационных спутниковых систем // Измерительная техника, 2015. Калуга: Калужская типография стандартов. 2014. С. 21–24.
4. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. Изд.-с 4-е, перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

## ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

### **МОЩНЫЕ НАДГОРИЗОНТНЫЕ РЛС ДАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ Разработка, испытания, функционирование**

**Под ред. С.Ф. Боева**

Монография посвящена вопросам современной мощной радиолокации дальнего обнаружения, к которым относятся: управление реализацией системных проектов создания суперрадиолокаторов; разработка, испытания и функционирование; обработка результатов измерений. Большое внимание уделено оценке остаточного ресурса, системам охлаждения и повышению характеристик РЛС, расширению их частотного диапазона и др. *Для научных работников, конструкторов, инженеров, аспирантов и студентов, занимающихся решением задач радиолокации и обработки информации, а также формирования и реализации системных проектов.*

По вопросам заказа и приобретения книги обращаться в Издательство «Радиотехника» по адресу:

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6,  
тел./факс: (495) 625-78-72, 621-48-37, 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>, e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

## Техническая основа метрологического обеспечения навигационной аппаратуры систем ГЛОНАСС и GPS

© Авторы, 2015  
 © ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**И.А. Дрига** – начальник отдела, ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России

Рассмотрено существующее состояние средств метрологического обеспечения навигационной аппаратуры систем ГЛОНАСС и GPS, а также перспективы их развития и совершенствования.

**Ключевые слова:** метрологическое обеспечение, навигационная аппаратура потребителей, метрологические комплексы.

Reviewed existing state metrological maintenance of navigation equipment systems glonass and gps, as well as the prospects of their development and improvement.

**Keywords:** metrological support user navigation equipment, metrological systems.

Гарантированное обеспечение существующих и перспективных требований к координатно-временному и навигационному обеспечению специальных потребителей приводит к повсеместному их оснащению навигационной аппаратурой потребителей (НАП) сигналов систем ГЛОНАСС и GPS.

В соответствии с требованиями Указа Президента Российской Федерации от 17 мая 2007 г. № 638 «Об использовании глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС в интересах социально-экономического развития Российской Федерации» [1], Постановления Правительства Российской Федерации от 25 августа 2008 г. № 641 «Об оснащении транспортных, технических средств и систем аппаратурой спутниковой навигации ГЛОНАСС или ГЛОНАСС/GPS» [2] и приказом Министра обороны Российской Федерации от 11 декабря 2012 г. № 3720 «О порядке оснащения Вооруженных Сил Российской Федерации аппаратурой спутниковой навигации и средствами функциональных дополнений» [3] в Вооруженные Силы Российской Федерации (ВС РФ) ежегодно поступает несколько тысяч образцов НАП различного назначения.

В соответствии с Федеральным законом от 26.06.2008 г. № 102-ФЗ «Об обеспечении единства измерений» [4] использование НАП при осуществлении деятельности в области обороны и безопасности РФ попадает под сферу государственного регулирования обеспечения единства измерений, с установлением к ней обязательных требований. При этом обязательные требования к аппаратуре попадающей под сферу государственного регулирования обеспечения единства измерений задаются в процессе проведения испытаний в целях утверждения типа средств измерений и подтверждаются в процессе поверки средств измерений. Приказами Министра обороны Российской Федерации и требованиями ГОСТ Р 52928-2010 [5] НАП, применяемая в ВС РФ, выполненная в виде функционально законченных устройств, является средством измерений, должна пройти испытания в целях утверждения типа и быть поверена в процессе эксплуатации.

Обобщенные требования, предъявляемые к погрешностям определения координат НАП находятся на уровне 5–7 м, высоты 7–10 м (в зависимости от режима работы НАП и т.д.).

Система метрологического обеспечения ВС РФ построена по окружному принципу. Базовой (головной) организацией в системе метрологического обеспечения ВС РФ является ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России. Кроме того, в каждом военном округе имеется по одному региональному центру метрологии, в подчинении у которых находятся несколько центров метрологического обеспечения.

### Метрологические комплексы для метрологического обеспечения НАП на этапе эксплуатации в ВС РФ

Специальный комплект аппаратуры для обеспечения единства измерений характеристик НАП космических навигационных систем ГЛОНАСС/GPS СКА НВП (эксплуатируется в одном комплекте, в ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России).

Автоматизированное рабочее место поверки НАП К6-12 (эксплуатируется в трех экземплярах, два из которых находятся в ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России, один комплект в центре метрологического обеспечения г. Нижний Новгород).

Комплексы навигационные метрологические специального назначения КПА НАП (эксплуатируется в шести комплектах, во всех округах кроме Южного военного округа).

Конструктивно данные комплексы состоят из средств формирования сигналов искусственных навигационных полей, аппаратуры воспроизведения и измерения высокостабильных сигналов частоты и параметров импульсного сигнала шкалы времени, комплекта прецизионной спутниковой геодезической аппаратуры (кроме К6-12), тахеометров электронных (кроме К6-12), средств обеспечения бесперебойного питания, ПЭВМ со специальным программным обеспечением автоматизации функционирования комплексов.

Средством формирования сигналов искусственного навигационного поля в данных комплексах является имитатор сигналов ГЛОНАСС и GPS СН-3803м.

В отличие от комплексов К6-12 и КПА НАП в специальном комплекте аппаратуры ска нвп существует возможность периодического контроля метрологических характеристик имитатора сигналов путем проведения прямых измерений с использованием компаратора специальных сигналов мрк-111, что позволяет определить погрешности формирования искусственного навигационного поля.

Таким образом, в настоящее время для метрологического обеспечения эксплуатации НАП, применяемой в ВС РФ используется не более 10 метрологических комплексов.

Метрологические комплексы предназначены для метрологического обеспечения существующей НАП определения координат и скорости, частотно-временной НАП, средств функциональных дополнений, НАП геодезического назначения (кроме К6-12), угломерной НАП в статике (кроме К6-12) только в местах эксплуатации самих метрологических комплексов.

За последние пять лет общий парк НАП в ВС РФ увеличился на порядок. В среднем в каждый поверочный орган Минобороны России, оснащенный комплексом метрологического обеспечения НАП, ежегодно поступает на поверку до 250 комплектов НАП различного назначения, в ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России до 400 комплектов.

Кроме поверки НАП в местах эксплуатации метрологических комплексов в последние годы возрастает необходимость организации метрологического обеспечения эксплуатации НАП, установленной на объектах Минобороны России и являющейся не демонтируемой.

Организация работ по поверке НАП в местах её штатной эксплуатации требует разработки соответствующих нормативных документов, регламентирующих порядок, методы и средства передачи единиц величин от исходных эталонов к НАП.

Ежегодно количество НАП требующей метрологического обеспечения в процессе эксплуатации будет только возрастать. В данной ситуации существует необходимость расширения парка и числа специальных метрологических комплексов для организации метрологического обеспечения эксплуатации НАП в Минобороны России.

#### ***Новые требования к средствам испытаний НАП и последующего метрологического обеспечения эксплуатации***

- Расширение функциональных возможностей НАП: обеспечением определения углов пространственной ориентации, повышением помехоустойчивости, комплексированием с автономными навигационными датчиками.
- Определение и компенсация аппаратурных временных задержек в НАП является одним из направлений совершенствования точностных характеристик систем синхронизации шкал времени удаленных объектов по сигналам КНС ГЛОНАСС.
- Организация метрологического обеспечения эксплуатации образцов НАП без их демонтажа и доставки к месту эксплуатации метрологических комплексов (требования Минобороны России, предъявляемые к мобильности и живучести объектов).



Соответственно под данные задачи, в целях совершенствования средств метрологического обеспечения испытаний и эксплуатации НАП специальных потребителей по заказу министерства обороны РФ проводятся *следующие мероприятия*:

- в рамках федеральной целевой программы «поддержание развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 гг.» выполняются опытно-конструкторские работы направленные на создание имитаторов сигналов спутниковых навигационных систем нового поколения для специальных потребителей, комплекса средств имитации пространственно распределенных навигационных и помеховых сигналов для оценки характеристик НАП специальных потребителей и аппаратно-программного комплекса оценки характеристик комплексированной навигационной аппаратуры, работающей по сигналам космических навигационных систем;
- в рамках государственного оборонного заказа создан эталон-переносчик единицы геодезического базиса, выполняется опытно-конструкторская работа по модернизации на новой технологической базе и восстановлению ресурса военного группового эталона единиц времени и частоты. Запланирована работа по созданию репера частоты нового поколения на основе технологии сверхглубокого охлаждения атомов или молекул вещества.

В целях совершенствования методического аппарата испытаний и эксплуатации НАП в рамках НИР «Разработка нормативно-технической базы для обеспечения функционирования системы ГЛОНАСС, комплекса средств функциональных дополнений, навигационной аппаратуры потребителей и систем на их основе в интересах специальных потребителей», запланирована разработка двух нормативных документов регламентирующих методы и средства передачи единиц величин от исходных эталонов к образцам НАП специальных потребителей, а именно:

- ГОСТ РВ «Государственная система обеспечения единства измерений. Аппаратура спутниковой навигации для специальных потребителей. Методы и средства поверки»;
- ГОСТ РВ «Государственная система обеспечения единства измерений. Военная поверочная схема для координатно-временных средств измерений».

Техническую основу метрологического обеспечения эксплуатации существующих типов НАП специальных потребителей составляют автоматизированные рабочие места и метрологические комплексы, разработанные по заказу Минобороны России в период 2007–2013 гг.

Перспективы развития технической основы средств метрологического обеспечения НАП направлены на модернизацию вторичных (военных) эталонов и эталонов-переносчиков единиц физических величин, разработку новых средств формирования сигналов искусственного навигационного поля, комплекса средств имитации пространственно распределенных навигационных и помеховых сигналов, а также унифицированных испытательных комплексов и автоматизированных рабочих мест.

## Литература

1. Указ Президента Российской Федерации от 17 мая 2007 г. № 638 «Об использовании глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС в интересах социально-экономического развития Российской Федерации».
2. Постановление Правительства Российской Федерации от 25.08.2008 г. № 641 «Об оснащении транспортных, технических средств и систем аппаратурой спутниковой навигации ГЛОНАСС или ГЛОНАСС/GPS».
3. Приказ Министра обороны Российской Федерации от 11.12.2012 г. № 3720 «О порядке оснащения Вооруженных Сил Российской Федерации аппаратурой спутниковой навигации и средствами функциональных дополнений».
4. Федеральный закон от 26.06.08 г. № 102-ФЗ «Об обеспечении единства измерений».
5. ГОСТ Р 52928-2010 Система спутниковая навигационная глобальная. Термины и определения.

## Оценка характеристик безэховости антенного полигона для испытаний адаптивных антенн

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**И.М. Малай** – д.т.н., доцент, зам. ген. директора по радиотехническому и электромагнитным измерениям, ФГУП «ВНИИФТРИ»

Представлены подходы к оценке характеристик безэховости антенного полигона для испытаний адаптивных антенн с учетом особенностей их конструкции, а также способов формирования сигнально-помеховой обстановки (СПО) в рабочей зоне.

**Ключевые слова:** адаптивная антенная решетка, антенный полигон, коэффициент безэховости, сигнально-помеховая обстановка, амплитудно-фазовое распределение, физическое моделирование.

Presents to assess the performance of the antenna anechoic testing ground for adaptive antennas based on the characteristics of their design, as well as methods of forming signal-noise conditions in the working area.

**Keywords:** adaptive antenna array, antenna ground, coefficient of anechoic, signal-to-noise conditions, amplitude-phase distribution, physical modeling.

Анализ особенностей функционирования адаптивных антенных решеток (ААР), которые в последнее время находят широкое применение в наземной аппаратуре потребителей (НАП) глобальных навигационных спутниковых систем, позволяет в качестве основных подходов к оценке характеристик адаптации рассматривать математическое моделирование, физическое моделирование и натурный эксперимент.

Благодаря низкой стоимости реализации метода математического моделирования по отношению к методам физического моделирования и натурных испытаний, и, практически, неограниченным возможностям по воспроизведению условий испытаний характеристики ААР, в большинстве случаев оцениваются расчетным путем. При этом экспериментальные исследования, как правило, используются для подтверждения практической реализуемости тех или иных технических или алгоритмических решений.

Достоверность оценки характеристик ААР путем математического моделирования определяется точностью исходных данных об электродинамических параметрах испытываемой ААР, а также адекватностью математической модели СПО, формирующей амплитудно-фазовое распределение (АФР) в плоскости апертуры исследуемой ААР. Однако на практике не всегда представляется возможным точное определение характеристик влияющих факторов, в частности взаимное влияние излучающих элементов, которые определяются конструкций и технологическими допусками, при этом влияние большинства из этих факторов носит случайный характер, что ограничивает использование математического моделирования для достоверной оценки характеристик ААР на этапах их изготовления и испытаний.

Главными недостатками натурных испытаний являются ограниченный выбор воспроизводимых условий испытаний и их высокая стоимость. Еще одним существенным недостатком натурных испытаний является отсутствие возможности строгого нормирования условий испытаний, что затрудняет использование полученных результаты при оценке эффективности исследуемой ААР для произвольных условий наблюдения.

В связи с этим особый интерес для испытаний ААР представляет полунатурный метод на основе физического моделирования условий применения (измерений) с использованием реальной антенны. В данном случае требуемая СПО формируется с помощью набора излучателей полезного и помеховых сигналов, число и взаимное пространственное размещение которых определяется исходя из технических требований к испытываемой антенной системе. В качестве источников сигналов, для формирования СПО с заданными спектральными и статистическими характеристиками, целесообразно использовать векторные генераторы. Достоверность такого подхода к оценке характеристик ААР будет определяться адекватностью физической модели реальным условиям функционирования, а также точностью воспроизведения характеристик нормированных условий испытаний. Адекватность физической модели будет определяться взаимным пространственным расположением источников сигналов и помех, а также их энергетическими соотношениями и спектральными характеристиками. При этом одной из главных ха-

рактических полунатурного моделирующего комплекса является коэффициент беззховости (КБ), который характеризует степень влияния переотраженных сигналов на воспроизводимую СПО и определяющим точность получения испытываемой НАП навигационного решения в рабочей зоне комплекса.

Коэффициент беззховости, который для заданной точки рабочей зоны определяется отношением плотностей потоков энергии, создаваемых прямым  $\Pi_0$  и переотраженными  $\Pi_r$  лучами, может быть представлен следующим соотношением:

$$K_B = \frac{\Pi_r}{\Pi_0}. \quad (1)$$

В общем случае, амплитуда помехового сигнала в рабочей зоне формируется как суперпозиция сигналов, переотраженных от стен, пола, потолка БЭК и элементов ее конструкции, расположенного в ней измерительного оборудования. Для частного случая, когда переотраженный сигнал формируется поверхностью пола БЭК, представив излучающую антенну в виде точечного источника, можно записать:

$$\Pi_0 = \frac{PG}{4\pi l_0^2}; \quad (2)$$

$$\Pi_r = \frac{PGF(\theta_r)}{4\pi l_r^2} R(\theta_r), \quad (3)$$

где  $l_0$ ,  $l_r$  – протяженность трассы прямого и переотраженного лучей;  $F(\Theta)$  – относительный уровень диаграммы направленности приемной антенны для угла  $\Theta$ ;  $R(\Theta)$  – модуль коэффициента отражения радиопоглощающих материалов (РПМ) для угла падения  $\Theta$ .

Тогда выражение для КБ можно записать в следующем виде

$$K_B = F(\theta_r) R(\theta_r) \left( \frac{l_0}{l_r} \right)^2. \quad (4)$$

Из данного выражения следует, что КБ БЭК определяется ее геометрией, коэффициентом отражения используемых РПМ и характеристикой направленности излучающей антенны.

В отечественной литературе [1,2] и зарубежных источниках [3] рассматривается ряд подходов к оценке КБ, в основе которых лежит косвенный метод, базирующийся на анализе вариаций поля в рабочей зоне, к которым следует отнести метод наложения диаграмм, метод подвижного индикатора, метод качающейся частоты, позволяющие получить интегральную оценку КБ. Определяемый при этом уровень вариаций поля  $\Delta A$  позволяет рассчитать значение КБ по следующей формуле:

$$K_B = 20 \lg \left( \frac{1 - 10^{0,05 \Delta A}}{1 + 10^{0,05 \Delta A}} \right). \quad (5)$$

На сегодняшний день наибольшее распространение в практике аттестации БЭК в нашей стране получил метод наложения диаграмм [1]. Главным недостатком данного подхода является ограниченный динамический диапазон оцениваемых значений коэффициента беззховости, который на прямую зависит от характеристик диаграммы направленности используемой тестовой антенны, а именно уровня боковых лепестков и их углового положения. Поэтому применение данного подхода наиболее оправдано в случае, когда в аттестуемой БЭК испытываемая антенна используется в качестве тестовой.

В связи с этим для аттестации БЭК с высокими характеристиками беззховости представляют интерес методы, которые свободны от указанных недостатков. Поэтому при аттестации БЭК, в которых для испытаний адаптивных антенных решеток формируется нормированная СПО предлагается использовать метод на основе анализа пространственного распределения источников излучения.

Учитывая, что АФР поля в каждой точке рабочей зоны является результатом векторного сложения прямого сигнала и сигналов, переотраженных элементами БЭК, приходящих с различных направлений, то это позволяет рассматривать пространственное распределение поля в плоскости сканирования как сумму гармонических сигналов, волновое число которых определяется углом прихода  $k = (2\pi / \lambda) \cdot \sin(\theta)$ .

Сущность предлагаемого подхода сводится к получению углового распределения интенсивности переотражений, представляемого в виде Фурье-разложения по пространственным частотам. Пространственный спектр формируется путем преобразования Фурье амплитудно-фазового распределения поля  $\dot{E}(x, y)$  в плоскости измерений:

$$W(\theta, \phi) = FFT(\dot{E}(x, y)) \quad (6)$$

Измерение АФР в плоскости рабочей зоны в данном случае выполняется с помощью плоского сканера. Параметры сканирования выбираются исходя из теории спектрального анализа. С целью исключения искажения синтезируемого спектра пространственных гармоник за счет дифракционных лепестков шаг измерений  $\Delta d$  не должен превышать  $0,5\lambda$  для верхней частоты контролируемого диапазона.

При реализации предлагаемого подхода к оценке коэффициента безэховости для обеспечения необходимого динамического диапазона следует использовать весовую обработку исходных массивов с целью минимизации влияния боковых лепестков пространственных спектров, обусловленных ограниченностью области сканирования. Для данного случая наиболее эффективными являются оконные функции Хэмминга, Блэкмана, Блэкмана–Наттола, которые позволяют существенно расширить динамический диапазон оценки безэховости для данного метода.

Существенной особенностью антенных полигонов для испытаний ААР является использование для формирования СПО большого числа источников излучения, расположенных определенным образом на внутренней поверхности безэховой камеры. Тогда, в соответствии с выражением (4), параметры используемых антенн и радиопоглощающих материалов будут оказывать различное влияние на АФР поля в рабочей зоне. В связи с этим оценку КБ следует проводить для каждого источника излучения, что существенно увеличивает трудоемкость данной процедуры и, поэтому, предполагает автоматизацию процесса измерений.

Для оценки безэховости в рабочей зоне антенного полигона для испытаний адаптивных антенных решеток представляется целесообразным использовать методы на основе анализа углового распределения интенсивности переотражений, формируемого путем преобразования Фурье амплитудно-фазового распределения поля  $\dot{E}(x, y)$  в плоскости измерений, при этом оценку коэффициента безэховости необходимо проводить для каждого отдельного излучателя.

## Литература

1. Мизмакер М.Ю., Торгованов В.А. Безэховые камеры СВЧ. М.: Радио и связь. 1982. 128 с.
2. Майгэльс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Сов. радио. 1972. 232 с.
3. Gary E. Evans Antenna measurement techniques. Artech Hous, inc. 1990.

### Результаты оценки энергетических характеристик сигналов НКА ГЛОНАСС на радиотелескопе РТ-7,5

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**И.Б. Власов** – д.т.н., профессор, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана, начальник отдела, НИИ «Радиоэлектронная техника» МГТУ им. Н.Э. Баумана

**В.А. Ефремов** – ст. преподаватель, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана, инженер, НИИ «Радиоэлектронная техника» МГТУ им. Н.Э. Баумана

**В.П. Михайлицкий** – к.т.н., ст. науч. сотрудник НИИ, «Радиоэлектронная техника» МГТУ им. Н.Э. Баумана

**В.С. Рыжов** – инженер, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана

Представлены технические характеристики комплекса мониторинга спутниковых сигналов на базе радиотелескопа РТ-7,5. Предложен простой метод калибровки приёмного тракта с использованием измерений радиоизлучения Солнца. Приведены результаты измерений энергетических характеристик сигналов полной группировки спутников ГЛОНАСС в L-диапазоне. Также представлены результаты измерений энергетических характеристик сигналов бортовой аппаратуры межспутниковых измерений (БАМИ) в S-диапазоне и сигнала угломерного радиоканала спутника 701к в Ku-диапазоне.

**Ключевые слова:** глобальные навигационные спутниковые системы, ГЛОНАСС, радиотелескоп РТ-7,5, контроль качества сигналов, измерение мощности навигационного сигнала.

The article presents the technical characteristics of the satellite signals monitoring station based on radio telescope RT-7.5. A simple calibration method using solar radio emission is presented. The measurements results of power characteristics of signals full GLONASS constellation in the L-band are shown. The paper also gives the measurements results of power characteristics of signals onboard equipment inter-satellite measurements (BAMI) in the S-band. Also the measurements results of power characteristics of 701k goniometric channel signal in the Ku-band are presented.

**Keywords:** global navigation satellite systems, GLONASS, radiotelescope RT-7.5, signal quality monitoring, navigation signal power measurements.

В течение последних нескольких лет на радиотелескопе РТ-7,5, помимо основных исследований в коротковолновой части ММ-диапазона, проводятся исследования, связанные с мониторингом сигналов спутниковых систем, в том числе и навигационных [1, 2].

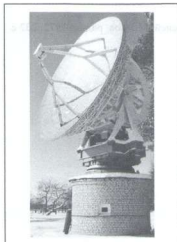


Рис. 1. Зеркальная антенна РТ-7,5

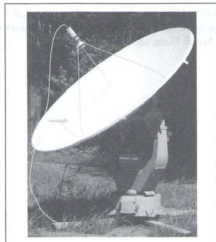


Рис. 2. Зеркальная антенна РТ-2

Применение крупноапертурной зеркальной антенны с высоким усилением позволяет проводить высокоточную оценку энергетических характеристик навигационных спутниковых сигналов, а также, исследовать высокочастотную структуру этих сигналов. В настоящее время в состав комплекса мониторинга входят две полноповоротные зеркальные антенны: 1) РТ-7,5 – для приема сигналов в L- и S-диапазоне; 2) РТ-2 – для приема сигналов в Ku-диапазоне (рис. 1 и 2).

Технические характеристики комплекса для каждого рабочего диапазона представлены в табл. 1. Значение КИП для каждого диапазона равное, примерно, 0,6 говорит о правильной настройке антенной системы.

Таблица 1. Технические характеристики комплекса

Характеристики	Антенна			
	РТ-7,5		РТ-2	
Диаметр зеркала	7,75 м		2,1 м	
Монтировка	Полноповоротная азимутальная		Полноповоротная азимутальная	
Схема облучения	из первичного фокуса		из первичного фокуса	
Диапазон	L2	L1	S	Ku
Рабочий диапазон частот	1100...1700 МГц		2200...2225 МГц	13,6...14,8 ГГц
Поляризация	круговая		линейная	линейная/круговая
Коэффициент усиления антенны	38 дБ	40 дБ	43 дБ	48 дБ
КИП	0,62	0,59	0,62	0,64
Ширина ДН	2,2°	1,8°	1,2°	0,7°
Шумовая температура системы (УМ = 30°)	220 К	200 К	180 К	240 К

Одна из основных задач, стоящих перед системами спутникового мониторинга, – оценка энергетических характеристик сигналов КА. К таким характеристикам можно отнести: регистрируемую у поверхности Земли мощность на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией, эквивалентную изотропно излучаемую мощность (ЭИИМ), а также, бортовую излучаемую мощность. Очевидно, что для абсолютных оценок этих параметров необходима абсолютная калибровка радиотракта измерительной системы, подразумевающая оценку двух параметров: коэффициента усиления приёмной антенны  $G$  и полный коэффициент передачи приемного тракта  $K_{\text{прм}}$ .

**Методы калибровки и измерений.** Общепринятым методом калибровки систем спутникового мониторинга является *раздельная* оценка и контроль параметров  $G$  и  $K_{\text{прм}}$  [3].

**Методы оценки коэффициента усиления приёмной антенны  $G$  [4]**

- Оценка коэффициента усиления по измеренной форме диаграммы направленности антенны.
- Оценка коэффициента усиления с применением эталонной антенны.
- Оценка коэффициента усиления антенны по измеренной шумовой добротности системы  $G/T_{\text{ш}}$ .
- С применением дискретных источников радиозлучения известной спектральной плотности потока мощности (СППМ), и шумовой температуре системы  $T_{\text{ш}}$ , определяемой с использованием эталонных генераторов шума.

**Методы контроля коэффициента передачи приемного тракта  $K_{\text{прм}}$**

- Оценка коэффициента передачи приемного тракта  $K_{\text{прм}}$  с использованием пилот-сигнала.
- Оценка коэффициента передачи приемного тракта  $K_{\text{прм}}$  с применением анализатора цепей.

Как видно, все вышеперечисленные методы требуют применения дополнительного эталонного оборудования.

Предлагается более простой способ *совместного* определения калибровочных параметров **методом оценки произведения коэффициента усиления антенны на полный коэффициент передачи приёмного тракта  $GK_{\text{прм}}$** . Суть метода состоит в регистрации на выходе приёмного тракта прироста мощности  $P$  в полосе частот  $\Delta f$  при наведении антенны на шумовой калибровочный астрономический источник с известной СППМ  $S$ , создаваемой у поверхности Земли. Выражение для оценки  $GK_{\text{прм}}$  имеет вид:

$$GK_{\text{прм}} = \frac{8\pi f^2 P Y_g Q}{c^2 \Delta f S}, \quad (1)$$

где  $f$  – центральная частота;  $Y$  – потери в атмосфере Земли [5];  $g$  – коэффициент, учитывающий соизмеримость угловых размеров диаграммы направленности и источника [6];  $Q$  – потери наведения [5];  $c$  – скорость света.

К сожалению, в рассматриваемых диапазонах частот при данной апертуре приёмных антенн РТ-2 и РТ-7,5, отклик на выходе при использовании стандартных эталонных дискретных источников шумового радионизлучения, таких как Кассиопа А, Лебедь А и др. очень мал, поэтому, для осуществления калибровки радиотракта использовалось солнечное радионизлучение.

Достоинством применения Солнца в качестве калибровочного источника является его высокая СППМ, соизмеримая со СППМ сигналов спутниковых систем. Основным недостатком использования Солнца для высокоточных калибровок является зависимость СППМ от текущей солнечной активности. Для оценки текущего значения СППМ предлагается использовать данные других систем, ведущих мониторинг солнечной активности в рассматриваемых диапазонах частот.

Одной из таких систем является *сеть солнечных радиотелескопов RSTN*, осуществляющая ежедневную оценку СППМ Солнца. Сеть состоит из четырех станций, равномерно расположенных по долготе, каждая из которых осуществляет измерение СППМ ежедневно вблизи местного полдня на восьми фиксированных частотах, в том числе в L-, S- и Ku-диапазоне. Погрешность абсолютной оценки СППМ одной станцией  $\pm 5\%$  при уровне доверительной вероятности  $P_d = 0,67$  [7]. Сеть может отслеживать основную медленно меняющуюся компоненту солнечного радионизлучения, связанную с солнечными активными областями (рис. 3). Данные RSTN открыты публикуются и доступны в интернете практически в реальном времени [8].

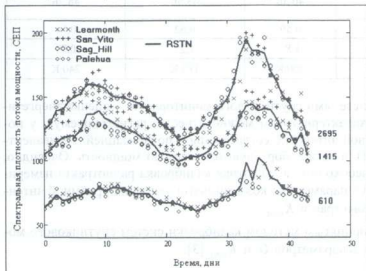


Рис. 3. СППМ радионизлучения Солнца в солнечных единицах потока (1 СЕП =  $10^{-22}$  Вт/м<sup>2</sup>Гц) 3.12.2013 – 15.01.2014 на частоте 610, 1415 и 2695 МГц по данным RSTN

Относительная погрешность оценки  $GK_{\text{прм}}$  находилась из оценки вклада ее основных составляющих (табл. 2).

Таблица 2. Вклад основных составляющих относительной погрешности оценки  $GK_{\text{прм}}$  при уровне доверительной вероятности  $P_d = 0,67$

Источник погрешности	Погрешность $\epsilon$ , % ( $P_d = 0,67$ )	Примечание
СППМ Солнца, $S$	$\pm 2,5$	по 4-м станциям RSTN
Потери в атмосфере, $Y$	$\pm 0,7$	спокойная атмосфера, угол места $\beta = 10^\circ$
Коэффициент, учитывающий соизмеримость угловых размеров диаграммы направленности и источника, $g$	$\pm 1$	
Потери наведения, $Q$	$\pm 0,5$	
Анализатор спектра, $P$	$\pm 5$	
Полная погрешность	$\pm 6\% (\pm 0,25 \text{ дБ})$	

После определения калибровочного параметра  $GK_{\text{прм}}$  радиотракта возможна оценка энергетических характеристик сигналов КА. Мощность сигнала на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией  $P_{\text{на}}$  в дБВт может быть найдена как:

$$P_{\text{на}} = P - GK_{\text{прм}} + k_{\text{кан}}, \quad (2)$$

где  $P$  – прирост мощности на выходе приемного тракта в заданной полосе частот – канальная мощность, дБВт;  $GK_{\text{прм}}$  – калибровочный параметр радиотракта, дБ;  $k_{\text{кан}}$  – коэффициент пересчёта канальной мощности в полную, дБ.

ЭИИМ  $P_{\text{ЭИИМ}}$  (дБВт)

$$P_{\text{ЭИИМ}} = P_{\text{на}} + L + Y - F_{\text{КА}}(\alpha), \quad (3)$$

где  $L$  – потери распространения в свободном пространстве, дБ;  $Y$  – потери в атмосфере, дБ;  $F_{\text{КА}}(\alpha)$  – значение уровня нормированной диаграммы направленности бортовой антенны при надирном угле  $\alpha$ , дБ.

Излучаемая бортовая мощность  $P_{\text{КА}}$  (дБВт) может быть определена как

$$P_{\text{КА}} = P_{\text{ЭИИМ}} - G_{\text{КА}}, \quad (4)$$

где  $G_{\text{КА}}$  – коэффициент усиления бортовой антенны, дБ.

Относительные погрешности оценки энергетических характеристик находились из оценки вклада их основных составляющих (табл. 3).

**Таблица 3. Вклад основных составляющих относительных погрешностей оценки энергетических характеристик при уровне доверительной вероятности  $P_d = 0,67$**

Источник погрешности	Погрешность $\varepsilon$ , % ( $P_d = 0,67$ )	Погрешность $\varepsilon$ , дБ ( $P_d = 0,67$ )	Примечание
Анализатор спектра, $P$	$\pm 5\%$	$\pm 0,2$ дБ	
Калибровочный параметр радиотракта, $GK_{\text{прм}}$	$\pm 6\%$	$\pm 0,25$ дБ	
Мощность на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией, $P_{\text{на}}$	$\pm 8\%$ ( $\pm 0,3$ дБ)		
Уровень нормированной диаграммы направленности бортовой антенны, $F(\alpha)$ [4]	$\pm 6\%$	$\pm 0,25$ дБ	по четырем измерениям при различных $\alpha$
ЭИИМ, $P_{\text{ЭИИМ}}$	$\pm 10\%$ ( $\pm 0,4$ дБ)		по четырем измерениям при различных $\alpha$
Коэффициент усиления бортовой антенны, $G_{\text{КА}}$ [4]	$\pm 12\%$	$\pm 0,5$ дБ	
Излучаемая бортовая мощность, $P_{\text{КА}}$	$\pm 16\%$ ( $\pm 0,65$ дБ)		по четырем измерениям при различных $\alpha$

**Результаты измерений.** В 2014 г. на RT-7,5 проводились исследования трех видов сигналов НКА ГЛОНАСС: сигнала угломерного радиоканала КА ГЛОНАСС-К № 701к в Ku-диапазоне (23.04 – 28.05 2014), сигналов полной группировки КА ГЛОНАСС-М в L1-, L2-диапазоне (3.06 – 14.07 2014) и сигналов бортовой аппаратуры межспутниковых измерений (БАМИ) КА ГЛОНАСС-М №№ 742 – 745 (19.03 – 19.05 2014). Все измерения проводились с использованием анализатора спектра Rohde & Schwarz FSH8. Регистрировалась канальная мощность  $P$  в полосе частот  $\Delta f = 10$  МГц, примерно равной полосе излучения исследуемых сигналов по уровню первых нулей спектра. Значения коэффициентов пересчёта канальной мощности в полную  $k_{\text{кан}}$  представлены в табл. 4.

**Таблица 4. Значения коэффициентов пересчета канальной мощности в полную  $k_{\text{кан}}$  для ширины полосы канала  $\Delta f = 10$  МГц**

Сигнал	$k_{\text{кан}}$ , дБ
L2	0,24
L1	0,24
БАМИ (преамбула)	0,11
БАМИ (информационно-измерительный)	0,44
Угломерный радиоканал КА № 701к	0,44



**Сигнал угломерного радиоканала КА ГЛОНАСС-К № 701к.** Спектр сигнала угломерного радиоканала КА № 701к, зарегистрированный антенной РТ-2 представлен на рис. 4, где  $\Delta f$  – полоса разрешения анализатора спектра;  $N$  – количество усредненных спектров. На рисунке также представлен смоделированный спектр сигнала с двичной фазовой манипуляцией и тактовой частотой 5,11 МГц. Для сравнения на рис. 5 представлен спектр сигнала угломерного радиоканала КА № 701к, зарегистрированный антенной РТ-7,5.

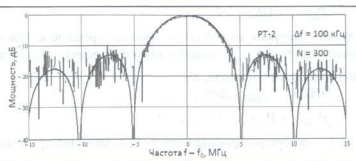


Рис. 4. Спектр мощности сигнала угломерного радиоканала КА № 701к, зарегистрированный антенной РТ-2

В табл. 5 даны оценки энергетических характеристик сигнала угломерного радиоканала КА № 701к по измерениям, проведённым на антенне РТ-2.

В ходе сеансов наблюдения КА № 701к был установлен факт эпизодической работы бортового передатчика аппарата в Кудиазоне. Во всех сеансах наблюдения зафиксировано отсутствие сигнала при углах места менее 30 градусов (как на антенне РТ-2 так и на антенне РТ-7,5). Кроме того, зарегистрирован собственный момент включения передатчика.

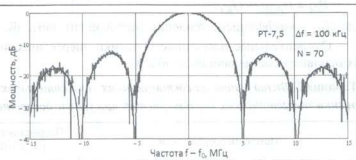


Рис. 5. Спектр мощности сигнала угломерного радиоканала КА № 701к, зарегистрированный антенной РТ-7,5

Таблица 5. Оценка энергетических характеристик сигнала угломерного радиоканала КА № 701к

Характеристика	Значение (уровень доверительной вероятности $P_x = 0,67$ )
Мощность на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией ( $\beta = 30^\circ$ )	$-180 \pm 0,5$ дБВт
ЭНИМ	$24 \pm 0,5$ дБВт
Энергетический потенциал радиолинии ( $\beta = 30^\circ$ )	$70 \pm 1$ дБГц
Излучаемая бортовая мощность	$15 \pm 3$ Вт

**Сигналы полной группировки КА ГЛОНАСС-М.** Проводились исследования сигналов полной группировки спутников КА ГЛОНАСС в диапазоне L1 и L2 (в том числе находящихся в резерве или временно выведенных из системы). К сожалению, КА, на которых установлена аппаратура L3-диапазона не излучали в этом диапазоне в период проведения эксперимента.

Одновременно использовались три метода оценки энергетических характеристик: по измеренной канальной мощности (основной метод), по измеренной мощности сигнала на центральной частоте в полосе разрешения анализатора спектра, а также по записи высокочастотного сигнала цифровым регистратором с последующей постобработкой навигационного сигнала. Разность оценок бортовой излучаемой мощности тремя методами не превысила 0,5 дБ (для большинства измерений разность составила не более 0,2 дБ).

В ходе проведения эксперимента по сигналам полной группировки КА ГЛОНАСС были получены оценки значений калибровочного параметра  $GK_{\text{прм}}$  для диапазона L1 и L2 для двух методов оценки энергетических характеристик анализатором спектра. Объём каждой из четырёх выборок – 14. Среднее квадратичное отклонение результата наблюдения для метода оценки по измеренной канальной мощности составило 0,2 дБ, а для метода оценки по измеренной мощности сигнала на центральной частоте составило 0,25 дБ. Среднее квадратичное отклонение результата наблюдения для каждого метода хорошо

согласуется с теоретической оценкой погрешности однократного определения  $GK_{\text{прм}}$  при уровне доверительной вероятности  $P_d = 0,67$  (см. табл. 2).

На рис. 6 и 7 представлены оценки полной мощности сигналов L1, L2 (сумма синфазной и квадратурной компоненты) на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией для 26 КА при различных углах места (всего 99 измерений). Пунктиром обозначен минимально допустимый уровень сигнала в соответствии с Интерфейсным контрольным документом (ИКД) ГЛОНАСС [9]. Можно видеть, что мощность сигнала КА №736 в диапазоне L2 ниже этого значения.

На рис. 8 представлена оценка полной бортовой излучаемой мощности сигналов L1 и L2 в зависимости от порядка вывода КА на орбиту. Бортовая мощность для группы КА, выведенных на орбиту недавно, имеет меньший разброс, чем для КА выведенных на орбиту значительно ранее.



Рис. 6. Полная мощность сигнала L1 на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией для 26 КА ГЛОНАСС

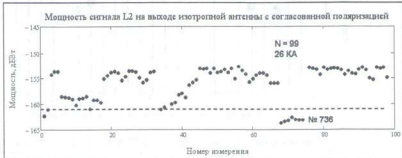


Рис. 7. Полная мощность сигнала L2 на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией для 26 КА ГЛОНАСС

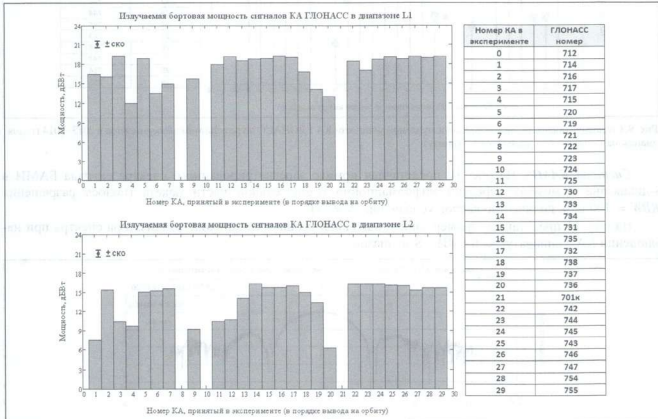


Рис. 8. Оценка полной бортовой излучаемой мощности в зависимости от порядка вывода КА ГЛОНАСС на орбиту для диапазона L1 (вверху) и диапазона L2 (внизу)

На рис. 9 представлено сравнение оценок полной бортовой излучаемой мощности по результатам экспериментов в 2013–2014 гг. для двух диапазонов. Полуширина маркера на графиках соответствует относительной погрешности при уровне доверительной вероятности  $P_d = 0,67$  для однократного наблюдения. Заметно совпадение результатов почти для всех КА, за исключением нескольких. Наибольшую разницу имеет КА № 736, отмеченный ранее, полная бортовая излучаемая мощность которого в двух диапазонах уменьшилась примерно на 8 дБ.

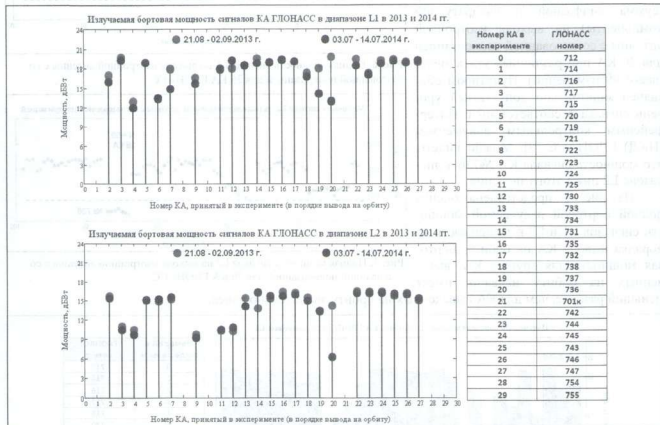


Рис. 9. Сравнение оценок полной бортовой излучаемой мощности КА ГЛОНАСС по результатам экспериментов в 2013–2014 гг. для диапазона L1 (вверху) и диапазона L2 (внизу)

**Сигналы БАМИ.** На рис. 10 представлен пример зарегистрированного спектра сигнала БАМИ в S-диапазоне в момент передачи информационно-измерительной части пакета (полоса разрешения  $RBW = 100$  кГц, количество кадров усреднения  $N = 43$ ).

На рис. 11 представлен пример записи канальной мощности на входе анализатора спектра при наблюдении КА с аппаратурой БАМИ в S-диапазоне.

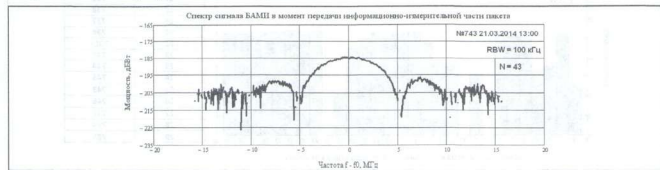


Рис. 10. Спектр мощности сигнала БАМИ в момент передачи информационно-измерительной части пакета



Рис. 11. Запись канальной мощности при наблюдении КА с аппаратурой БАМИ в S-диапазоне

На рис. 11 заметны три сеанса передачи пачки пакетов, привязанные к началу часа. Между основными сеансами передачи можно увидеть одиночные пакеты.

На рис. 12 представлена зависимость полной мощности сигнала БАМИ на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией в зависимости от угла места КА, построенная по записи, представленной на рис. 11.

Всего за время эксперимента был произведён 21 сеанс записи канальной мощности на входе анализатора спектра для 4 КА с аппаратурой БАМИ. По этим записям были построены зависимости коэффициента усиления бортовой антенны БАМИ от надирного угла (рис. 13 и 14). Пунктирной линией отображена номинальная зависимость коэффициента усиления бортовой антенны БАМИ от надирного угла [10]. Для КА № 743 наблюдается заметное отклонение формы бортовой диаграммы направленности от номинальной.

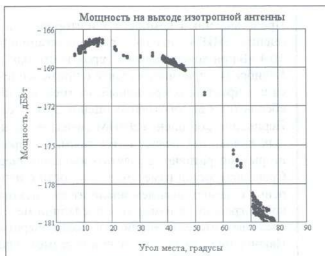


Рис. 12. Полная мощность сигнала БАМИ на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией в зависимости от угла места, построенная по записи, представленной на рис. 11

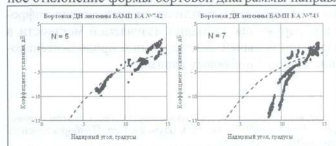


Рис. 13. Фрагменты бортовых диаграмм направленности антенн БАМИ КА № 742 и № 743

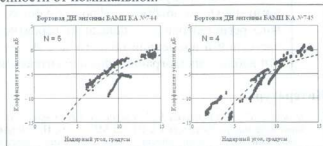


Рис. 14. Фрагменты бортовых диаграмм направленности антенн БАМИ КА № 744 и № 745

В ходе эксперимента было замечено кратковременное существенное anomalous снижение регистрируемой канальной мощности при наблюдении сигнала БАМИ КА №743: всего 2 события (рис. 15 и 16). Последующий анализ показал, что в эти моменты времени КА находился вблизи соединения с Солнцем. В этой точке орбиты происходит плановый разворот корпуса КА на орбите. Однако, не выясненной остаётся причина снижения принимаемой на земле мощности – снижение принимаемой мощности за счёт изменения положения электрической оси передающей антенны или снижение излучаемой бортовой мощности за счёт повышенного энергопотребления на борту во время разворота корпуса КА.

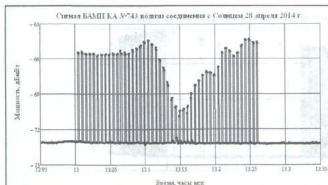


Рис. 15. Кратковременное снижение принимаемой мощности сигнала БАМИ КА № 743 вблизи соединения с Солнцем 28.05.2014 г.

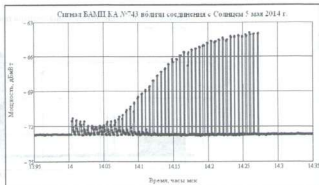


Рис. 16. Кратковременное снижение принимаемой мощности сигнала БАМИ КА № 743 вблизи соединения с Солнцем 5.05.2014 г.

Представленный комплекс мониторинга на базе радиотелескопа РТ-7,5 позволяет производить оценку ЭИИМ сигналов радионавигационных КА с погрешностью однократного измерения  $\pm 0,4$  дБ при доверительной вероятности 0,67.

Калибровка приемного тракта с применением солнечного радиоизлучения может рассматриваться как простой, оперативный, не требующий дополнительной аппаратуры метод для проведения абсолютных высокоточных оценок ЭИИМ спутниковых сигналов.

Периодическая оценка ЭИИМ сигналов полной группировки КА ГЛОНАСС в различных частотных диапазонах делает возможным, во-первых, контролировать погрешность этой оценки, а во-вторых, оперативно выявлять отклонения энергетического потенциала линии КА – потребитель.

Сравнимая метод измерения мощности с использованием цифрового регистратора и метод измерения с использованием анализатора спектра можно сделать вывод, что при примерно одинаковой погрешности измерения последний метод, благодаря применению стандартного поверенного средства измерения мощности, более оперативен и надежен.

Накопление статистики о принимаемом уровне мощности сигналов КА при различных углах места позволяет оценить форму ДН бортовой антенны, что может быть использовано для повышения точности оценки ЭИИМ.

Применение штатного программного обеспечения анализатора спектра позволяет осуществлять запись регистрируемых спектров при сопровождении КА максимумом ДН антенны с несоизмеримо меньшим объемом цифровых данных для постобработки, в отличие от применения цифрового регистратора, что повышает вероятность обнаружения аномалий излучаемой мощности в частотной и временной области за счет существенно большей потенциальной продолжительности наблюдения, ограниченного носителем записываемых цифровых данных.

## Литература

1. Власов И.Б., Михайлицкий В.П., Гаврилов А.И., Рыжов В.С. Результаты наблюдения сигналов спутниковых систем с помощью антенны радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ им. Н.Э. Баумана. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. Спец. вып. №7. Радиооптические технологии в приборостроении. 2012. С. 182–190.
2. Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». Вып. 3. Радионавигационные технологии / Коллективная монография / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова, М.: Радиотехника, 2013. 162 с.
3. Tholert S., Erker S., Meurer M. GNSS Signal Verification with a High Gain Antenna – Calibration Strategies and High Quality Signal Assessment // ION 2009. International Technical Meeting, January 26–28 2009. Anaheim, CA
4. Фролов О.П., Васько В.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия – Телеком. 2008. 496 с.
5. Бартевев В.А., Болотов Г.В., Быков В.Л. и др. Спутниковая связь и вспашине: Справочник. Изд-е 3-е, перераб. и доп. / Под ред. Л.Я. Кантора. М.: Радио и связь. 1997. 528 с.
6. Кузьмин А.Д., Самолюкович А.Е. Радиоастрономические методы измерения параметров антенн. М.: Советское радио. 1965
7. Kennelly J.A., Cornelius D.W. Learmonth Solar Observatory // The Australian Physicist, 1983. V. 20. P. 276–280.
8. <http://www.swpc.noaa.gov/ftpmenu/lists/radio.html>
9. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный сигнал в диапазоне L1, L2. Редакция 5.1, 2008 г.
10. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

## Аппаратно-программный комплекс для исследования сигналов НКА ГЛОНАСС в Ku-диапазоне

© Авторы, 2015  
© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.А. Ефремов** – ст. преподаватель, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана, инженер, НИИ «Радиоэлектронная техника» МГТУ им. Н.Э. Баумана  
**В.С. Рыжов** – инженер, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана  
E-mail: vlasov@bmsu.ru

Представлено описание аппаратно-программного комплекса для исследования сигналов бортовых передатчиков навигационных космических аппаратов в Ku-диапазоне. Приведены технические характеристики установки и методы их оценки. Приведены результаты работы по оценке энергетических характеристик сигнала угломерного радиоканала навигационного космического аппарата ГЛОНАСС 701K.

**Ключевые слова:** глобальные навигационные спутниковые системы, ГЛОНАСС, измерение мощности навигационного сигнала, антенная система, электропривод, программное обеспечение.

The paper describes the experimental setup for the study of signal transmitters on board navigation satellites in Ku band. The technical characteristics and methods of these estimations are presented. The estimations of the energy characteristics of the GLONASS 701K satellite are presented.

**Keywords:** global navigation satellite systems, GLONASS, navigation signal power measurements, the antenna system, electric drive, software.

В рамках исследований перспективных возможностей системы ГЛОНАСС в НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2013–2014 гг. был разработан, изготовлен, смонтирован и введен в эксплуатацию аппаратно-программный комплекс для исследования сигналов бортовых передатчиков НКА в Ku-диапазоне.

Комплекс смонтирован на площадке Радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ в окрестностях г. Дмитров, МО. В течение последних нескольких лет на Радиотелескопе РТ-7,5, кроме основных исследований в коротковолновой части ММ диапазона, проводятся исследования, связанные с мониторингом сигналов спутниковых систем, в том числе и навигационных в диапазонах L1, L2, L3, S. Применение крупноапертурной зеркальной антенны с высоким усилением позволяет проводить высокоточную оценку энергетических характеристик навигационных спутниковых сигналов, а также, исследовать их тонкую (высокочастотную) структуру. Представленный комплекс может рассматриваться как дополнение к существующему комплексу мониторинга на базе радиотелескопа РТ-7,5, расширяя его возможности в сторону диапазона сантиметровых волн.

В настоящее время с помощью комплекса успешно решается задача получения оценок энергетических характеристик сигналов НКА в Ku-диапазоне, а также задача регистрации спектров сигналов. К перспективным задачам относятся задачи исследования погрешностей определения углового положения КА по сигналам угломерного радиоканала ГНСС «ГЛОНАСС-К» в Ku-диапазоне и исследования помехоустойчивости системы при определении углового положения КА в этом диапазоне.

Аппаратно-программный комплекс, включает в себя: зеркальную параболическую осесимметричную антенну диаметром  $D = 2,1$  м установленную на полноповоротном электромеханическом опорно-поворотном устройстве, жестко закреплённом на массивном фундаменте (рис. 1).

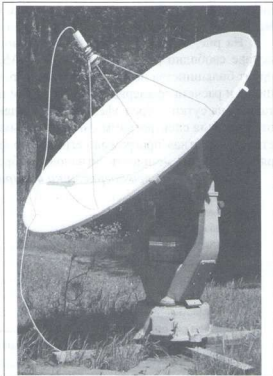


Рис. 1 Внешний вид антенной системы комплекса

В первичном фокусе зеркала установлен 120-градусный облучатель, сигнал с которого подается на преобразователь СВЧ (конвертер) с шумовой температурой около 70 К и коэффициентом усиления 50 дБ. Сигнал, преобразованный в L-диапазон, передается по кабелю снижения на приемно-регистрирующее устройство с возможностью записи данных на жесткий диск – анализатор спектра Rohde & Schwarz FSH8. Азимутально-угломостное опорно-поворотное устройство оснащено высокоточным двухкоординатным электроприводом на основе шаговых двигателей большой мощности и прецизионными потенциометрическими датчиками угловых координат, а также необходимыми электронными блоками управления привода, опроса угловых датчиков, элементов автоматики (рис. 2).

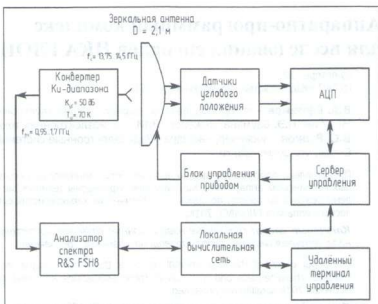


Рис. 2. Функциональная схема аппаратно-программного комплекса

Вычислительные средства комплекса состоят из сервера управления и удалённого терминала управления, соединённых посредством локальной вычислительной сети.

Представленный комплекс и его составляющие не требуют обслуживания оператором и могут вести круглосуточные наблюдения за НКА или иным объектом в автономном режиме. Выполняемая в этом случае буферизация экспериментальных данных позволяет исключить потерю информации, связанную с человеческим фактором, повышает достоверность получаемых данных, дает возможность мониторинга текущего состояния сигналов бортовых передатчиков НКА в Ки диапазоне на протяжённых временных интервалах.

Разработанные программные продукты позволяют проводить настройку, калибровку и оценку параметров оборудования всего комплекса по известным источникам (Солнце, геостационарные спутники), сопровождать космические объекты с известными траекториями движения в автоматическом режиме, при необходимости управлять стендом с помощью средств удаленного доступа.

На рис. 3 показан пакет программного обеспечения комплекса. Целеуказание осуществляется на основе свободно распространяемых «NASA Two Line Element format» (TLE), содержащих параметры орбит большинства несекретных ИСЗ, в том числе и навигационных. Для отображения выбранных спутников и расчета эфемерид по TLE файлам используется широко известная программа *Heavensat*. Рассчитанные на сутки вперёд эфемериды передаются в программу управления приводом антенны стенда. Для отображения спектрограмм сигналов с выхода приемного тракта и записи их на жёсткий диск используется стандартная программа-регистратор фирмы Rohde & Schwarz. Регистратор позволяет также измерять каналную мощность сигналов в выбранной полосе частот.

#### Технические характеристики аппаратно-программного комплекса

Диаметр зеркала .....	2,1 м
Тип монтировки .....	полноповоротная азимутальная
Диапазон рабочих углов:	
по азимуту .....	-150°...150°
по углу места .....	0°...90°
Потенциальная точность привода .....	2...3 угл.с
Схема облучения .....	из первичного фокуса
Принимаемая поляризация .....	линейная/круговая
Диапазон рабочих частот .....	13,75...14,5 ГГц
Коэффициент усиления антенны ( $\lambda = 2$ см) .....	48 дБ
КИП ( $\lambda = 2$ см) .....	0,65
Ширина ДН ( $\lambda = 2$ см) .....	0,7°
Шумовая температура системы ( $\beta = 30^\circ$ ) .....	250 К

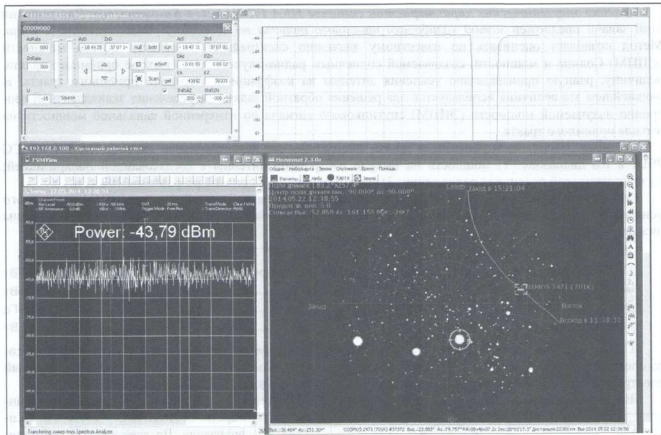


Рис. 3. Пакет программного обеспечения комплекса

Потенциальная точность привода определяется дискретным шагом двигателей и составляет 2...3 угл.с. Очевидно, что точность первоначального наведения антенны на объект заметно ниже, и будет определяться точностью установки осей опорно-поворотного устройства. Для компенсации ошибок монтировки антенны успешно применяются методы юстировки осей по калибровочным источникам с известными координатами.

Используя ежедневно публикуемые данные Сети солнечных радиотелескопов (RSTN) о СППМ солнечного радиоизлучения была определена шумовая добротность антенны стенда с применением методики измерения добротности с помощью радиоастрономических источников известной СППМ. По найденным значениям усиления и шумовой добротности оценивалась шумовая температура системы, составившая для угла места  $30^\circ$  значение  $250 \pm 30$  К.

ДН антенны стенда, приведенная на рис. 4, определялась с использованием сигнала угломерного канала КА ГЛОНАСС 701К. Ширина ДН по уровню половинной мощности на длине волны  $\lambda = 2$  см составляет  $42 \pm 1$  угл. мин. По измеренной ДН оценивалось усиление антенны, которое составило  $48,0 \pm 0,5$  дБ, и коэффициент использования поверхности (КИП) параболического зеркала 0,65.

При этом расчет координат КА для наведения антенны стенда производится на основе кеплеровских параметров орбиты, с использованием файлов формата TLE, представляющих собой текстовые двухстрочные файлы с кеплеровскими элементами для каждого КА.

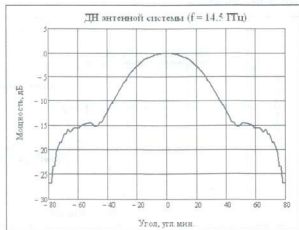


Рис. 4. Диаграмма направленности антенной системы комплекса



**Оценка энергетических характеристик сигналов НКА ГЛОНАСС в Ки-диапазоне.** Для решения этой задачи предложен метод калибровки приемного тракта по излучению радиоизлучению Солнца. Метод позволяет оценивать по известному значению спектральной плотности потока мощности (СППМ) Солнца и мощности, создаваемой солнечным радиоизлучением на выходе приёмного тракта, величину, равную произведению усиления антенны на коэффициент передачи приёмного тракта. В дальнейшем эта величина используется для решения обратной задачи: определения эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ) спутникового сигнала по измеренной канальной мощности на выходе приемного тракта.

Помимо ЭИИМ были оценены и другие энергетические характеристики сигнала КА ГЛОНАСС 701К в Ки диапазоне: 1) мощность на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией; 2) энергетический потенциал радиолинии; 3) спектр мощности с полосой разрешения 100 кГц.

Мощность бортового передатчика оценивалась исходя из найденной оценки ЭИИМ, известного усиления бортовой антенны, коэффициента передачи тракта между передатчиком и антенной и ширины диаграммы направленности (ДН) бортовой антенны.

**Энергетические характеристики сигнала НКА ГЛОНАСС 701К по данным серии экспериментов**

Мощность на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией ( $\beta = 30^\circ$ ) .....	-179,8 ± 0,5 дБВт
ЭИИМ ( $\beta = 30^\circ$ ) .....	2,2 ± 0,5 дБВт
Энергетический потенциал радиолинии ( $\beta = 30^\circ$ ) .....	70 ± 1 дБВт
Мощность бортового передатчика .....	15 ± 2 Вт

Спектр сигнала НКА ГЛОНАСС 701К в Ки-диапазоне, зарегистрированный с помощью анализатора спектра Rohde & Schwarz FSH8 приведен на рис. 5. На этом же графике показан смоделированный спектр сигнала с двоичной фазовой модуляцией и тактовой частотой 5,11 МГц (гладкая кривая).

В ходе сеансов наблюдения был установлен факт эпизодической работы бортового передатчика аппарата ГЛОНАСС 701К в Ки-диапазоне. Во всех сеансах наблюдения зафиксировано отсутствие сигнала при углах места менее  $30^\circ$  (как на малой антенне комплекса, так и на большой антенне радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ). Этот факт может говорить о том, что бортовой передатчик Ки-диапазона активируется лишь в моменты, когда спутник находится над территорией Российской Федерации.

Кроме того, зафиксирован непосредственный момент включения передатчика Ки-диапазона. Это показано на рис. 6. На графике виден сигнал высокого уровня в момент прохождения калибровки по Солнцу, перебор антенны на траекторию спутника ГЛОНАСС 701К, его ведение (сигнал низкого уровня) и факт включения передатчика по возрастанию уровня до среднего значения.

Ближайшей перспективой в работе над аппаратно-программным комплексом является совершенствование оборудования как минимум по двум направлениям:

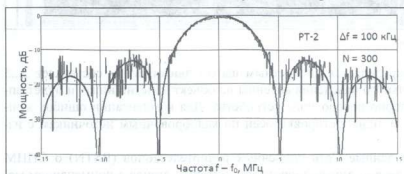


Рис. 5 Спектрограммы НКА ГЛОНАСС 701К в Ки-диапазоне, полученные в серии экспериментов



Рис. 6. Регистрация факта включения бортового передатчика Ки-диапазона НКА ГЛОНАСС 701К

1. Создание узкополосного приёмного тракта.
2. Реализация метода диаграммного сканирования.

Узкополосный приемный тракт должен позволить работать при значительно больших отношениях сигнал/шум, что предоставляет возможность перейти на качественно новый уровень постановки и проведения экспериментов по потенциальной точности угломерного канала. Проведенные эксперименты на существующем приёмном оборудовании и предварительная оценка их результатов указывают на необходимость существенного улучшения отношения сигнал/шум в приемном тракте.

Возможные варианты построения узкополосного приемного тракта – использование стандартных навигационных приёмников, например серии МРК. В этом случае общая конструкция представляется предельно простой, однако, для попадания в одну из литерных частот навигационного приёмника требуется подстройка частоты гетеродина входного СВЧ преобразователя. К тому же, фазовая стабильность этой частоты явно недостаточна для захвата навигационного сигнала, преобразованного из Ку-диапазона навигационным приемником. Наиболее подходящим решением видится использование в гетеродине СВЧ преобразователя синтезатора частоты на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с высокостабильным опорным кварцевым генератором.

Метод диаграммного сканирования в аппаратно-программном комплексе можно реализовать с использованием уже существующей антенной системы небольшой доработкой управляющей программы. Действительно, можно задавать координаты опорно-поворотному устройству (ОПУ) таким образом, чтобы антенна главным лепестком диаграммы направленности осуществляла вращение по определённому радиусу вокруг точки ведения навигационного спутника. Очевидно, что темп сканирования будет ограничен максимальной скоростью обработки координат электроприводом, которая, в свою очередь, ограничена мощностью двигателей при существующем весе двухметровой параболической антенны и подвижных частей массивного ОПУ.

Проведенный анализ спектральной плотности шума на выходе приемного тракта показал наличие существенной низкочастотной составляющей убывающей с ростом частоты, обусловленной атмосферными флуктуациями. Ее влиянием можно пренебречь с частоты порядка 1 Гц и выше.

Темп обзора при коническом сканировании с частотой 1 Гц перемещением всего параболического зеркала в существующей конструкции антенной системы требует внесения существенных изменений в ОПУ и электропривод. Более простым решением является вращение фазового центра облучателя вокруг точки главного фокуса по небольшому радиусу. Это осуществимо как перемещением самого облучателя и некоторых элементов волнового тракта, так и вращением дополнительного контррефлектора с установкой облучателя и всего приемного СВЧ оборудования со стороны полюса параболического зеркала.

Таким образом, в настоящее время в НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана активно эксплуатируется специально разработанный и изготовленный аппаратно-программный комплекс для исследования сигналов бортовых передатчиков НКА в Ку диапазоне в рамках программы по исследованию перспективных возможностей системы ГЛОНАСС. Все перечисленные варианты доработки приемного оборудования и антенной системы в настоящее время находятся в проработке авторским коллективом. Намеченный срок реализации – начало 2015 г.

## Литература

1. Шебизаевич Е.В., Тюляков А.Е., Дружин В.Е., Стяжкин А.Д., Хандожко А.И., Скобелин А.А., Уткин М.Н., Косенко В.Е., Карнаухов В.А., Поляков Ю.С. Некоторые результаты испытаний и перспективы развития угломерного радиоканала ГНСС «ГЛОНАСС-Ку» // Материалы XX Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным навигационным системам 27–29 мая 2013 г.
2. Власов И.Б., Гаврилов А.И., Ефремов В.А., Рыжов В.С. Экспериментальный стенд для исследования сигналов НКА ГЛОНАСС в Ку-диапазоне // Материалы IX Всерос. научно-технич. конф. «Метрология в радиоэлектронике» 17–19 июня 2014 г. Мецделеево, МО
3. Власов И.Б., Михайлицкий В.П., Гаврилов А.И., Рыжов В.С. Результаты наблюдения сигналов спутниковых систем с помощью антенны радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ им. Н.Э. Баумана. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. Спец. вып. №7. Радиооптические технологии приборостроения. 2012. С. 182–190.
4. Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». Выпуск 3. Радионавигационные технологии / Коллективная монография / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника. 2013. 162 с.

## Обнаружение и оценка искажений спектра сигналов ГНСС

© Авторы, 2015  
 © ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**Е.В. Валуев** – аспирант, кафедра «Радиоэлектронные системы», МГТУ им. Н.Э. Баумана, инженер, НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана  
 E-mail: valuevevg@yandex.ru

Исследуется алгоритм обнаружения и оценки степени спектральных искажений сигналов ГНСС. Приводятся характеристики обнаружения линейных амплитудных искажений спектра, квадратичных амплитудных искажений спектра, квадратичных фазовых искажений спектра. Описывается исследование спектральных свойств сигналов ГНСС ГЛОНАСС, зарегистрированных на радиотелескопе РТ-7.5 МГТУ им. Н.Э. Баумана.

**Ключевые слова:** глобальные навигационные спутниковые системы, спектральные искажения, крупноапертурная антенна, критерий хи-квадрат.

In this work the algorithm of estimating and acquiring of spectral distortion of GNSS signals is introduced and analyzed. The acquisition characteristics of the following distortions of the spectrum are shown: linear amplitude distortion, quadratic amplitude distortion, quadratic phase distortion. Spectral properties of GLONASS signals recorded on the radio telescope RT-7.5 are described.

**Keywords:** global navigational satellite systems, spectral distortions, high gain antenna, chi-square test.

В литературе приведен ряд исследований, посвященных анализу радионавигационных сигналов в целях мониторинга [1–8]. В указанных исследованиях особое внимание уделяется анализу сигналов во временной области (к примеру, анализу корреляционной функции дальнометрического сигнала). При этом задача анализа спектров сигналов рассматривается качественно, без введения каких-либо конкретных алгоритмов обнаружения и оценки степени спектральных искажений.

Рассмотрим введение подобных алгоритмов, определение их статистических характеристик и исследование с их помощью сигналов НКА ГНСС ГЛОНАСС.

**Критерий оценки соответствия спектра теоретическому эталону.** Анализируемый сигнал  $\hat{y}_0(t)$  представляет собой аддитивную смесь комплексной огибающей радионавигационного сигнала на нулевой частоте  $\hat{s}_0(t)$  и гауссовского белого шума  $\hat{n}(t)$ :

$$\hat{y}_0(t) = \hat{s}_0(t) + \hat{n}(t), \quad (1)$$

$$\hat{s}_0(t) = A_m h_{\text{дл}}(t) e^{j(\varepsilon_{\omega} + \varepsilon_{\varphi})}, \quad (2)$$

где  $A_m$  – амплитуда сигнала;  $\varepsilon_{\omega}$ ,  $\varepsilon_{\varphi}$  – ошибки в оценке частоты и фазы сигнала;  $h_{\text{дл}}(t)$  – модулирующий дальнометрический код.

В дальнейшем предполагается исследование сигнала с высокой энергетикой, поэтому принимается  $\varepsilon_{\omega} = \varepsilon_{\varphi} = 0$ .

Под теоретическим эталоном спектра будет пониматься преобразование Фурье от сигнала  $\hat{s}(t)$ :

$$\hat{s}(t) = \hat{A}_m h_{\text{дл}}(t), \quad (3)$$

$$\hat{S}_{\text{ст},k} = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{s}(t) e^{-j\omega_k t} dt = X_k - jY_k, \quad (4)$$

где  $T$  – интервал анализа;  $\hat{A}_m$  – оценка амплитуды сигнала;  $\{\hat{S}_{\text{ст},k}\}$  – совокупность спектральных отсчетов эталонного сигнала;  $\omega_k$  – частота анализируемой спектральной составляющей.

В данной работе рассматривается анализ СТ компоненты радионавигационного сигнала. Поэтому под функцией  $h_{\text{дл}}(t)$  понимается бинарная последовательность с периодом  $T_{\text{дл}} = 1$  мс и символьной частотой

$f_{\text{дк}} = 511 \text{ кГц}$ . Тогда спектр сигнала (4) является линейчатым спектром с расстоянием между спектральными составляющими в  $1/T_{\text{дк}} = 1 \text{ кГц}$ . Амплитудная огибающая спектра описывается законом

$$|\dot{S}_{\text{ст},k}| = \frac{1}{\sqrt{f_{\text{дк}} T_{\text{дк}}}} |\sin(0,5\omega_k \tau_{\text{н}}) / (0,5\omega_k \tau_{\text{н}})|, \quad (5)$$

Для обнаружения искажений спектра исследуется решающая статистика вида

$$J = \sum_{k=1}^N \frac{|\dot{S}_{y_0(t),k} - \dot{S}_{\text{ст},k}|^2}{\sigma^2} = \sum_{k=1}^N \frac{(X_{y_0(t),k} - X_k)^2 + (Y_{y_0(t),k} - Y_k)^2}{\sigma^2}, \quad (6)$$

где  $\{\dot{S}_{y_0(t),k} = X_{y_0(t),k} + jY_{y_0(t),k}\}$  – спектральные отсчеты анализируемого сигнала  $y_0(t)$ ;  $N$  – число анализируемых спектральных отсчетов;  $\sigma$  – СКО шума в отсчете спектра.

Так как величины  $\frac{(X_{y_0(t),k} - X_k)^2}{\sigma^2}$  и  $\frac{(Y_{y_0(t),k} - Y_k)^2}{\sigma^2}$  – нормальные случайные величины с единичными дисперсиями и нулевыми математическими ожиданиями, величина  $J(N)$  распределена по закону центрального хи-квадрат распределения с  $2N$  степенями свободы.

Пусть гипотеза  $H_0$  – рассматриваемый сигнал  $y(t)$  соответствует соотношению (1); гипотеза  $H_1$  – в принимаемом сигнале присутствуют искажения спектра. Если выполняется соотношение (7), то с уровнем значимости  $\alpha$  принимается решение в пользу гипотезы  $H_0$ :

$$(\chi^2(2N, 1-\alpha))^{-1} \leq J(N) \leq (\chi^2(2N, \alpha))^{-1}, \quad (7)$$

где  $(\chi^2(2N, 1-\alpha))^{-1}$  и  $(\chi^2(2N, \alpha))^{-1}$  – квантили хи-квадрат распределения с числом степеней свободы  $2N$  по уровням  $1-\alpha$  и  $\alpha$  соответственно.

**Влияние искажений спектра на формируемую статистику.** При систематическом (не обусловленном шумом) отличии в спектрах эталонного и исследуемого сигналов распределение статистики  $J$  будет подчиняться закону нецентрального хи-квадрат распределения  $\chi^2(\tilde{\lambda}, 2N, x)$ , где  $\tilde{\lambda}$  – параметр нецентральности распределения. Зависимость вероятности ошибки второго рода  $P_2$  (необнаружения искажения спектра) при этом можно представить как

$$\tilde{\lambda} = \sum_{k=1}^N \frac{|\dot{S}_{y_0(t),k} - \dot{K}_k \dot{A}_k|^2}{\sigma^2}, \quad (8)$$

$$P_2 = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \chi^2(\tilde{\lambda}, 2N, x) dx, \quad (9)$$

где  $\dot{K}_k$  – комплексный коэффициент амплитудно-фазовых искажений спектра;  $x_{\min} = (\chi^2(2N, 1-\alpha))^{-1}$ ,  $x_{\max} = (\chi^2(2N, \alpha))^{-1}$  – квантили хи-квадрат распределения с числом степеней свободы  $2N$ .

**Амплитудные искажения спектра.** При амплитудных искажениях спектра выражение (8) можно представить в виде

$$\tilde{\lambda} = 4q_{c/n} T \sum_{k=1}^N \left| \tau_{\text{н}} \frac{\sin(\omega_k \tau_{\text{н}} / 2)}{\omega_k \tau_{\text{н}} / 2} \right|^2 (1 - K(f_k))^2, \quad (10)$$

где  $q_{e/n}$  – отношение мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума;  $K(f)$  – АЧХ искажений.

Зависимость коэффициентов  $K(f_i)$  для случая наличия линейных и квадратичных амплитудных искажений спектра описывается соответственно соотношениями:

$$K(f) = \alpha_1 f, \quad (11)$$

$$K(f) = \alpha_2 f^2, \quad (12)$$

где  $\alpha_1$  – коэффициент линейной амплитудной асимметрии, дБ/МГц;  $\alpha_2$  – коэффициент квадратичной амплитудной асимметрии, дБ/МГц<sup>2</sup>.

На рис. 1 а, б приведены теоретические зависимости вероятности ошибки второго рода при линейных и квадратичных амплитудных искажениях спектра при различном времени анализа и различных параметрах искажений спектра. Анализ предполагается в пределах основного лепестка спектра СТ-компоненты сигнала.

Из рис. 1 можно сделать вывод, что при времени анализа 1 мс достоверное обнаружение искажений типа линейная асимметрия с коэффициентом асимметрии  $\alpha_1 = 0,5$  дБ/МГц возможно при энергетиках более 90 дБГц. Увеличение интервала анализа приводит к энергетическому выигрышу за счет снижения СКО шума в отчетах спектра. Так, при времени анализа в 5 с, для обнаружения указанных искажений достаточно энергетики в 55–65 дБГц.

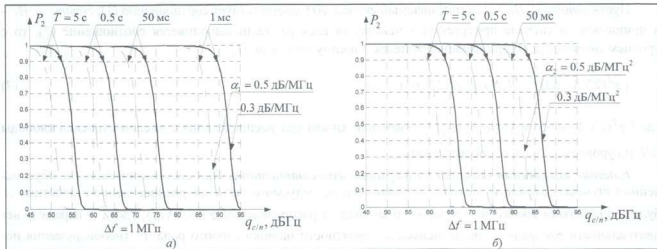


Рис. 1. Графики зависимости вероятности ошибки второго рода при линейных (а) и квадратичных (б) амплитудных искажениях спектра

При *квадратичных искажениях спектра* для достоверного обнаружения искажений с параметром  $\alpha_2 = 0,5$  дБ/МГц<sup>2</sup> при времени анализа 50 мс необходимо отношение сигнал–шум не менее 90 дБГц. При анализе спектра на интервале 5 с требования по отношению сигнал–шум снижаются до 65–70 дБГц.

**Фазовые искажения спектра.** Одним из видов фазовых искажений является линейное изменение времени группового запаздывания (ГВЗ) в полосе сигнала, что соответствует квадратичным фазовым искажениям спектра сигнала. Такие искажения описываются соотношением

$$\dot{K}(f) = e^{-j\pi s_{\Delta r} f^2}, \quad (13)$$

где  $s_{\Delta r}$  – крутизна изменения ГВЗ от частоты.

На рис. 2 приведена зависимость вероятности ошибки второго рода при наличии квадратичных фазовых искажений в спектре сигнала.

При времени анализа 50 мс достоверное обнаружение искажений с параметром  $s_{\Delta r} = 10$  нс/МГц возможно при энергетиках более 90 дБГц. При времени анализа в 500 мс для обнаружения рассматриваемых искажений достаточно энергетики в 80 дБГц.

Из приведенных иллюстраций можно сделать вывод, что для *достоверного обнаружения искажений с указанными параметрами при временах анализа менее секунды необходимо использование измерительной системы, обеспечивающей отношение сигнал–шум порядка 70–80 дБГц*. Подобная энергетика может быть обеспечена за счет использования крупноапертурной антенны с коэффициентом усиления около 30–40 дБн.

**Оценка степени спектральных искажений.**

Если принято решение, что спектр сигнала искажен, целесообразно дать количественную оценку степени данных искажений. В простейшем случае линейные амплитудно-фазовые искажения можно описать полиномиальными моделями вида

$$\hat{K}(f) = \sum_{n=1}^N A_n f^n e^{jB_n f^n}.$$

Степень искажений спектра при этом характеризуется значениями параметров  $A_n, B_n$ .

Максимально-правдоподобная оценка данных параметров сводится к поиску максимума следующей функции правдоподобия:

$$\ln(W | \hat{K}(f_k)) = - \frac{\sum_{k=1}^N |\hat{S}_y(t, k) - \hat{S}_{ст, k} \hat{K}(f_k)|^2}{\sigma^2}. \quad (15)$$

Поиск параметров может осуществляться с помощью процедур многомерной оптимизации. Такой процедурой может являться градиентный спуск с постоянным шагом, который и использовался в данной работе. На рис. 3 приведен пример подобной оценки искажений спектра на примере сигнала СТ компоненты НКА 736.

На рисунке пунктирной линией показан эталонный спектр. До коррекции искажений видна явная асимметрия боковых лепестков спектра. После коррекции искажений спектры сигналов совпадают.

**Исследование сигналов ГНСС.** Описанные выше методы анализа были применены к радионавигационным сигналам, зарегистрированным на радиотелескопе РТ-7.5. В ходе эксперимента с цифрового регистратора получены записи сигналов, которые впоследствии были обработаны в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 4.

Первоначально осуществляется стандартная корреляционная обработка навигационного сигнала. Сформированные оценки параметров сигнала используются для его переноса на нулевую частоту. Поскольку исследовались характеристики СТ-компоненты сигнала, для устранения влияния ВТ-компоненты она компенсировалась. Анализ спектра осуществляется на интервале 50 мс. С помощью операции БПФ формируется массив спектральных отсчетов анализируемого сигнала, который и исследуется. Значение решающей статистики вычисляется как для исходного спектра, так и для спектра сигнала с компенсированными искажениями. Уровень значимости критерия  $\alpha = 10^{-3}$ . Модель используемых искажений – полиномиальная модель амплитудно-фазовых искажений второго порядка. Спектр исследовался в полосе  $\Delta f = 1$  МГц – в пределах основного лепестка спектра СТ компоненты.

На рис. 5 а, б приведены реализации решающей статистики на примере НКА 736.

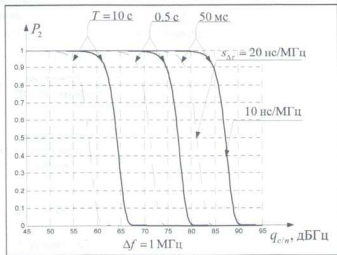


Рис. 2. Графики зависимости вероятности ошибки второго рода при квадратичных фазовых искажениях спектра

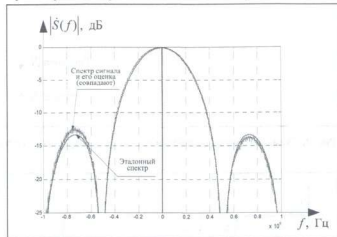


Рис. 3. Графическая иллюстрация оценки искажений спектра

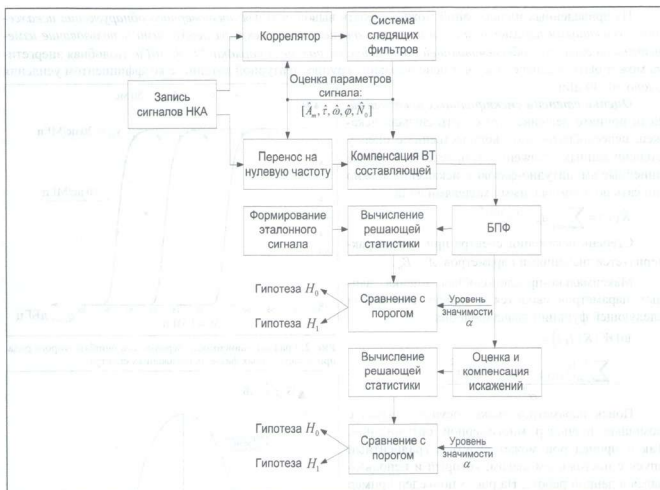


Рис. 4. Схема алгоритма обработки сигналов с цифрового регистратора

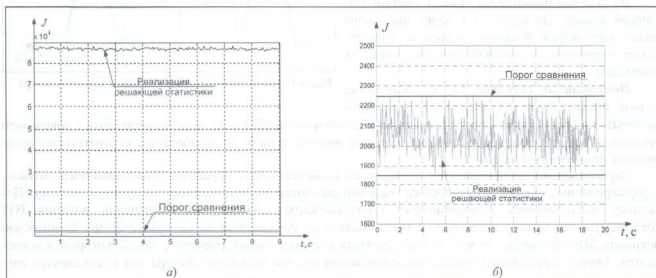


Рис. 5. Графическая иллюстрация реализации решающей статистики, вычисленной по спектру НКА 736, до (а) и после (б) компенсации искажений спектра

Показаны пороги сравнения и значения решающей статистики до и после компенсации искажений спектра. До компенсации искажений значение решающей статистики существенно превышает порог сравнения. После компенсации, значение решающей статистики сосредотачивается в пределах интервала сравнения. Таким образом, полиномиальную модель амплитудно-фазовых искажений второго порядка можно считать достоверной для оценки наблюдаемых искажений. В ходе исследования был осуществлен анализ СТ компонент сигналов НКА 716, 738, 754, 736. Максимальная величина спектральных искажений по амплитуде не превысила 0,7 дБ, по фазе 15 град. Поскольку после компенсации искажений решающая статистика достоверно попадает в пределы интервала сравнения, а величина этих искажений не превышает неравномерность коэффициента передачи тракта радиотелескопа РТ-7,5, было принято решение о том, что в спектрах исследуемых сигналов искажений не обнаружено.

Проведенное исследование показало, что возможно достоверное обнаружение спектральных искажений типа линейная амплитудная асимметрия, квадратичная амплитудная асимметрия, квадратичная фазовая асимметрия с параметрами  $\alpha_1 > 0,5$  дБ/МГц,  $\alpha_2 > 0,5$  дБ/МГц<sup>2</sup>,  $s_{\Delta\tau} > 10$  нс/МГц на интервале анализа в несколько секунд. Для этого необходимо использовать измерительную систему, обеспечивающую высокое отношение сигнал-шум  $q_{clin} > 75$  дБГц. В данном исследовании в качестве такой системы выступал радиотелескоп РТ-7,5 МГТУ им. Н.Э. Баумана. Оцененные спектральные искажения исследованных сигналов НКА ГНАСС ГЛОНАСС по величине не превысили неравномерности коэффициента передачи радиочастотного тракта радиотелескопа РТ-7,5, поэтому было принято решение о том, что в спектрах исследуемых сигналов искажений не обнаружено.

## Литература

1. Тобалин В.В., Цветков А.О., Шувалов А.В. Исследование алгоритмов обнаружения аномалий навигационных сигналов. Научно-технические серии. Вып. 3. Радионавигационные технологии. Коллективная монография // Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника, 2013. С. 116–120.
2. Pini M., Akos D. M., Mitelman A., Esterhuizen S. Analysis of GNSS Signals as Observed via a High Gain Parabolic Antenna // ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division (Long Beach, USA, 13–16 September 2005). P. 1696–1695.
3. Lestarquit L., Gregoire Y., Thevenon P. Characterising the GNSS Correlation Function using a High Gain Antenna and Long Coherent Integration. Application to Signal Quality Monitoring // Position Location and Navigation Symposium (PLANS), 2012 IEEE/ION (Myrtle Beach, USA, 23–26 April 2012). P. 877–885.
4. Rooney E., Urwin M., Gatti G., Falcone M., Alpe V., Malik M., Hannes D. GIOVE on the Line // Inside GNSS magazine, V. 3, № 1, P. 46–53.
5. Montenbruck O., Günther C., Graf S., Garcia-Fernandez M., Furlner J., Kuhn H. GIOVE-A initial signal analysis. // GPS Solutions, V. 10, Is. 2, P. 146–153.
6. Gatti G., Falcone M., Alpe V., Malik M., Burger T., Rapisarda M., Rooney E. The View from Chilbolton: In-Orbit Test Results from the Second Galileo Satellite // Inside GNSS magazine, V. 3, № 6, P. 30–35.
7. Thoelet S., Erker S., Meurer M., Furlner J. New Signals in the Sky – A High Gain Antenna Analysis of GPS IIF and COMPASS. // Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (Oregon Convention Center, Portland, Oregon, USA, 21–24 September 2010). P. 1615–1621.
8. Харисов В.Н., Пельтин А.В., Карутин А.Н. Метод временного накопления для исследования формы сигналов ГНСС. Научно-технические серии. Вып. 3. Радионавигационные технологии. Коллективная монография / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника, 2013. С. 120–124.



## Облучатель антенны радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ для регистрации сигналов БАМИ ГЛОНАСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.А. Рогозин** – аспирант, инженер, НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

**В.С. Рыжов** – инженер, МГТУ им. Н.Э. Баумана

**В.И. Литун** – науч. сотрудник, НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

**Р.Е. Семерня** – аспирант, инженер, НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

Представлены результаты разработки антенной системы для мониторинга навигационных сигналов межспутниковой линии связи в S-диапазоне на базе радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ. Приведены расчетные и полученные в результате экспериментов электрические характеристики антенной системы, включая оценку коэффициента усиления.

**Ключевые слова:** межспутниковые измерения, антенна, облучатель, диаграмма направленности.

Some development results of the antenna system for intersatellite communication S-band signal monitoring, based on radio telescope RT-7.5 BMSTU. Calculated and experimental electrical characteristics of the antenna system, including estimated gain value, are presented.

**Keywords:** intersatellite measurements, antenna, feed, directional pattern.

Создание высокопотенциального комплекса мониторинга сигналов спутниковых радионавигационных систем на базе антенны радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ ведется уже на протяжении нескольких лет.

В качестве первого этапа работ выполнено оснащение системы широкополосным облучателем L-диапазона для исследования непосредственно навигационных радиосигналов, о чем более подробно изложено в [2]. Следующим шагом стала реализация возможностей работы в S-диапазоне по спутниковым сигналам бортовой аппаратуры межспутниковых измерений (БАМИ).

БАМИ предназначена для межспутниковых измерений и информационного обмена в целях решения задач автономного эфемеридно-временного обеспечения, передачи информации о целостности системы ГЛОНАСС, глобального оперативного управления и контроля функционирования навигационных спутников [3].

В системе БАМИ используется принцип кодово-частотного и временного разделения между каналами. Начало сеансов работы привязано к началу каждого часа. Длительность сеансов 16...17 мин.

БАМИ работает по жесткой 20-секундной циклограмме: 5 с – передача (вещание группы космических аппаратов в своем временном интервале), 15 с – прием.

Ко времени проведения испытаний комплекса (август 2014 г.) система БАМИ установлена на пяти спутниках ГЛОНАСС-М (№ 742, 744, 745, 743, 746).

### **Задачи, решаемые комплексом мониторинга навигационных сигналов**

- Получение спектров сигналов БАМИ для каждого навигационного спутника.
- Получение оценки энергетических характеристик сигналов БАМИ для каждого навигационного спутника (оценка мощности на выходе изотропной антенны с согласованной поляризацией в зависимости от времени и угла места, оценка эквивалентной изотропно-излучаемой мощности, оценка формы фрагмента бортовой диаграммы направленности).
- Исследование тонкой (высокочастотной, до коррелятора) структуры сигналов БАМИ при записи их на цифровой регистратор.

Для решения этих задач предложена крупноапертурная антенна радиотелескопа РТ-7.5, модернизированная за счет облучателя S-диапазона. Диапазон рабочих частот определяется облучающей системой и может быть в рамках от коротких дециметровых до коротких миллиметровых волн [5]. Антенная система радиотелескопа двузеркальная, так же есть возможность демонтажа контррефлектора для работы в однозеркальном режиме. Диаметр главного зеркала антенной системы составляет 7,75 м, фокусное расстояние – 3,25 м.

Требования к облучателю обусловлены геометрией системы и частотной полосой принимаемого сигнала. Из-за большой вероятности приема сигнала БАМИ по одному из боковых лепестков антенны на спутнике, по поляризации поля жестких требований не предъявляется.

#### Требования к антенне-облучателю

- Диапазон рабочих частот 2200...2225 МГц.
- Поляризация – линейная.
- Спад ДН антенны при отклонении  $60^\circ$  от оси: минус (9...11) дБ.
- КСВн  $\leq 1,8$  в диапазоне рабочих частот.
- Минимальный продольный габаритный размер.

С учетом последнего требования в основу облучателя положена круглая печатная антенна с зондовым возбуждением и дополненная коническим рупором [1]. Данный подход позволяет реализовать нужную форму ДН при малом продольном габаритном размере. Расчет и оптимизация антенны проводились с использованием метода конечных элементов на основании приведенных выше требований. Внешний вид модели и макета облучателя приведен на рис. 1.

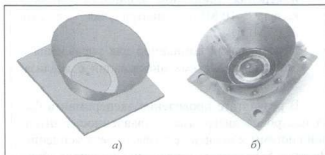


Рис. 1. Внешний вид облучателя антенной системы: а – модель облучателя; б – изготовленная антенна

Фазовый центр облучателя расположен в раскрыве конического рупора, применяемого для обужения диаграммы направленности (ДН) печатного излучателя. В качестве входного разъема антенны используется стандартный разъем типа SMA. Продольный размер спроектированного облучателя составляет 50 мм. Печатная антенна выполнена на материале Rogers RT/duroid 5880 толщиной 3,175 мм. Для повышения коррозионной стойкости конструкция покрыта защитным лаком, влияние которого на электрические характеристики антенны учтено и компенсировано при настройке.

Расчетная ДН облучателя, приведенная к КУ, показана на рис. 2. Ширина ДН по уровню –9 дБ составляет  $120^\circ$ .

Сравнение КСВн результатов моделирования с измерениями макета приведено на рис. 3.

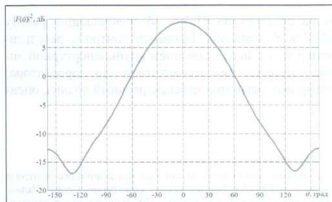


Рис. 2. Диаграмма направленности облучателя

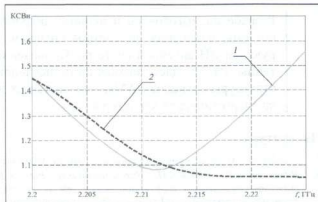


Рис. 3. Графическое представление расчетной и измеренной частотной зависимости КСВн: 1 – результат моделирования; 2 – результат измерения

Для оценки диаграммы направленности антенной системы была применена методика измерения по солнцу [4]. В данном случае источник излучения, строго говоря, не является точечным, но подобные измерения уже проводились в  $L$ -диапазоне, и показали, что формы ДН, измеренных по Солнцу и по спутнику (точечному источнику на большом удалении) качественно не различаются. Для проведения эксперимента использован стенд, структурная схема которого приведена на рис. 4.

## Состав измерительного стенда

- Главное зеркало РТ-7.5 – параболическая антенна диаметром 7,75 м.
- Облучатель – полосково-рупорная антенна S-диапазона.
- МШУ с коэффициентом шума 0,8 дБ и коэффициентом усиления 40 дБ для обеспечения передачи сигнала по кабелю снижения длиной 20 м.
- Анализатор спектра R&S FSH8 в режиме измерения канальной мощности (ширина канала 10 МГц, центральная частота 2212 МГц).
- Персональный компьютер для управления и оценки информации с анализатора спектра.

В результате проведения эксперимента была построена диаграмма направленности антенной системы и оценен ее коэффициент усиления. На рис. 5 приведено сравнение измеренной по Солнцу ДН с рассчитанной методами физической оптики на частоте 2212 МГц. В пределах выше уровня -9 дБ от максимума диаграммы направленности практически полностью совпадают, ширина ДН по уровню половины мощности составляет  $1,2^\circ$ . Отличие уровня и характера боковых лепестков обусловлено тем, что в модели не учитывалось множество факторов, таких как затенение от опор облучателя, неточность установки облучателя и др. В теории УБЛ составляет -28 дБ, а по результатам измерений достиг уровня -20 дБ КУ.

Результаты экспериментов по приему и анализу параметров сигналов БАМИ навигационных космических аппаратов №№ 742-745 приведены в [6].

Разработан, изготовлен и испытан облучатель радиотелескопа РТ-7.5, обеспечивающий работу системы измерения параметров сигналов БАМИ в S-диапазоне. Проведен контроль результирующей ДН антенной системы. Проведение измерений с использованием крупноапертурной антенны РТ-7.5 дает возможность исследования «тонкой» (высокочастотной, до коррелятора) структуры сигналов БАМИ при записи их на цифровой регистратор (спектральный анализ, оценка энергетических характеристик).

## Литература

1. Volakis J.L. Antenna engineering handbook, 4th ed. Mc Grow Hill. 2007. 1755 p.
2. Виленский А.Р., Литун В.И., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С. Широкополосная антенна станции прецизионного контроля сигналов спутниковых навигационных систем на базе радиотелескопа РТ-7.5 // Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». Выпуск 3. Радионавигационные технологии / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радотехника. 2013. С. 131–135.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд-е 4-е / Под ред. А.И. Перова и В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
4. Фролов О.П. Антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь. 2000. 376 с.
5. Розлов Б.А. Радиотелескоп миллиметрового диапазона РТ-7.5 MBVU // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1981. Т. 24. № 3. С. 3–8.
6. Власов И.Б., Ефремов В.А., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С. Результаты оценки энергетических характеристик сигналов НКА ГЛОНАСС на радиотелескопе РТ-7.5.

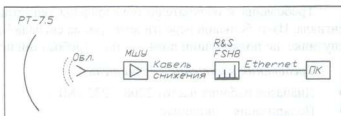


Рис. 4. Структурная схема стенда для измерения ДН по Солнцу

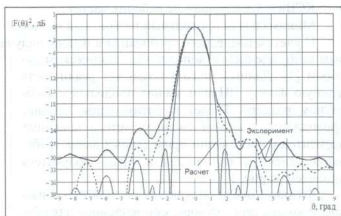


Рис. 5. Диаграммы направленности антенны полученные в результате моделирования и эксперимента

## Измерение пеленгов генераторов помех при мониторинге навигационного поля ГЛОНАСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.В. Немов** – к.т.н., ст. науч. сотрудник, СПбГЭТУ,

руководитель проектного направления, ОАО «Российский институт радионавигации и времени»

E-mail: an.nilov2011@yandex.ru

**А.В. Никитин** – к.т.н, начальник отделения, ОАО «Российский институт радионавигации и времени»

Для повышения эффективности функционирования навигационных систем GPS/ГЛОНАСС предполагается развертывание средств мониторинга радионавигационного поля и зондирования радиоканалов на основе использования малогабаритных адаптивных измерительных фазированных антенных решеток, которые в связанных приложениях называют «smart antennas». В системах мониторинга с целью локализации местоположения источников помеховых сигналов, а также обеспечения работы пространственно-временных интерфейсов при зондировании радиоканалов для увеличения разрешающей способности целесообразно применение методов оценивания угловых параметров пространственных сигналов с высоким разрешением. В данном материале описаны результаты исследования высокоразрешающих оценок углового спектра сигналов применительно к помеховой обстановке ГЛОНАСС и приведены данные о точности оценивания пеленга с помощью интегральной оценки на основе псевдооценок MUSIC и Unitary ESPRIT. Исследование выполнено на программной модели.

**Ключевые слова:** GPS/ГЛОНАСС, мониторинг радионавигационного поля, малогабаритная фазированная антенная решетка, псевдооценки пеленга с высоким разрешением.

In this paper it is suggested to improve efficiency of the navigation systems GPS/GLONASS by using of radio navigation field monitoring as well as radio channel sensing. Such applications are based on the small adaptive phase antenna arrays technology. Mentioned arrays are known as smart antenna networks. High-resolution methods for spatial frequencies estimation make possible to significantly improve the angular resolution of smart antenna networks. This paper presents the results of a study of high-resolution methods for the case of a typical GLONASS signal environment. The data on accuracy of integral or joining pseudo high resolution estimates for MUSIC and Unitary ESPRIT methods are cited.

**Keywords:** GPS/GLONASS, navigation field monitoring, smart antenna networks, pseudo high resolution estimates.

**Постановка задачи.** Тенденция к усложнению радиоэлектронной обстановки продолжает развиваться, что вынуждает сосредоточить значительные силы и средства разработчиков на решении проблемы повышения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры. Наиболее эффективно применение алгоритмов пространственной обработки сигналов, предназначенных для обеспечения максимального отношения сигнал/(шум+ помеха) (ОСШП). Эти алгоритмы могут быть адаптивными и параметрическими. Неотъемлемой частью параметрических методов пространственной обработки сигналов является оценивание угловых координат полезных и помеховых сигналов. Задача может быть успешно решена применением современных сверхразрешающих алгоритмов определения угловых координат как помеховых, так и полезных сигналов.

Для улучшения характеристик определения пеленгов перспективным подходом является применение цифровой пространственной фильтрации с использованием алгоритмов диаграммообразования на первой стадии и сверхразрешающих алгоритмов оценки угловых координат на второй. Исследования алгоритмов обработки сигналов традиционно проводятся для антенных систем (АС) из слабонаправленных элементов, что обусловлено стремлением упростить аналитические выражения и не учитывать влияние геометрии АС на качество работы фазированной антенной решетки (ФАР).

Прогресс в развитии специальных средств радиоэлектроники позволяет предложить вышеописанный подход для разрабатываемых средств мониторинга навигационного поля ГЛОНАСС. Поэтому в систему радиомониторинга вводят достаточно емкую измерительную часть, представляющую собой пассивную ФАР [1, 2] с линейной, гексагональной или кольцевой конфигурацией, дополненную соответствующими каналами обработки информации и управления диаграммой направленности (ДН) ФАР.

Современные подходы позволяют реально внедрить три технологии:

быстрое формирование лучей в направлениях источников сигналов для улучшения помехоустойчивости приема;

локализацию источников помех для их нейтрализации тем или иным способом;

зондирование радиоканалов для обеспечения эффективной работы пространственно-временного интерфейса ГЛОНАСС, когда многолучевое распространение заметно повышает влияние внутриканальной интерференции (CCI), происходящее из-за повторного использования сигнала.

Угловые параметры генераторов помех оцениваются для последующего управления положением лучей или минимумов ДН бортовых ФАР квалифицированных потребителей или для уничтожения генераторов помех в соответствующей обстановке.

При традиционно небольшом количестве приемных резонаторов ФАР в аппаратуре ГЛОНАСС и соответственно сравнительно малом относительном раскрытии АС классическими методами не обеспечивается должное разрешение источников сигналов по критерию Релея. В предположении точечного характера источников сигналов, при ограничениях на раскрыт АС целесообразно использование псевдо оценок углового параметра с высоким разрешением. Наиболее эффективны MUSIC, ESPRIT [3,4] и их модификации. MUSIC оперирует в шумовом подпространстве собственной системы матрицы данных, ESPRIT – в сигнальном подпространстве. Поэтому спектры формируются по разным системам собственных векторов. При случайном нормальном входном процессе данные частные оценки спектров случайны и при достаточном отношении сигнал/шум нормальны, близки по точности [5], практически некоррелированы. Поэтому оправдано совместное использование частных оценок углового параметра на основе MUSIC и ESPRIT.

Данный материал посвящена анализу точности совместной псевдооценки углового параметра на основе унитарной модификации ESPRIT и модификации MUSIC, использующей модифицированную ковариационную матрицу данных.

Погрешность оценивания исследована как рассеяние оценки углового параметра, который задается направлением падения на плоскость ФАР анализируемого пространственного сигнала, принимаемого на фоне квазибелых шумов каналов при воздействии мешающего пространственно-когерентного сигнала. В развиваемом подходе это рассеяние характеризует разрешающую способность ФАР в статистическом плане в отличие от критерия Релея в детерминистском понимании.

**Унитарное преобразование.** Матрица отражения

$$H_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{p \times p}$$

представляет собой матрицу с единицами в антидиагонали и остальными нулями.

Комплексная матрица  $\mathbf{M} \in \mathbf{C}^{p \times q}$  называется центрально-эрмитовой или персимметричной, если и только если  $H_p \mathbf{M}^* H_q = \mathbf{M}$ , где  $*$  – знак комплексного сопряжения.

Центрально-эрмитова матрица размера  $p \times q$  формирует  $p \cdot q$  размерное линейное пространство над  $\mathbf{R}$ . В [6] показано, как персимметричная матрица может быть преобразована в матрицу с реальными элементами, для этого левая  $H$  – real матрица, она же унитарная, определена следующим образом:

матрица  $\mathbf{Q} \in \mathbf{C}^{p \times q}$ , удовлетворяющая  $H_p \mathbf{Q}^* = \mathbf{Q}$ , называется левой  $H$  – real.

Нетрудно показать, что унитарные матрицы

$$\mathbf{Q}_{2p} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_p & jI_p \\ H_p & -jH_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_{2p+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_p & 0 & jI_p \\ \mathbf{0}^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}^T \\ H_p & 0 & -jH_p \end{bmatrix} \quad (1)$$

являются левыми  $H$  – real соответственно четного и нечетного порядка.

Комплексную центрально-эрмитову матрицу  $\mathbf{M}$  можно взаимнооднозначно преобразовать в реальную матрицу с помощью унитарного преобразования и определить взаимосвязь между  $SVD$  центрально-эрмитовой матрицы и  $SVD$  соответствующей ей реальной матрицы.

Пусть,  $SVD$  действительной матрицы  $\phi_Q(\mathbf{M}) = \mathbf{Q}_p^H \mathbf{M} \mathbf{Q}_q \in \mathbf{R}^{p \times q}$  дано выражением  $\phi_Q(\mathbf{M}) = \mathbf{U}_\phi \Sigma_\phi \mathbf{V}_\phi^H$ . Тогда  $SVD$  центрально-эрмитовой матрицы  $\mathbf{M}^{(p \times q)}$  задается выражением:

$$\mathbf{M} = (\mathbf{Q}_p \mathbf{U}_\phi) \Sigma_\phi (\mathbf{V}_\phi^H \mathbf{Q}_q^H), \quad (2)$$

где  $\mathbf{Q}_{p,q}$  – левые  $II$  – *real* матрицы.

Заметим, что  $|\mathbf{G} \mathbf{I} \mathbf{I}_p \mathbf{G}^* \mathbf{I} \mathbf{I}_q| \in \mathbf{C}^{p \times 2q}$  – центрально-эрмитовая. Тогда произвольную комплексную матрицу  $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{p \times q}$  можно преобразовать в реальную матрицу  $\mathbf{T}(\mathbf{G})^{(p \times 2q)}$  следующим образом

$$\mathbf{T}(\mathbf{G}) = \mathbf{Q}_p^H \left[ \mathbf{G} \quad \mathbf{I} \mathbf{I}_p \mathbf{G}^* \mathbf{I} \mathbf{I}_q \right] \mathbf{Q}_{2q}. \quad (3)$$

Используя свойство центрально-эрмитовости матрицы  $|\mathbf{G} \mathbf{I} \mathbf{I}_p \mathbf{G}^* \mathbf{I} \mathbf{I}_q|$ , на основе выражения (2) трудно определить ее  $SVD$ .

Над матрицей  $\mathbf{G}$  можно произвести разбиение на подматрицы в соответствии с разбиением ФАР на подрешетки:

$$\mathbf{G} = \left[ \mathbf{G}_1 \mathbf{g}^T \mathbf{G}_2 \right]^T, \quad (4)$$

где  $\mathbf{g}^T$  – некоторый заполненный нулями вектор-строка, который может быть опущен, если  $p$  – четное.

В итоге, применяя унитарное преобразование и преобразование (3), все вычисления обеспечиваются в поле действительных чисел, что, собственно, и использовано в Unitary ESPRIT.

**Метод Unitary ESPRIT.** Применительно к оцениванию пеленгов алгоритм представляет собой метод оценивания параметра пространственной частоты пространственного сигнала по его «сняткам» на выходах приемных каналов ФАР при условии, что временное накопление в пределах снимка произведено.

В Unitary ESPRIT используется центрально-симметричная конфигурация построения ФАР, что дает возможность преобразовать центрально-эрмитовую матрицу оцененных на ФАР комплексных амплитуд принятого пространственно-временного сигнала, используя унитарную матрицу, в реальную форму.

Оперируя в области действительных чисел, Unitary ESPRIT существенно сокращает во времени вычислительные процедуры. Алгоритм функционирует в сигнальном подпространстве разложения по собственной системе матрицы данных. Поэтому достигается приемлемая устойчивость в ситуациях априори неизвестного количества сигналов.

**Инициализация.**  $\tilde{\mathbf{X}} \in \mathbf{C}^{M \times N}$  из имеющихся измерений в каналах приема, где  $M$  – число идентичных датчиков (сенсоров) антенной решетки, а  $N$  – количество измерений по времени.  $N \geq d$ , где  $d$  – предполагаемое количество источников сигналов. В исследуемой ситуации сравнения разных методов  $d=2$ , причем в качестве второго во времени измерения взят дубль первого.

Матрица  $\tilde{\mathbf{X}}$  сигналов в сенсорах ФАР преобразуется в форму, позволяющую распределить измерения по 2-м подрешеткам:

$$\mathbf{J} \tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{J} \left[ \tilde{\mathbf{X}}(t_1) \quad \tilde{\mathbf{X}}(t_2) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{X}}(t_N) \right] = \begin{bmatrix} X_1(t_1 \dots t_N) \\ \vdots \\ X_M \end{bmatrix},$$

где  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1 \\ \mathbf{J}_2 \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2m \times M}$  – центрально-эрмитовая указательная матрица; матрицы  $\mathbf{J}_1$  и  $\mathbf{J}_2$  размера  $m \times M$  определяют номера элементов  $x(t_n)$  в подпространствах первой и второй антенной подрешеток соответственно.

Для примера ультралинейной антенной решетки с максимальным совмещением из 6-ти вибраторов  $\mathbf{J}_1$  конкретно имеет следующий вид:

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

*Оценка подпространства сигнала.* Определяется вещественная матрица  $\mathbf{T}(\tilde{\mathbf{X}}) \in \mathbf{R}^{M \times 2N}$ , где

$$\mathbf{T}(\tilde{\mathbf{X}}) = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\mathbf{G}_1 + \Pi \bar{\mathbf{G}}_2\} & -\operatorname{Im}\{\mathbf{G}_1 - \Pi \bar{\mathbf{G}}_2\} \\ \sqrt{2} \cdot \operatorname{Re}\{\mathbf{g}^T\} & \sqrt{2} \cdot \operatorname{Im}\{\mathbf{g}^T\} \\ \operatorname{Im}\{\mathbf{G}_1 + \Pi \bar{\mathbf{G}}_2\} & \operatorname{Re}\{\mathbf{G}_1 - \Pi \bar{\mathbf{G}}_2\} \end{bmatrix},$$

в соответствии с (4)  $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{g}^T \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$  и  $\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix}$ ,  $\Pi$  – левореальные матрицы размера  $(m \times m)$ .

Если  $\mathbf{E}_s \in \mathbf{R}^{M \times d}$  – матрица левых сингулярных векторов *SVD* от  $\mathbf{T}(\tilde{\mathbf{X}})\mathbf{T}(\tilde{\mathbf{X}})^H$ , то воспользовавшись методом наименьших квадратов, находится решение  $\gamma \in \mathbf{R}^{d \times d}$  детерминированной системы уравнений:

$$\mathbf{K}_1 \mathbf{E}_s \gamma = \mathbf{K}_2 \mathbf{E}_s,$$

где  $\mathbf{K}_1$  и  $\mathbf{K}_2$  – матрицы отбора,  $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2 \in \mathbf{N}^{m \times M}$ .  $\mathbf{K}_1$  и  $\mathbf{K}_2$  определяются следующим образом:

$$\mathbf{K}_1 = \mathbf{Q}_m^H (\mathbf{J}_1 + \Pi_m \mathbf{J}_1 \Pi_m) \mathbf{Q}_M,$$

$$\mathbf{K}_2 = \mathbf{Q}_m^H j (\mathbf{J}_1 - \Pi_m \mathbf{J}_1 \Pi_m) \mathbf{Q}_M$$

где  $\mathbf{Q}_M$  и  $\mathbf{Q}_m$  – унитарные матрицы, формируемые из матриц типа (1).

Поскольку матрица  $\mathbf{J}_1 + \Pi_m \mathbf{J}_1 \Pi_m$  центрально-эрмитова, то  $\mathbf{K}_1$  и  $\mathbf{K}_2$ , как следует из (3) – вещественны.

*Определение пространственных частот и пеленгов.* Вычисляются собственные значения решения  $\gamma$ :

$$\gamma = \mathbf{T} \mathbf{\Omega} \mathbf{T}^{-1} \in \mathbf{R}^{d \times d},$$

где  $\mathbf{\Omega} = \operatorname{diag}\{\omega_k\}_{k=1}^d$  – диагональная матрица  $d$  фазовых задержек между антеннами;  $\omega_k = e^{-(2\pi b/\lambda) \sin \theta_k} = e^{-jk \sin \theta_k} = e^{j\mu k}$ ,  $1 \leq k \leq d$ ;  $\lambda$  – период колебания;  $b$  – шаг выборки пространственного сигнала.

*Метод MUSIC. Инициализация.* Запишем некую матрицу данных порядка  $p$ , которую в простейшем случае можно сформировать из ковариационной:

$$\mathbf{T}_p = \begin{bmatrix} X(p+1) & \dots & X(1) \\ \dots & \dots & \dots \\ X(M) & \dots & X(M-p) \end{bmatrix},$$

где использован один «снимок» сигнала:

и модифицированную ковариационную матрицу данных

$$\mathbf{T}_p^M = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_p \\ \mathbf{T}_p^* \mathbf{J} \end{bmatrix},$$

где  $\mathbf{J}$  – единичная матрица.

Если над неквадратной матрицей  $\mathbf{T} = \mathbf{T}_p^{Mff}$  произвести операцию SVD  $\Rightarrow \mathbf{T} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$ , где  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}$  унитарные матрицы сингулярных векторов, а  $\mathbf{S}$  – диагональная матрица сингулярных чисел  $s = \sqrt{\lambda}$ , то получается не более  $M$  ненулевых сингулярных чисел, число сингулярных  $\mathbf{v}$ -векторов соответствует  $p+1$ .

Псевдооценка спектра может быть определена следующим образом

$$P(\mu) = \left\{ \mathbf{e}^H(\mu) \left( \sum_{k=d+1}^{p+1} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H \right) \mathbf{e}^H(\mu) \right\}^{-1}, \quad (5)$$

где  $\mathbf{e}(\mu) = [1 \exp(j\pi\mu) \dots \exp(j\pi\mu p)]^T$  – комплексный синусоидальный вектор переменной пространственной частоты;  $\mathbf{v}_k$  – сингулярные вектора подпространства шума, соответствующие наименьшим сингулярным числам;  $d$  – количество сигналов в модели.

**Оценивание направлений на источнике сигнала.** Пеленги определяются следующим образом:  $\theta_k = \arcsin \mu_k / \pi$ ,  $k$  – номера локальных максимумов псевдооценки спектра.

**Интеграция псевдооценок MUSIC и ESPRIT.** Пусть, совместное распределение частных оценок  $\theta = [\theta_1(\theta_0), \theta_2(\theta_0), \dots, \theta n(\theta_0)]$  неизвестно, а заданы лишь их первые два момента.

Обозначим  $c_{ij}$  – элементы матрицы обратной корреляционной матрицы погрешностей оценок с элементами  $\lambda_{ij}$ .

Для определения несмещенной совместной оценки  $\hat{\theta}$ , минимизируем ее среднеквадратическую ошибку в классе несмещенных оценок [7].

Предполагая, что  $\hat{\theta} = \sum_{i=1}^n a_i \theta_i$ , где  $\sum_{i=1}^n a_i = 1$ , рассеяние оценок равно

$$\hat{D}(\hat{\theta} / \theta_0) = \sum_{i,j=1}^n a_i a_j \lambda_{ij} \quad (6)$$

Минимизируя (6) по  $a_i$ , получим  $a_i = \sum_{i,j=1}^n c_{ij} \left( \sum_{i,j=1}^n c_{ij} \right)^{-1}$ .

Если все оценки  $\theta_i$  несмещенные и некоррелированные, то

$$\hat{\theta} = \sum_{i=1}^n \theta_i \lambda_{ii}^{-1} \left( \sum_{i=1}^n \lambda_{ii}^{-1} \right)^{-1}, \quad D(\theta / \theta_0) = \left[ \sum_{i=1}^n \lambda_{ii}^{-1} \right]^{-1} - \text{дисперсия } i - \text{частной оценки.}$$

В простейшем случае равнооточных оценок, или при отсутствии априорной информации о величинах  $\lambda_{ij}$ , получаем  $\hat{\theta} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \theta_i$ .

Таким образом, используя в качестве частных оценки углового параметра  $\theta_1$  и  $\theta_2$ , сформированные методами ESPRIT и MUSIC в условиях неопределенности относительного совместного закона распределения оценок и относительно вторых моментов частных законов распределений, получим оптимальную совместную оценку:



$$\hat{\theta}_0 = 0,5(\theta_1 + \theta_2).$$

**Анализ эффективности интегральной оценки.** Анализ выполнен на программной модели ввиду высокой сложности аналитического расчета точности нелинейных псевдо оценок углового параметра.

Сигнал определен как векторная сумма комплексных амплитуд анализируемого сигнала и пространственно-когерентной помехи в виде задержанного на переменный угол анализируемого сигнала, ослабленного до 0,4. Создается фон из квазибелых, независимых по каналам приема аддитивных шумов одинаковой интенсивности. Использована ультралинейная антенная решетка. Соблюдены условия пространственно-временной узкополосности приема сигналов. Разбиение АС на 2 подрешетки произведено с максимальным совмещением элементов.

Вектор сигнала  $\mathbf{X}$  получен следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\theta_1, \phi_1) & \mathbf{A}(\theta_2, \phi_2) & \dots & \mathbf{A}(\theta_d, \phi_d) \end{bmatrix} \mathbf{x} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix},$$

где  $M$  – количество элементов решетки;  $d$  – количество излучателей или вибраторов ( $d$  является неизвестным, которое может определяться при помощи алгоритмов MUSIC),  $n_1, \dots, n_M$  – элементы вектора квазибелых шумов. Матрица антенной решетки  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times d}$  представляет собой Вандермондову структуру.

При различном количестве вибраторов ФАР и разном отношении сигнал/шум в процессе перемены угла визирования на точечный источник помехи фиксировалось максимальное нормированное рассеяние оценки пеленга. Нормировка произведена к ширине характеристики направленности ФАР по уровню 0,707 с соответствующим количеством элементов  $M$  в свободном пространстве.

Анализ проведен на модели точечных источников пространственного сигнала в предположении идентичности приемных каналов. Для измерения пеленга использована интегрированная оценка.

На рис. 1 изображена поверхность рассеяния совместной оценки методов Unitary ESPRIT и MUSIC и для сравнения оценки MUSIC на согласованной модели. При согласованной модели параметр  $d = 2$  и реальное количество сигналов в принимаемом колебании также 2. На рис. 2 приведены аналогичные поверхности для рассогласованной модели, когда для построения высокоразрешающих оценок использовано  $d = 3$ .

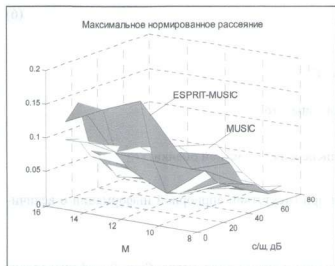


Рис. 1. Сравнительная эффективность интегральной оценки углового параметра при согласованной модели



Рис. 2. Сравнительная эффективность интегральной оценки углового параметра при рассогласованной модели

Сравнение проведено именно с оценкой MUSIC, поскольку эта оценка при согласованной модели превосходит по точности, хотя и незначительно ESPRIT [6].

Оценки ESPRIT и MUSIC в принципе являются параметрическими, в их структуре заложена информация о количестве сигналов. Особенно критичной к количеству сигналов является оценка MUSIC, поскольку ее вид (5) определен количеством сигналов. При согласованной модели число используемых в оценке MUSIC сигналов адекватно действительности. Соответственно при адекватной модели оценка функционирует устойчивой, чем при неадекватной. На практике представляет больший интерес рассогласованная модель, так как количество сигналов оценивается с ошибкой. Для определения количества сигналов обычно используются критерии Акайке (AIC - Akaike Information Criterion), минимальной длины описания (MDL - Minimum Description Length) и EDC (Efficient Detection Criterion).

Статистика набрана на 100 испытаниях.

Из рис. 1 и 2 видно, что при малых отношениях сигнал/шум вероятны аномальные оценки углового параметра, когда относительная погрешность  $E > 0,5$ .

Из рис. 1 следует, что при адекватной модели интегральная (совместная) оценка и частная оценка MUSIC примерно равноценны, однако при рассогласованности модели, как видно из рис. 2, интегральная оценка существенно точнее.

Исследования показали, что интегральная оценка углового спектра на основе сверхразрешающих оценок MUSIC и ESPRIT работает более устойчиво, чем частные оценки.

#### Литература

1. *Немов А.В., Тюфтыков Д.Ю.* Алгоритмы быстрой фокусировки антенной решетки в ГНСС// Радиотехника. 2012. № 7. С. 23–26.
2. *Немов А.В., Добыри В.В.* Оперативные методы пространственного оценивания угловых координат // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. 1998. № 6. С. 1–3. ( ).
3. *Марти-ла С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения; Пер. с англ. М.: Мир. 1990. 584 с.
4. *Haardt M., Nosske J.A.* Unitary ESPRIT: How to Obtain Accurate Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden // IEEE Transactions on Signal Processing. May 1995. V. 43. № 5. P. 1232–1242.
5. *Немов А.В., Добыри В.В., Кузнецова Е.В.* Сравнение разрешающей способности псевдооценок углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–31.
6. *Lee A.* Centrohermitian and skew-centrohermitian matrices // Linear Algebra and its Applications. 1980. V. 29. P. 205–210.
7. *Кузков Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио. 1978. 296 с.

## Наземная аппаратура контроля межспутниковых измерений системы ГЛОНАСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**В.Н. Тяпкин** – к.т.н., профессор,

Учебный военный центр, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)

E-mail: tyapkin58@mail.ru

**Ю.Л. Фатеев** – д.т.н., профессор, кафедра «Радиотехника»,

Институт инженерной физики и радиоэлектроники,

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)

E-mail: fateev\_yury@inbox.ru

**Д.Д. Дмитриев** – к.т.н., доцент,

Учебный военный центр, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)

E-mail: dmitriev121074@mail.ru

**Е.Н. Гарин** – д.т.н., доцент, директор,

Институт военного обучения, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)

E-mail: mara1206@mail.ru

**В.Н. Ратушняк** – доцент, Военно-инженерный институт,

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)

E-mail: oborona-81@ya.ru

Рассмотрены вопросы использования сигналов бортовой аппаратуры межспутниковых измерений навигационных космических аппаратов (НКА) навигационной системы ГЛОНАСС в наземной аппаратуре контроля; проведен анализ возможностей создания совмещенного приема навигационных сигналов и сигналов БАМИ.

**Ключевые слова:** бортовая аппаратура межспутниковых измерений, ГЛОНАСС, приемник глобальных навигационных спутниковых систем.

The use of signals of onboard equipment for inter-satellite measurements of navigation spacecraft of GLONASS satellite navigation system in a ground-based control equipment is considered. The feasibility of establishing a combined reception of navigation signals and signals of onboard equipment for inter-satellite measurements is analyzed.

**Keywords:** on-board equipment to the inter-satellite measurements, GLONASS, receiver global navigation satellite systems.

Для улучшения точностных характеристик, а также для повышения автономности работы навигационной системы ГЛОНАСС в настоящее время разрабатывается система межспутниковых измерений. Бортовая аппаратура систем межспутниковых измерений (БАМИ) измеряет в запросном режиме дальность между парами навигационных космических аппаратов, (по этим данным можно определить эфемериды НКА) и формирует общую шкалу времени космической группировки. Таким образом, космический сегмент системы ГЛОНАСС способен работать автономно без поддержки наземных служб в течение длительного времени. Однако, контроль над работой аппаратуры БАМИ необходим, в первую очередь, для синхронизации шкалы времени космической группировки с наземным стандартом частоты и времени.

Для контроля БАМИ в рамках ФЦП ГЛОНАСС разрабатывается сеть наземных контрольных станций, которые принимают сигналы БАМИ, и в случае необходимости передают по отдельному каналу информацию на НКА.

В БАМИ используется частотное, кодовое и временное разделение сигналов.

Для передачи сигналов БАМИ используется семь литерных частот, причем на каждой литерной частоте своя псевдослучайная последовательность (ПСП). Длительность сеанса – 20 с, разделен на четыре временных интервала по 5 с. В каждом временном интервале производится передача сигнала двумя антиподными НКА в каждой плоскости, остальные НКА в этом временном интервале ведут прием сигнала. Седьмая литерная частота используется для связи с наземными станциями.

БАМИ работает по жесткой циклограмме. На каждом НКА 5 с – передача сигнала в своем временном интервале, 15 с – прием. На каждом часовом интервале БАМИ работает 15 мин, остальные 45 мин – перерыв.

Диаграмма направленности антенны БАМИ НКА конусообразная с провалом, направленным на центр Земли, что обеспечивает одинаковую мощность сигналов, принимаемых от всех видимых спутников. Бортовая антенная система БАМИ НКА «Глонасс» формирует два максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) в диапазоне углов от 18 до 70° (рис. 1) от нормали каждый [1].

Такая ДНА обеспечивает необходимый энергетический потенциал радиолинии НКА-НКА, и минимизирует влияние помех, приходящих с Земли. В то же время, для наземного наблюдателя минимум ДНА приходится на НКА, находящегося в зените. В результате этого для низких НКА мощность сигнала БАМИ сравнима с мощностью навигационного сигнала в диапазоне L2, что позволяет, в принципе, принимать сигнал БАМИ даже на одиночную антенну. Однако с возрастанием угла места мощность сигнала БАМИ падает, при углах места выше 60° происходит резкое падение уровня сигнала. Исходя из энергетики сигналов БАМИ, с помощью одиночной антенны не удастся выполнить все задачи. Расчеты показывают, что коэффициент усиления антенны должен быть не менее 18 дБ. Такие требования можно обеспечить применением малоэлементной антенной решетки. Число элементов антенной решетки, как показывают расчеты, составляет 12...16.

Сигнал БАМИ имеет схожую структуру с навигационными сигналами – это последовательность ПСП, модулированная цифровой информацией (ЦИ).

Отличием является длительность бита ЦИ, которая в сигналах БАМИ составляет 1 мс, а в навигационных сигналах – 20 мс.

Информационный пакет состоит из преамбулы длительностью 0,9765 с и информационного блока длительностью 3,608 с, из которых начальные 40 бит (40 мс) имеют нулевое значение и служат для синхронизации.

Расчеты показывают, что измерение псевдодалности целесообразно производить по сигналу преамбулы и начальному 40-битному участку информационного сообщения, поскольку на этих участках структура сигнала полностью известна и можно проводить накопление в течение всего периода измерений. При передаче цифровой информации длительность бита составляет всего 1 мс, и энергии бита недостаточно для обеспечения требуемой точности измерений.

Основная проблема приема сигнала БАМИ – это временное разделение сигналов НКА, при этом перерыв при приеме одного и того же сигнала составляет 15 с. За это время может значительно уйти опорный генератор приемника, и возникнут проблемы с измерением псевдодалности по фазе несущей частоты. К тому же на часовом интервале существует 45-минутный перерыв в работе БАМИ, что практически полностью исключает фазовые измерения по сигналу БАМИ.

Проблема решается при применении в приемнике высокостабильного опорного генератора (желательно квантового стандарта частоты). Тогда уходом собственной шкалы времени за 15 с можно пренебречь. Изменение параметров сигнала при движении спутника также точно известно, поэтому при повторном приеме после перерыва текущая фаза сигнала БАМИ будет ненамного отличаться от предсказанной фазой, и возможно непрерывное слежение за фазой сигнала без скачков.

В наземной станции можно указать выше проблему решить другим способом. В отличие от бортовой аппаратуры БАМИ, где доступен только сигнал БАМИ, а навигационный сигнал невозможно принять, (НКА находится вне основного лепестка диаграммы направленности передающей антенны), в наземной станции доступны как сигнал БАМИ, так и навигационные сигналы, излучаемые данным НКА.

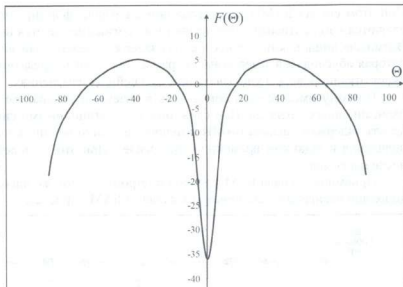


Рис. 1. Примерный вид ДНА БАМИ НКА «Глонасс-М»

При этом сигнал БАМИ и навигационные сигналы формируются от одного опорного генератора, т.е. являются когерентными, а навигационный сигнал передается непрерывно, в отличие от сигнала БАМИ, которая обусловлена задержками в трактах бортового передатчика и наземного приемника, но ее можно будет откалибровать и учитывать при дальнейших измерениях.

Поэтому имеет смысл совместить в наземной аппаратуре приемник сигналов БАМИ и приемник навигационных сигналов. При слежении за навигационными сигналами, можно достаточно точно определить задержку сигнала БАМИ и непосредственно начинать слежение за сигналом сразу в момент его появления в заданном временном интервале. При этом решается проблема повторной синхронизации после прерыва.

Приемник сигнала БАМИ можно построить по той же идеологии, что и навигационные приемники, дополнив навигационный приемник каналом БАМИ (рис. 2).

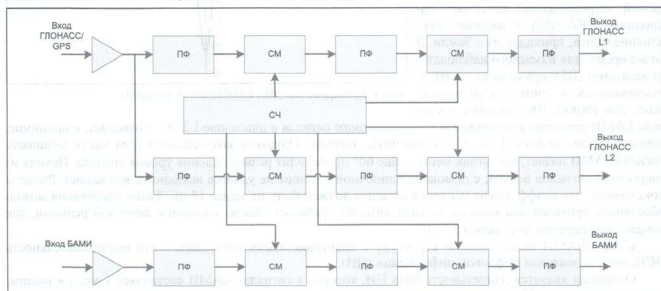


Рис. 2. Схема навигационного приемника с каналом БАМИ

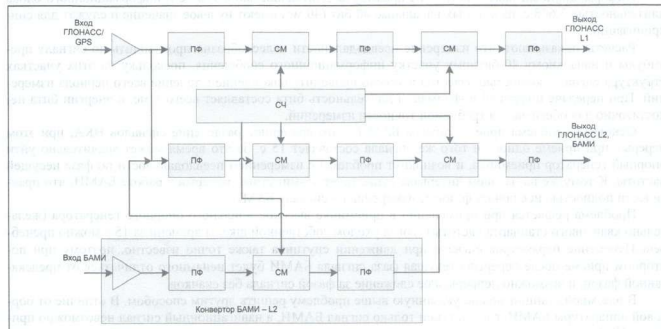


Рис. 3. Схема двухчастотного приемника ГЛОНАСС/GPS с конвертором сигнала БАМИ

*Аналоговый тракт совмещенного приемника* состоит из:

- тракта L1 ГЛОНАСС/GPS (1600 МГц);
- тракта L2 ГЛОНАСС/GPS (1250 МГц);
- тракта L3 ГЛОНАСС (1200 МГц);
- тракта БАМИ (2200 МГц).

Каждый тракт переносит весь спектр сигнала в область более низких частот (в районе 0...30 МГц).

На этапе макетирования можно использовать готовый двухчастотный приемник ГЛОНАСС/GPS, дополнив его конвертером сигнала БАМИ в один из навигационных диапазонов, например в диапазон L2 GPS. При этом гетеродин конвертера должен работать от опорного генератора навигационного приемника (рис. 3).

Цифровая часть приемника строится по стандартной схеме навигационного приемника.

На входе блока цифровой обработки сигналов (БЦОС) сигнал переносится на нулевую частоту (без учета Доплеровского сдвига). Одновременно формируется квадратурный сигнал для дальнейшей цифровой обработки.

С выхода преобразователя частоты квадратурные составляющие поступают на два параллельных канала – схему слежения за несущей (СНН) и схему слежения за задержкой (ССЗ), которые идентичны по своей структуре и содержат пару корреляторов для снятия ПСП (для составляющих I и Q сигнала) и измеритель амплитуды и текущей фазы сигнала.

В канале слежения за несущей входной сигнал поступает на вход дискриминатора канала слежения за несущей, где снимается ПСП. Дискриминатор представляет собой коррелятор, на второй вход которого поступает псевдослучайная последовательность с генератора ПСП. Далее сигнал поступает на схему фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), которая состоит из смесителя (последовательно соединенные перемножитель и накапливающий сумматор), генератора опорных частот и фильтра Калмана третьего порядка. Оцениваемыми параметрами на выходе схемы ФАПЧ являются частота сигнала НКА, фаза несущей частоты (фазовая псевдодальность) и амплитуда сигнала. Кодовая псевдодальность определяется по задержке ПСП. Генератор ПСП и генератор опорных сигналов управляются с помощью вычислителя, в котором реализованы фильтры Калмана в ССЗ и СНН (рис. 4).

Обработка сигналов БАМИ отличается от обработки навигационных сигналов тем, что используется другая ПСП;

различная длительность измерительного интервала;

различный формат обработки (сигналы БАМИ обрабатываются только в соответствующем временном интервале).

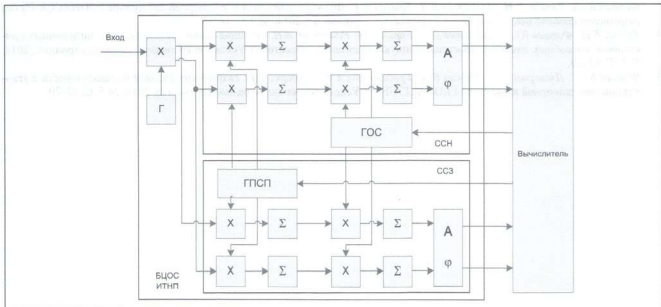


Рис. 4. Схема БЦОС

Эти различия касаются только управления измерителя, которое осуществляется вычислителем, а аппаратная реализация такая же, как и в навигационных сигналах.

При совместной фильтрации в контуре оценки параметров навигационного сигнала и сигнала БАМИ используется информация о задержке навигационных сигналов по кодовым и фазовым измерениям на интервале дискретизации измерительной системы, полученная в контурах слежения за кодом и фазой несущей частоты (приращения фазовой псевдодальности) (рис. 5).

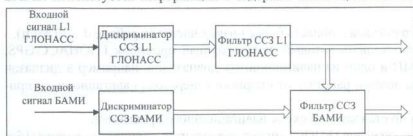


Рис. 5. Схема ССЗ канала БАМИ

Такого подхода основан на том, что на относительно малых интервалах времени (от единиц до десятков секунд) приращение кодовой и фазовой псевдодальности навигационного сигнала, обусловленное взаимным перемещением навигационного космического аппарата (НКА) и приемной антенны наземной станции, с высокой точностью совпадает с приращением кодовой и фазовой псевдодальности сигнала БАМИ.

Таким образом, при использовании совмещенного приема навигационных сигналов и сигналов БАМИ можно обеспечить измерение псевдодальности по фазе несущей частоты, и улучшить точностные характеристики приемника. С учетом требований непрерывного приема сигналов от 12 НКА, приемная антенная система должна быть выполнена в виде малозлементной антенной решетки. При этом должны быть разнесены приемный и передающий пункты. Это обусловлено тем, что использование приемо-передающей антенны при передаче сигнала невозможен прием сигналов, причем по всем НКА. Поскольку необходимо работать по всем видимым НКА, то передача должна производиться практически непрерывно, и таким образом на прием времени не остается. Единственным решением является разделение приемного и передающего пунктов.

## Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд-е 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника. 2010. 427 с.
2. Фатеев Ю.Л., Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Фолин А.Н. Алгоритм адаптации фазированных антенных решеток на основе неполного ряда Фурье и его применение в целях пеленгования // Научные технологии. 2014. № 9. С. 5–10.
3. Фатеев Ю.Л., Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Крэмез Н.С. Фазовые измерения в угломерной аппаратуре ГЛОНАСС/GPS без разрешения фазовой неоднозначности // Научные технологии. 2014. № 9. С. 16–19.
4. Тяпкин В.Н., Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Гарин Е.Н., Ратушняк В.Н. Создание помехозащищенных навигационных приемников, способных измерять пространственную ориентацию объектов // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 5. С. 61–65.
5. Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Тяпкин В.Н., Гребеников А.В., Бондарев В.Н. Разрешение фазовой неоднозначности в угломерной навигационной аппаратуре ГЛОНАСС/GPS // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 5. С. 67–70.

## ВНИМАНИЕ !

В Издательстве «Радиотехника» выпускается серия коллективных монографий, в основу которых положены статьи, опубликованные в журналах Издательства в 2001–2013 гг. и объединенные единой тематической направленностью.

**I. Спутниковые радионавигационные системы** (в 3-х книгах, редактор книг 1 и 2 – М.С. Ярлыков; книги 3 – А.И. Перов):

Книга 1. Спутниковые радионавигационные системы.

Книга 2. Спутниковые радионавигационные системы.

Книга 3. Радионавигационные технологии.

**II. Системы радиуправления** (в 5-ти книгах, редактор книги 1 – В.С. Верба; книги 2 – В.С. Верба и В.И. Меркулов; книг 3–5 – В.И. Меркулов):

Книга 1. Состояние и тенденции развития систем радиуправления.

Книга 2. Эффективность систем радиуправления.

Книга 3. Теоретические основы синтеза и анализа систем радиуправления.

Книга 4. Оптимизация алгоритмов управления.

Книга 5. Оптимизация алгоритмов информационного обеспечения систем радиуправления.

**III. Устройства СВЧ и антенные системы** (в 3-х книгах, редактор – А.Ю. Гринев):

Книга 1. Антенные системы локации, навигации и радиосвязи.

Книга 2. Моделирование, проектирование и технологии СВЧ-устройств и ФАР.

Книга 3. Активные и цифровые антенные решетки и их элементы.

Статьи, вошедшие в перечисленные выше коллективные монографии, отобраны Редакторами и утверждены Редакционным Советом научно-технических серий.

Заявки на приобретение книг просим направлять по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6. Тел./факс: (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37.

*Содержание коллективных монографий с указанием включенных в них статей и фамилий авторов будут публиковаться в журнале «Радиотехника», а также размещаться на сайте Издательства «Радиотехника» <http://www.radiotec.ru> по мере выхода книг.*



**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ**  
**Серия «Радиосвязь и радионавигация»**

**Выпуск 4**

**РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ**

**Под редакцией А.И. Перова**

**Авторы:**

**С.П. Баринов, Д.В. Богданов, Е.В. Валуев, И.Б. Власов, В.Е. Вовасов, Д.Н. Ворончихин, И.П. Выюнов, Д.В. Гайворонский, Е.Н. Гарин, А.В. Гребенников, П.С. Грибов, Д.Д. Дмитриев, В.В. Днепров, И.А. Дрига, Д.В. Дьяченко, В.С. Ефименко, В.А. Ефремов, А.С. Завгородний, Ю.М. Инчагов, П.В. Калмыков, И.Е. Кинкулькин, И.В. Корогодин, А.П. Кудревич, С.В. Лаптев, В.И. Литун, Ю.П. Лямин, И.М. Малай, В.П. Михайлицкий, И.А. Нагин, А.В. Немов, А.В. Никитин, А.А. Оганесян, А.В. Пастухов, А.И. Перов, Д.С. Печерица, В.Б. Пудловский, В.Н. Ратушняк, А.А. Рогозин, В.С. Рыжов, С.А. Савельев, Р.Е. Семерня, С.В. Смирнов, И.М. Соколов, В.Н. Тянкин, Ю.Л. Фатеев, А.Ю. Шатилов, А.А. Юдин, В.В. Юдин, А.В. Ячин**

Изд. № 6. Сдано в набор 12.02.2015

Подписано в печать 06.04.2015. Формат 60×88 1/8.

Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.

Печать офсетная

Печ. л. 18. Тираж 500 экз. Зак. № 1095.

Издательство «Радиотехника»

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6

тел./факс: (495)621-48-37; 625-78-72, 625-92-41

e-mail: info@radiotec.ru; www.radiotec.ru

Отпечатано

в ФГУП «Издательство «Известия» УД ПРФ