

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ

Серия «Радиосвязь и радионавигация»

Радионавигационные технологии

Выпуск 5

Под редакцией А.И. Перова

Москва
Радиотехника
2016

УДК 629.78
ББК 39.67
П 15

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ

Редакционный совет:

д.ф.-м.н., проф. О.В. Бецкий, 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. Ярлыков

Серия «Радиосвязь и радионавигация»

Выпуск 5

Рецензент:

докт. техн. наук, профессор *В.Н. Харисов* (ОАО «ВНИИР Прогресс»);
канд. техн. наук., профессор *В.Н. Тяпкин* (ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет»)

П 15 Радионавигационные технологии. Вып. 5. Сб. статей / Под ред. *А.И. Перова*. – М.: Радиотехника, 2016. – 146 с.: ил. Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». (Авторы указаны на с. 146)

ISBN 978-5-93108-130-4

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 2015 г.).

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

УДК 629.78
ББК 39.67

ISBN 978-5-93108-130-4

© Авторы, 2016
© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

СОДЕРЖАНИЕ

От Издательства	5
От редактора	6
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ	7
<i>Ефименко В.С., Головин П.М., Ворончихин Д.Н.</i> Оптимальный прием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем в условиях негауссовых помех	7
<i>Перов А.И., Захарова Е.В.</i> Сравнение алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L10С ГЛОНАСС с обработкой на промежуточной частоте и поднесущих частотах	12
<i>Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Коннов В.Г., А.Б. Гладышев, А.В. Соколовский</i> Алгоритм формирования диаграммы направленности с ограничениями на значение мощности полезного сигнала	19
<i>Харисов В.Н., Головин П.М., Медведев П.В., Оганесян А.А., Павлов В.С., Пастухов А.В., Пельтин А.В.</i> Фазовые измерения в адаптивном пространственно-временном формирователе лучей	28
<i>Грибов П.С.</i> Оценка эффективности работы пространственно-временного алгоритма подавления помех при наличии неидентичности частотных характеристик аналоговых трактов навигационной аппаратуры потребителей	31
<i>Шатилов А.Ю., Тюфтяков Д.Ю.</i> Метод пространственной фильтрации имитационных помех глобальных навигационных спутниковых систем	37
<i>Инчагов Ю.М., Нагин И.А., Шатилов А.Ю.</i> Алгоритм пешеходного счисления пути по инерциальным датчикам в условиях пропадания сигнала спутниковых радионавигационных систем	41
<i>Фатеев Ю.Л., Гарин Е.Н., Дмитриев Д.Д., Ратушняк В.Н., Гладышев А.Б.</i> Пеленгационный метод определения пространственного положения объектов по сигналам ГЛОНАСС	47
<i>Перов А.И., Устинов А.Ю.</i> Целесообразность размещения псевдоспутников и мощность их излучения на основе анализа обобщенного геометрического фактора в радионавигационных системах	51
ТЕХНОЛОГИИ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС И МОНИТОРИНГ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	61
<i>Жуков А.Н., Зотов С.М., Тупицын И.Н., Ченин Д.Ю.</i> Повышение точности навигационных определений потребителей ГЛОНАСС с использованием калибровочных поправок к измерениям псевдодальности, рассчитанных в системе высокоточного определения эфемерид и временных поправок	61
<i>Ефремов В.А., Рыжов В.С.</i> Аппаратура угломерного канала аппаратно-программного комплекса для исследования сигналов навигационно-космических аппаратов ГЛОНАСС в Ku-диапазоне	68
<i>Власов И.Б., Рыжов В.С.</i> Применение остронаправленных антенн для мониторинга глобальных навигационных спутниковых систем	75

<i>Гладышева М.А., Немов А.В.</i> Некоторые особенности адаптивного метода ESPRIT	82
ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ	89
<i>Болденков Е.Н., Луна И.В., Днепров Д.В.</i> Экспериментальное исследование особенностей поиска непериодических ВОС-сигналов	89
<i>Оганесян А.А., Павлов В.С., Пастухов А.В, Маганет Р.И., Салтыков А.А.</i> Экспериментальные исследования по определению местоположения источника помех в диапазоне глобальных навигационных спутниковых систем с использованием адаптивной антенной решетки	95
<i>Корогодин И.В., Перов А.И., Днепров В.В., Савельев С.А.</i> Экспериментальное исследование характеристик навигационного приемника с антенной решеткой и фокусировкой на навигационные спутники	100
<i>Гребенников А.В., Кондратьев А.С., Куличков К.А., Шершавин П.В.</i> Аппаратура высокоточной синхронизации по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем – основные технические решения и результаты экспериментальных исследований	106
<i>Фролов А.А.</i> Юстировка угломерной навигационной аппаратуры ГЛОНАСС на объектах размещения	112
<i>Дьяченко Д.В., Лаптев С.В.</i> Оценка результатов испытаний навигационной аппаратуры потребителей и систем на ее основе в МВД России	115
ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ И СОЗДАНИЕ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ	121
<i>Куликов Р.С.</i> Современные тенденции навигации внутри помещений	121
<i>Силин С.В.</i> Перспективные направления международного сотрудничества в сфере нормативно-технического регулирования КВНО	130
<i>Муравьев А.Б., Шмелев Д.А.</i> Перспективные направления развития ключевых технологий навигации и наведения робототехнических комплексов	135
<i>Муравьев А.Б., Муравьев Р.А., Трембач В.М.</i> Перспективы развития навигационных технологических демонстраторов	137
<i>Немов А.В., Никитин А.В., Филатченков С.В.</i> Проектирование универсальной СБИС пространственной обработки навигационных сигналов в плоских фазированных антенных решетках	139

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» выпускается в свет серия книг «Радиосвязь и радионавигация», в основу которой положены опубликованные в журналах «Радиотехника» статьи, объединенные единой тематической направленностью.

Серия «Радиосвязь и радионавигация»

Спутниковые радионавигационные системы. Выпуск 1 / Под ред. М.С. Ярлыкова (2013).

Спутниковые радионавигационные системы. Выпуск 2 / Под ред. М.С. Ярлыкова (2013).

Радионавигационные технологии. Выпуск 3 / Под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова (2013).

Радионавигационные технологии. Выпуск 4 / Под ред. А.И. Перова (2015).

Радионавигационные технологии. Выпуск 5 / Под ред. А.И. Перова (2016).

Статьи, входящие в книги, выбираются Редакторами из журнала «Радиотехника» и утверждаются Редакционным советом научно-технических серий. Содержание этих книг с указанием фамилий авторов размещаются 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

Данная книга подготовлена по материалам научно-технической конференции «Радионавигационные технологии в приборостроении», проходившей в г. Туапсе 14–19 сентября 2015 г. Конференция проводится ежегодно и организуется Московским научно-техническим обществом радиозэлектроники 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».

В книгу вошли материалы, представленные высшими учебными заведениями, организациями промышленности, в том числе ведущими российскими разработчиками и производителями навигационной аппаратуры, организациями Министерства обороны и Министерства внутренних дел. Публикуемые материалы по смысловому содержанию разбиты (с некоторой долей условности) на пять рубрик:

- теоретические вопросы спутниковой навигации;
- технологии перспективной системы ГЛОНАСС и мониторинг навигационных сигналов;
- обеспечение испытаний и экспериментальные исследования технологий спутниковой навигации;
- перспективы развития технологий спутниковой навигации и создание элементной базы.

В этих рубриках рассмотрены системные вопросы, возникающие на современном этапе развития ГНСС ГЛОНАСС, различные аспекты разработки алгоритмического и программного обеспечения аппаратуры потребителей, результаты экспериментальных исследований характеристик навигационно-временных определений, достигаемых в навигационной аппаратуре, проблемы мониторинга и анализа характеристик навигационных сигналов системы ГЛОНАСС, особенности использования спутниковых навигационных технологий в интересах различных потребителей, а также вопросы создания элементной базы для навигационной аппаратуры потребителей.

Материалы книги могут представлять интерес для специалистов, работающих в различных областях спутниковой навигации, а также для аспирантов и студентов старших курсов, обучающихся по соответствующим специальностям.

А.И. Перов

Оптимальный прием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем в условиях негауссовых помех

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

В.С. Ефименко – д.т.н., профессор, нач. отдела НИР, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: vefimenko@abselectro.com

П.М. Головин – науч. сотрудник, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: pavelgolovin1234@bk.ru

Д.Н. Ворончихин – мл. науч. сотрудник, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: dvoronchikhin@abselectro.com

Представлена задача приема сигнала глобальной навигационной спутниковой системы на фоне помех с угловой модуляцией, в частности, сигналоподобных помех; при этом основное внимание уделяется двум аспектам – потенциальному выигрышу за счет учета негауссовости и адаптивному алгоритму. Получены графики зависимости выигрыша за счет учета негауссовости.

Ключевые слова: спутниковая радионавигация, негауссовы помехи, нелинейная обработка, адаптивный алгоритм.

White Gaussian noise model could lead to essential losses for jammer signals. The paper deals with the issue of GNSS signal reception against angle-modulated signal jammers (e.g. signal simulant jammers). Potential gain due to the consideration of non-gaussianity and adaptive algorithm are discussed. Dependence of non-gaussianity consideration gain against signal-to-noise ratio is drawn.

Keywords: satellite navigation, non-Gaussian jamming, nonlinear processing, adaptive algorithm.

Классическая теория оптимального приема сигналов предполагает, что сигнал наблюдается на фоне белого гауссовского шума (БГШ) [1, 2]. Если для внутреннего шума модель БГШ вполне адекватна, то использование этой модели для помехи может быть связано со значительными потерями.

Прием сигналов на фоне негауссовых помех рассмотрен в работах [3–5] применительно к обнаружению и оценке В.И. Тихонова и В.Н. Харисова [1] применительно к фильтрации. При воздействии негауссовой помехи решение отличается от классического только наличием безынерционного нелинейного преобразования наблюдения, характеристика которого определяется плотностью вероятности (ПВ) входного шума.

Наиболее полно вопросы приема на фоне негауссовых помех представлены в монографии [6], где, в частности, показано, что выигрыш в отношении «сигнал/шум» (ОСШ) за счет учета негауссовости зависит от ряда факторов: отношения «помеха/внутренний шум», степени негауссовости суммы «помеха и шум». Основной материал данных тезисов доклада содержится в статье [7].

Для спутниковой навигации выполняются все условия, при которых учет негауссовости должен обеспечить значительный выигрыш в ОСШ: очень слабый полезный сигнал; значительное (как правило) превышение помехи над внутренним шумом; наиболее эффективные помехи – сигналоподобные – существенно не гауссовы.

Рассмотрим задачу приема сигнала глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) на фоне помех с угловой модуляцией, в частности, наиболее эффективных для навигационных приемников сигналоподобных помех. При этом основное внимание уделим двум аспектам – потенциальному выигрышу за счет учета негауссовости и адаптивному алгоритму.

Модель отсчетов принимаемого сигнала описывается выражением

$$\xi_t = S_t(\lambda) + n_t, \quad t = 1 \dots T, \quad (1)$$

где $S_t(\lambda)$ – полезный сигнал; λ – информационный параметр, неизменный на интервале наблюдения T ; n_t – дискретный белый шум (помеха) с одномерной ПВ $p(n_t)$ и дисперсией шума D_n .

В реальных условиях такая модель соответствует воздействию широкополосной помехи при наличии достаточно большого интервала накопления полезного сигнала.

Требуется найти достаточную статистику для вынесения оценки параметра λ .

Поставленная задача эквивалентна задаче оценки λ по наблюдению ζ_t сигнала $S_t(\lambda)$ на фоне некоторого эквивалентного БГШ \tilde{n}_t с дисперсией $1/\gamma_t^2$:

$$\zeta_t = S_t(\lambda) + \tilde{n}_t, \quad (2)$$

где $M\{\tilde{n}_t \cdot \tilde{n}_{t+\tau}\} = \frac{1}{\gamma_t^2} \cdot \delta_\tau$; $\gamma_t^2 = -\frac{\partial^2 \ln p(\xi_t)}{\partial \xi_t^2}$.

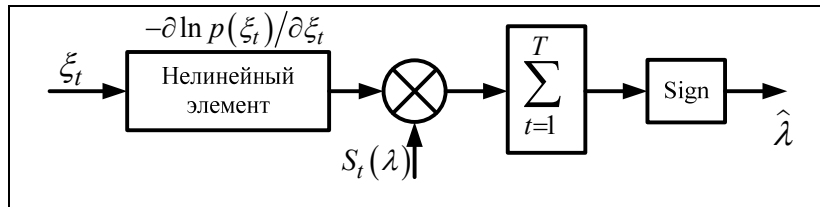
Эквивалентное наблюдение (2) получается с помощью нелинейного преобразования исходного наблюдения (1) с характеристикой

$$H(\xi_t) = -\partial \ln p(\xi_t) / \partial \xi_t = -(\partial p(\xi_t) / \partial \xi_t) / p(\xi_t). \quad (3)$$

Для указанной эквивалентности требуется только «белость» помехи n_t и не требуется, чтобы сигнал $S_t(\lambda)$ был мал по сравнению с помехой.

Вывод **оптимального алгоритма** опирается на центральную предельную теорему, которая обеспечивает в сумме большого числа слагаемых «исчезновение» моментов выше второго порядка и гауссову структуру функции правдоподобия накопленного наблюдения.

В итоге оптимальный алгоритм оценки (обнаружения, оценки, фильтрации) сводится к нелинейному преобразованию исходного наблюдения и последующей обработке, соответствующей оптимальному приему на фоне БГШ. Известно, что при приеме на фоне БГШ оптимален стандартный корреляционный приемник, характеристики которого не зависят от распределения шума и полностью определяются только его дисперсией.



Для примера приведем схему

(рис. 1), реализующую оптимальный алгоритм различения противоположных сигналов $\lambda = (-1; 1)$.

Выигрыш в ОСШ, обеспечиваемый оптимальным алгоритмом в условиях широкополосного негауссовского шума относительно стандартного корреляционного приемника (без нелинейного преобразования), имеет вид

Рис. 1. Схема оптимального алгоритма

Для вычисления **потенциального выигрыша** в условиях помех с угловой модуляцией используем следующую модель сигнала.

$$\frac{q_{\text{opt}}}{q_{\text{соп}}} = -D_n \cdot M \left\{ \left[\frac{\partial^2 \ln p(x)}{\partial x^2} \right] \right\} = D_n \cdot M \left\{ \left[\frac{\partial \ln p(x)}{\partial x} \right]^2 \right\}. \quad (4)$$

Пусть модель сигнала описывается выражением

$$s(t) = \cos(2\pi f_0 t). \quad (5)$$

Модель помехи (m синусоид со случайными фазами) имеет вид

$$\zeta(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i). \quad (6)$$

Уравнение наблюдения содержит сумму сигнала, помехи и внутреннего БГШ $n(t)$:

$$\xi(t) = s(t) + \zeta(t) + n(t).$$

Стоит заметить, что такая постановка включает сигналоподобную помеху, т.е. помеху, отличающуюся от сигнала только кодовой последовательностью или ее сдвигом по времени и частоте.

Теоретическая одномерная ПВ одной узкополосной синусоидальной помехи имеет вид [9]:

$$p(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{A^2 - x^2}}.$$

В случае воздействия нескольких независимых помех (6) совместная ПВ с увеличением числа m становится все более похожей на гауссову. Например, на рис. 2 представлены характеристики для 1, 2, 4 и 8 помех (цифра легенды графиков соответствует числу помех).

Количественной характеристикой негауссовости входной помехи может служить ее эксцесс, который вычисляется через четвертый M_4 и второй M_2 центральные моменты по формуле

$$E = \frac{M_4}{M_2^2} - 3.$$

Для нормальной случайной величины (СВ) эксцесс равен нулю, для гармонической СВ – «минус» 1,5 (что соответствует случаю одной помехи на рис. 3), и чем ближе эксцесс к нулю, тем ближе распределение к гауссову. При увеличении числа помех эксцесс суммарной помехи приближается к нулю.

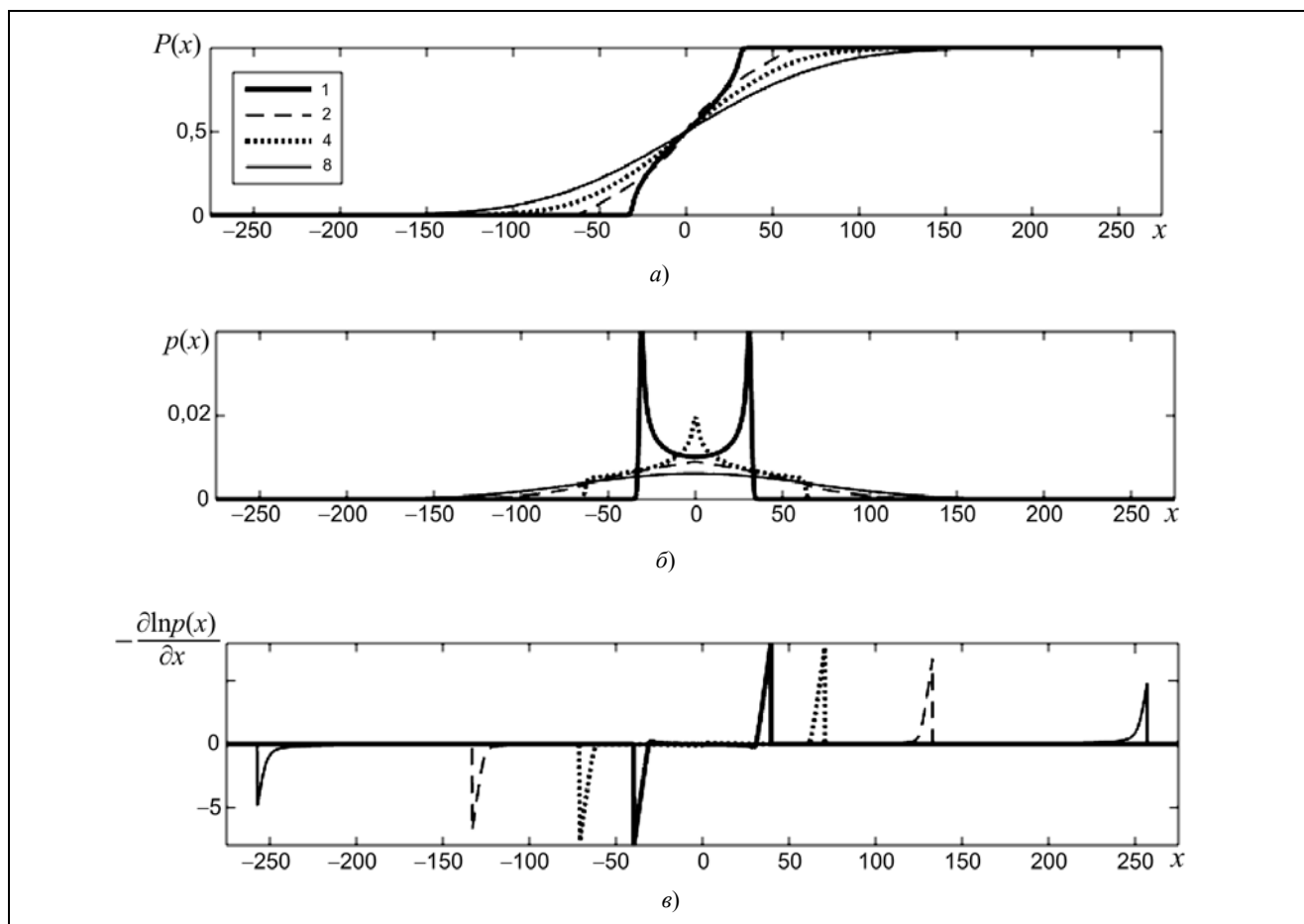


Рис. 2. Несколько синусоидальных помех: а – функция распределения; б – плотность распределения; в – нелинейное преобразование

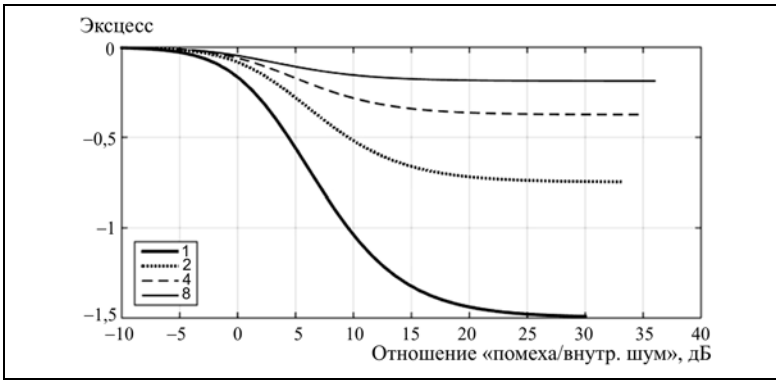


Рис. 3. Экцессы суммарных плотностей



Рис. 4. Выигрыш в ОСШ

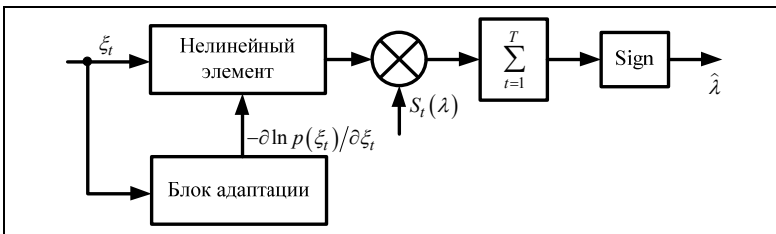


Рис. 5. Схема адаптивного алгоритма

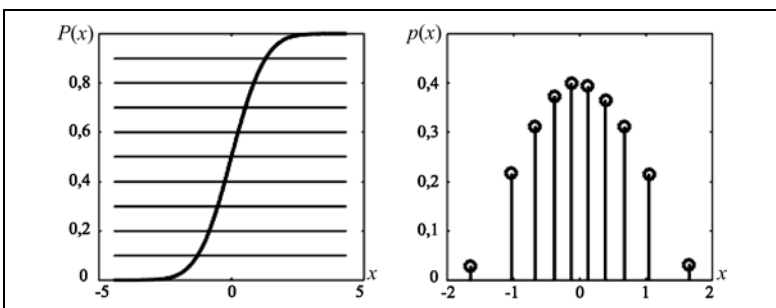


Рис. 6. Оценка гистограммы с равномерным шагом по значениям функции распределения: а – функция распределения; б – гистограмма

Сравнение ОСШ в схеме с адаптацией и без нелинейного элемента в контрольных точках подтвердило теоретические оценки выигрыша. В частности, для отношения «помеха/внутренний шум» 30 дБ получены выигрыши в ОСШ по одной помехе ~16 дБ, по двум – ~8,5 дБ, что близко к теоретическим результатам 17 дБ и 9 дБ соответственно (рис. 4).

На рис. 4 представлены зависимости выигрыша от учета распределения помехи от отношения «помеха/внутренний шум» для 1, 2, 4 и 8 помех.

Сравнение рис. 3 и 4 показывает, что выигрыш за счет учета негауссовости тем больше, чем помеха «более негауссова», и линия выигрыша, соответствующая 8 помехам, уже практически совпадает с осью абсцисс, т.е. выигрыш отсутствует.

В реальных условиях одномерная ПВ входного наблюдения неизвестна, поэтому рабочий вариант приемника для негауссовых помех должен быть *адаптивным*. На рис. 5 представлен вариант адаптивной структуры, в котором неадаптивный алгоритм (см. рис. 1) дополнен блоком адаптации. Для схемы слайда 10 (верх) разработана имитационная модель. Блок адаптации в этой модели вычисляет гистограмму входной реализации и на ее базе получает оценку нелинейной характеристики.

Моделирование показало, что более экономичные и стабильные результаты получаются, если для оценки гистограммы входного наблюдения (основного элемента блока адаптации) использовать не традиционный равномерный шаг по значениям СВ, а равномерный шаг по количеству отсчетов, попавших в ячейку, по эмпирической функции распределения. Процесс построения такой гистограммы для 10 равновероятных ячеек поясняется рис. 6.

Некоторые графики, полученные в результате имитационного моделирования, представлены на рис. 7, где показаны эмпирические функции распределения, гистограммы входных воздействий для случаев 1 и 2 сигналоподобных помех, а также оценка характеристики оптимального нелинейного преобразования.

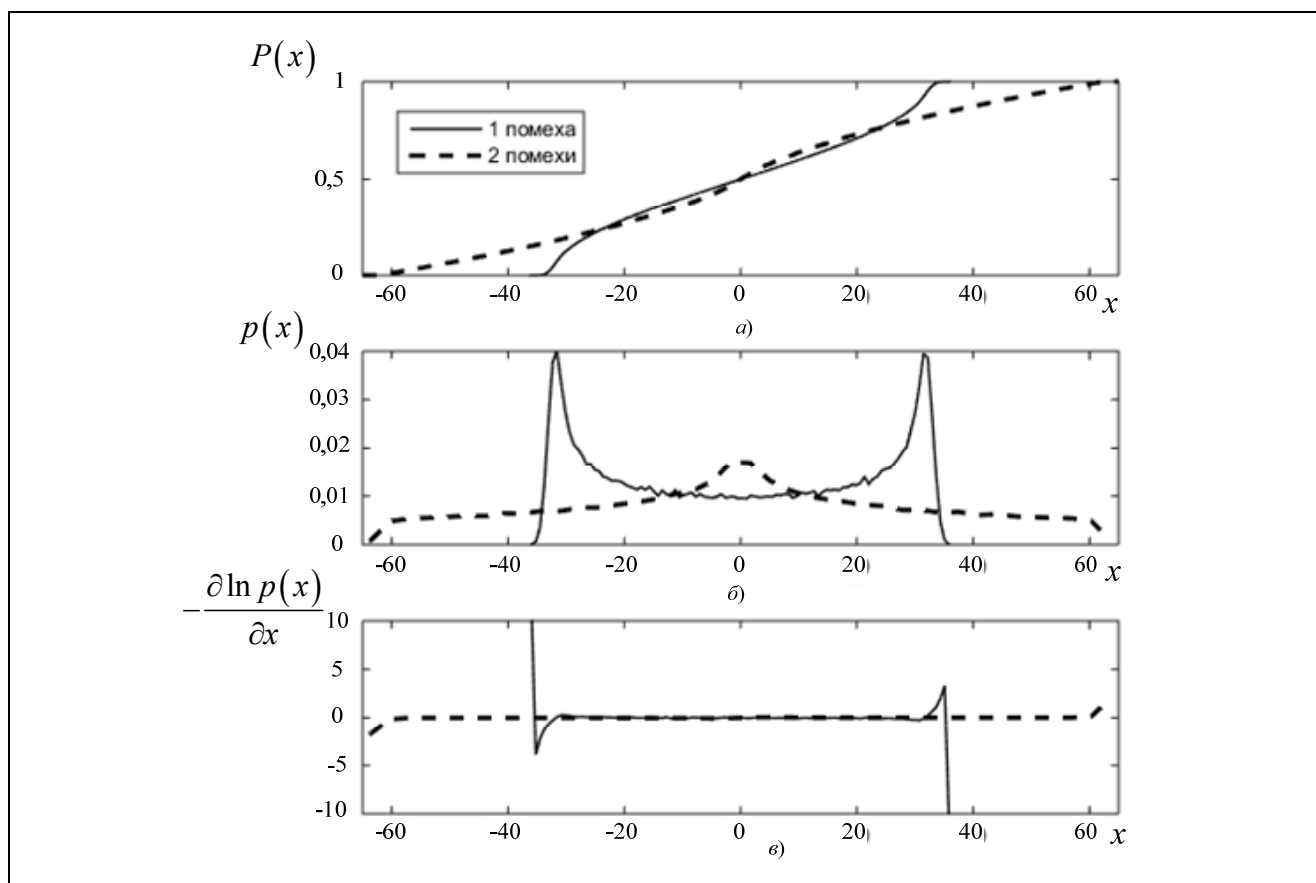


Рис. 7. Адаптивный алгоритм: а – эмпирическая функция распределения, б – гистограмма, в – характеристика нелинейности

Потенциально использование оптимальных алгоритмов для приема на фоне негауссовых помех обеспечивает существенный выигрыш в ОСШ. Этот выигрыш в зависимости от отношения «помеха/внутренний шум» и числа помех может достигать 15...25 дБ.

Наиболее эффективные помехи для приемников ГНСС – сигналподобные – существенно негауссовы, и для приема на их фоне следует использовать алгоритм, представленный на рис. 1.

Оптимальный прием сигналов ГНСС в реальных условиях требует использования адаптивного алгоритма (рис. 6) с оценкой характеристики нелинейного преобразования. Такой алгоритм предложен и проверен на имитационной модели.

Литература

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь. 2004. 608 с.
2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1: Пер. с англ. под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Сов. радио. 1972.
3. Антонов О.Е. Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1967. Т.12. №4. С.579–587.
4. Валеев В.Г., Сосулин Ю.Г. Обнаружение слабых когерентных сигналов в коррелированных негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1969. Т.14. №2. С.230.
5. Валеев В.Г. Обнаружение сигналов в негауссовских помехах // В кн.: Теория обнаружения сигналов / под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь. 1984. С.266–325.
6. Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигнала. М.: Радиотехника. 2013. 120 с.
7. Ефименко В.С., Харисов В.Н., Ворончихин Д.Н. Характеристики приема сигналов ГНСС в условиях негауссовских помех // Радиотехника. 2015. №12. С.95–100.
8. Харисов В.Н., Оганесян А.А. Потенциальные характеристики помехоустойчивости перспективных сигналов ГНСС // Радиотехника. 2010. №7. С.121–126.
9. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь. 1982.

Сравнение алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на промежуточной частоте и поднесущих частотах

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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

Е.В. Захарова – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы», Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Представлен сравнительный анализ алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на промежуточной частоте и на поднесущих частотах методом имитационного моделирования. В качестве критериев сравнения использованы среднеквадратические ошибки слежения за задержкой, фазой, доплеровским смещением частоты и помехоустойчивость приема. Даны рекомендации по наиболее эффективным алгоритмам.

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

A comparative analysis of algorithms for tracking pilot component of the signal L1OC GLONASS with processing on the intermediate frequency and subcarrier frequencies is performed by simulation. Mean-square tracking errors for the delay, phase, Doppler frequency offset, noise immunity of the reception are used as the comparison criteria. It is given recommendations on the most effective algorithm.

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

В перспективной системе ГЛОНАСС в частотном диапазоне L1 планируется излучение новых сигналов с кодовым разделением L1OC на несущей частоте 1600,995 МГц. Отличительной особенностью данных сигналов является то, что они являются двухкомпонентными и включают пилотную L1OCp и информационную L1OCd компоненты, объединение которых в единый сигнал осуществляется путем побитного временного мультиплексирования [1]. Пилотная компонента L1OCp имеет модуляцию BOC(1,1), а информационная – BPSK(1) с базовой частотой $f_b = 1,023$ МГц. Информационная компонента сигнала несет цифровую информацию (ЦИ), а пилотная составляющая предназначена для проведения измерений задержки и доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала.

Алгоритмы слежения за сигналом с модуляцией BPSK(1) хорошо известны и достаточно полно исследованы [2]. Для сигналов с модуляцией BOC(1,1) опубликованы различные алгоритмы слежения [3–7]. Однако данные по характеристикам этих алгоритмов достаточно противоречивы. Поэтому представляет интерес проведение сравнительного анализа характеристик описанных алгоритмов в идентичных условиях и по одинаковым показателям качества. Алгоритмы слежения за сигналом с BOC-модуляцией различаются, прежде всего, тем, что в них после переноса в приемнике на промежуточную частоту возможно использование обработки на единой промежуточной частоте или на поднесущих частотах (относительно промежуточной частоты). Поэтому в данной статье анализируются именно два таких класса алгоритмов. Рассматриваемые в настоящем исследовании квазиоптимальные алгоритмы с обработкой на поднесущих частотах описаны в [4, 5]. Для алгоритмов слежения с обработкой на единой промежуточной частоте возможно построение различных дискриминаторов задержки, например с двумя stroбами сопровождения (запаздывающим и опережающим) [2], с четырьмя stroбами сопровождения (запаздывающим, опережающим, «очень запаздывающим» и «очень опережающим») [3, 6]. В настоящей статье анализируются два указанных алгоритма слежения с обработкой на единой промежуточной частоте. В качестве критериев сравнения будем использовать среднеквадратические ошибки слежения за задержкой, фазой, доплеровским смещением частоты и помехоустойчивость приема.

Описание новых сигналов НКА ГЛОНАСС открытого доступа с кодовым разделением L1OC. Для пилотной компоненты L1OCp период дальномерного кода равен 8 мс. Период дальномерного кода информационной компоненты – 2 мс, а длительность символа ЦИ – 4 мс (после сверточного кодирования).

ния). Эти факторы накладывают ряд особенностей на прием и обработку данных сигналов, одной из которых является то, что при обработке пилотной компоненты L1OCp время накопления в корреляторах должно быть кратным 8 мс.

В данной статье рассматривается обработка только пилотной компоненты L1OCp.

Полагаем, что на вход приемника поступает реализация в дискретном времени $t_{k-1,i}$ (рис. 1):

$$y_{k-1,i} = s(t_{k-1,i}, \lambda_{k-1}) + n_{k-1,i}, \quad (1)$$

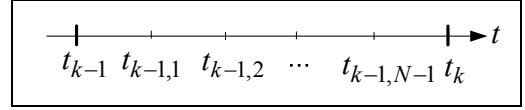


Рис. 1. Временная диаграмма

где $t_{k-1,i} = (k-1)T + iT_d$; $T = NT_d$ – шаг дискретной обработки в контуре следящей системы; T_d – период дискретизации в ана-

лого-цифровом преобразователе (АЦП); $n_{k,i}$ – дискретный белый шум с дисперсией $\sigma_n^2 = N_0/(2T_d)$, N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника.

Сигнал $s(t_{k,i}, \lambda_k)$ L1OC запишем в виде

$$s(t_{k,i}, \lambda_k) = s_p(t_{k,i}, \lambda_k) \otimes s_d(t_{k,i}, \lambda_k) \quad (2)$$

где \otimes – операция побитного временного мультиплексирования; $h_{дк,p}(t_{k,i})$, $h_{дк,d}(t_{k,i})$ – функции модуляции дальномерными кодами пилотной и информационной составляющих; $h_{цс}(t_{k,i}) = \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$ – функция модуляции цифровой синусоидой; $h_{ци}(t_{k,i})$ – функция модуляции цифровой информацией; $\omega_{п}$ – промежуточная частота сигнала на выходе радиочастотного блока.

Для проведения синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации фазы по пилотной компоненте мультиплексированный по времени сигнал (2) представим как сумму двух сигналов:

$$s(t_{k,i}, \varphi_{k,i}) = \tilde{s}_p(t_{k,i}, \lambda_k) + \tilde{s}_d(t_{k,i}); \quad (3)$$

$$\tilde{s}_p(t_{k,i}, \varphi_{k,i}) = A \tilde{h}_{дк,p}(t_{k,i} - \tau_k) h_{цс}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}); \quad (4)$$

$$\tilde{s}_d(t_{k,i}) = A \tilde{h}_{дк,d}(t_{k,i} - \tau_k) h_{ци}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}),$$

где $\tilde{h}_{дк,d}(t_{k,i})$ – последовательность, получающаяся из $h_{дк,d}(t_{k,i})$ путем представления каждого символа в виде двух полусимволов, значение первого из которых равно значению соответствующего символа $h_{дк,d}(t_{k,i})$, а второго – равно нулю; $\tilde{h}_{дк,p}(t_{k,i})$ – последовательность, получающаяся из $h_{дк,p}(t_{k,i})$ путем представления каждого символа в виде двух полусимволов, значение первого равно нулю, а второго – значению соответствующего символа $h_{дк,p}(t_{k,i})$.

Формирование корреляционных сумм сигнала L1OCp в когерентном режиме работы НАП на промежуточной частоте. Рассматриваются алгоритмы работы навигационной аппаратуры потребителя (НАП) в когерентном режиме работы, что подразумевает совместное слежение за задержкой и фазой сигнала L1OCp. Алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте включают в себя набор корреляторов с накоплением на одном периоде дальномерного кода $T = N_{cl}T_d = 8$ мс, фазовый дискриминатор, дискриминатор задержки и следящие цепи систем слежения за фазой и задержкой, причем слежение за задержкой реализуется введением оценки доплеровского смещения частоты, формируемой в следящей системе за фазой сигнала.

Формирование требуемых корреляционных сумм проводится в два этапа. На первом этапе вычисляются корреляционные суммы на одном периоде дальномерного кода, который для сигналов с кодовым разделением в частотном диапазоне L1 равен $T = N_{cl}T_d = 8$ мс. На втором этапе проводится «донакопление» корреляционных сумм на требуемом временном интервале $T_n = Tm$. В докладе период накопления совпадает с периодом дальномерного кода полного сигнала.

Приведем соотношения, описывающие корреляторы НАП:

$$\begin{aligned}
 Q_{pP,k} &= \sum_{l=1}^{N_{cl}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) h_{лс}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{pE,k} &= \sum_{l=1}^{N_{cl}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} + \frac{\Delta\tau}{2}\right)\right) h_{лс}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} + \frac{\Delta\tau}{2}\right)\right) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{pL,k} &= \sum_{l=1}^{N_{cl}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} - \frac{\Delta\tau}{2}\right)\right) h_{лс}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} - \frac{\Delta\tau}{2}\right)\right) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{pVE,k} &= \sum_{l=1}^{N_{cl}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} + \frac{\Delta\tau_v}{2}\right)\right) h_{лс}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} + \frac{\Delta\tau_v}{2}\right)\right) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{pVL,k} &= \sum_{l=1}^{N_{cl}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} - \frac{\Delta\tau_v}{2}\right)\right) h_{лс}\left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_{k-1} - \frac{\Delta\tau_v}{2}\right)\right) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d) T_d ,
 \end{aligned} \tag{5}$$

где $\tilde{\tau}_{k-1}$ – задержка, устанавливаемая в опорном сигнале; $\tilde{\omega}_{y,k-1} = \frac{\hat{\phi}_{k-1} - \hat{\phi}_{k-2}}{T}$ – сигнал управления частотой управляемого цифрового генератора гармонического сигнала; $\hat{\phi}_{k-1}$ – оценка фазы в ССФ на $(k-1)$ -м шаге; $\Delta\tau$ – расстройка между опережающей (E) и запаздывающей (L) компонентами; $\tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l})$ – кодовая последовательность пилотной компоненты (расширенной) $h_{дк,p}(t_{k,l})$, первую половину каждого символа которой полагаем равной нулю; $h_{лс}(t_{k-1,l})$ – цифровая синусоида с частотой $F = 1,023$ МГц.

Алгоритмы для следящей системы за фазой сигнала (ССФ). Алгоритм работы фазового дискриминатора (ФД):

$$u_{дф,k} = -Q_{pP,k} / S_{дфp} ,$$

где $S_{дф}$ – нормирующий множитель, значение которого выбирается из условия получения единичной крутизны дискриминационной характеристики ФД, которая для принятой модели равна

$$S_{дфp} = \frac{AT}{4} = \frac{AT_2}{2} ,$$

где $T_2 = T/2$ – время накопления пилотной компоненты без учета (с исключенными) «нулевых» слотов.

Алгоритм слежения за фазой сигнала имеет вид [2]:

$$\hat{x}_{1,k} = \tilde{x}_{1,k} + K_1 u_{дф,k} ; \hat{x}_{2,k} = \tilde{x}_{2,k} + K_2 u_{дф,k} ; \hat{x}_{3,k} = \hat{x}_{3,k-1} + K_3 u_{дф,k} ; \tag{6}$$

$$\tilde{x}_{1,k} = \hat{x}_{1,k-1} + T\hat{x}_{2,k-1} ; \tilde{x}_{2,k} = \hat{x}_{2,k-1} + T\tilde{x}_{3,k-1} , \tag{7}$$

где $\hat{x}_1 = \hat{\phi}$ – оценка фазы сигнала; $\hat{x}_2 = \hat{\omega}_д$ – оценка доплеровского смещения частоты; $\hat{x}_3 = \hat{\omega}'_д$ – оценка производной доплеровского смещения частоты сигнала; \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 – соответствующие экстраполированные оценки; K_1, K_2, K_3 – весовые коэффициенты, которые удобно представить в виде

$$K_1 = K_{1н} T ; K_2 = K_{2н} T ; K_3 = K_{3н} T ,$$

причем рекомендуется использовать $K_{1н} = 2(K_{3н})^{1/3}$, $K_{2н} = 2(K_{3н})^{2/3}$.

Значение коэффициента $K_{3н}$ определяется требуемой полосой пропускания $\Delta f_{ССФ}$ следящей системы за фазой сигнала в соответствии с формулой [2]:

$$K_{3н} = \frac{216}{125} (\Delta f_{ССФ})^3 .$$

Алгоритмы работы временного дискриминатора (ВД). Как отмечалось выше, рассматриваем два типа дискриминаторов задержки: с двумя и четырьмя расстроенными каналами.

1. *Алгоритм дискриминатора задержки с двумя расстроенными каналами:*

$$u_{д\tau,k} = \frac{(I_{pE,k} - I_{pL,k})}{S_{д\tau p}}, \quad (8)$$

где $I_{pE,k}$, $I_{pL,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = \tau_c/3$.

Нормировочный множитель равен

$$S_{д\tau p} = \frac{AT}{0,664\tau_c} = \frac{AT_2}{0,332\tau_c}.$$

В дальнейшем данный тип дискриминатора задержки будем называть *2-стробовым*.

2. *Алгоритм дискриминатора задержки с четырьмя расстроенными каналами:*

$$u_{д\tau,k} = \frac{a_1(I_{pE,k} - I_{pL,k}) + a_2(I_{pVE,k} - I_{pVL,k})}{S_{д\tau v p}}, \quad (9)$$

где $I_{pE,k}$, $I_{pL,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = 2\tau_c/9$; $I_{pVE,k}$, $I_{pVL,k}$ – вторые запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau_v = 8\tau_c/9$; $a_1 = 1/4$, $a_2 = 3/4$ – весовые коэффициенты.

Нормировочный множитель равен

$$S_{д\tau v p} = \frac{AT}{0,652\tau_c} = \frac{AT_2}{0,326\tau_c}.$$

В дальнейшем данный тип дискриминатора задержки будем называть *4-стробовым*.

Алгоритмы работы следящей системы за задержкой сигнала. Следящая система за задержкой сигнала (ССЗ) с поддержкой оценкой доплеровского смещения частоты описывается соотношениями:

$$\hat{\tau}_{k-1} = \tilde{\tau}_{k-1} + K_\tau u_{д\tau,k}, \quad (10)$$

$$\tilde{\tau}_{k-1} = \hat{\tau}_{k-2} - \tilde{\nu}_{\tau,k-1} T, \quad (11)$$

где $\tilde{\nu}_{\tau,k-1} = \frac{\tilde{x}_{2,k}}{2\pi f_s}$, $\tilde{x}_{2,k}$ – оценка доплеровского смещения частоты, формируемая в ССФ (7); f_s – несущая частота навигационного сигнала;

$$K_\tau = K_{н\tau} \tilde{T},$$

где $K_{н\tau} = 4\Delta f_{ССЗ}$ – коэффициент, определяющий полосу пропускания $\Delta f_{ССЗ}$ ССЗ.

Формирование корреляционных сумм сигнала L1OCp в когерентном режиме работы НАП на поднесущих частотах. Оптимальные алгоритмы слежения за фазой и задержкой сигнала L1OCp с обработкой на поднесущих частотах описаны в [4, 5]. Отметим, что поднесущими частотами для сигнала с модуляцией ВОС(1,1) являются частоты отстройки цифровой синусоиды, отстоящие от несущей частоты на $\pm 1,023$ МГц, т.е. это те частоты, на которых расположены основные лепестки «энергетического» спектра, расщепленного у пилотной компоненты с модуляцией ВОС(1,1) на две симметричные половинки. И эти лепестки разнесены относительно промежуточной частоты вправо и влево на эту величину. При переносе сигналов в радиочастотном блоке на промежуточную частоту $\omega_{п}$ поднесущие частоты также будут отстоять на $\pm 1,023$ МГц от промежуточной частоты.

Алгоритмы для корреляторов. Приведем соотношения, описывающие корреляторы НАП с обработкой на поднесущих частотах, полагая, как и выше, время накопления в корреляторах $T = N_{cl} T_d = 8$ мс:

$$\begin{aligned}
 I_{п1P,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \cos(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п1P,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{п2P,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \cos(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п2P,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d . \\
 I_{п1E,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п1E,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)) \sin(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{п2E,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п2E,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)) \sin(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{п1L,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п1L,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)) \sin(\omega_{п1} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 I_{п2L,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ; \\
 Q_{п2L,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)) \sin(\omega_{п2} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1}(l-1)T_d) T_d ,
 \end{aligned} \tag{12}$$

где $\omega_{п1} = \omega_{п} + \Omega$, $\omega_{п2} = \omega_{п} - \Omega$ – поднесущие частоты; $\Omega = 2\pi F$, $F = 1,023$ МГц – частота цифровой синусоиды; $\tilde{\tau}_{k-1}$ – задержка, устанавливаемая в опорном сигнале; $\tilde{\omega}_{y;k-1} = \frac{\hat{\phi}_{k-1} - \hat{\phi}_{k-2}}{T}$ – сигнал управления частотой управляемого цифрового генератора гармонического сигнала; $\hat{\phi}_{k-1}$ – оценка фазы в ССФ на $(k-1)$ -м шаге; $\Delta\tau$ – расстройка между опережающей (E) и запаздывающей (L) компонентами опорных сигналов.

Алгоритмы для следящей системы за фазой сигнала. Алгоритм работы фазового дискриминатора:

$$u_{д\phi,k} = \left((I_{п1P,k} - I_{п2P,k}) \cos(\Omega \tilde{\tau}_k) + (Q_{п1P,k} + Q_{п2P,k}) \sin(\Omega \tilde{\tau}_k) \right) / S_{д\phi} , \tag{13}$$

где $S_{д\phi}$ – нормирующий множитель, значение которого выбирается из условия получения единичной крутизны дискриминационной характеристики ФД, которая для принятой модели равна

$$S_{д\phi} = \frac{AT}{4} = \frac{AT_2}{2} .$$

Алгоритм слежения за фазой сигнала описывается уравнениями (6) и (7).

Алгоритмы работы временного дискриминатора (ВД). Алгоритм дискриминатора задержки с двумя расстроенными каналами имеет вид

$$u_{д\tau,k} = \frac{\left((Q_{п1E,k} - Q_{п1L,k}) - (Q_{п2E,k} - Q_{п2L,k}) - 2\pi(I_{п1P,k} + I_{п2P,k}) \right) \cos(\Omega \tilde{\tau}_k)}{S_{д\tau}} - \frac{\left((I_{п1E,k} - I_{п1L,k}) + (I_{п2E,k} - I_{п2L,k}) + 2\pi(Q_{п1P,k} - Q_{п2P,k}) \right) \sin(\Omega \tilde{\tau}_k)}{S_{д\tau}}, \quad (14)$$

где $I_{п1E,k}$, $I_{п2E,k}$, $I_{п1L,k}$, $I_{п2L,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = \tau_c$.

Нормировочный множитель равен

$$S_{д,\tau} = \frac{AT}{0,064\tau_c} = \frac{AT_2}{0,032\tau_c}.$$

Алгоритмы работы следящей системы за задержкой. Следящая система за задержкой сигнала описывается уравнениями (10) и (11).

Оценка характеристик алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L10С. В статье исследована работа НАП, установленной на сильно- и слабодинамичных объектах. При этом для сильнодинамичного объекта изменение рывка вдоль линии визирования определим в соответствии с зависимостью, приведенной на рис. 2, а для слабодинамичного объекта значение рывка зададим в виде константы, равной $0,1 \text{ м/с}^3$.

Для слабодинамичного объекта полагались следующие характеристики следящих систем: полоса пропускания ССЗ – $0,1 \text{ Гц}$, полоса пропускания ССФ – 10 Гц ; а для сильнодинамичного – полоса ССФ равна 20 Гц при той же полосе пропускания ССЗ.

Характеристики НАП в следящем режиме исследовались с использованием имитационного моделирования на ЭВМ в среде имитационного моделирования MathLab.

В таблице приведены характеристики точности и помехоустойчивости для слабодинамичного объекта для двух значений отношения сигнал/шум 35 и 44 дБГц .

Из приведенной таблицы следует, что лучшие характеристики по точности оценки задержки (дальности) обеспечивают алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте с 4-стробовым дискриминатором. Лучшую (на $3\text{--}4 \text{ дБ}$) помехоустойчивость обеспечивают также алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте.

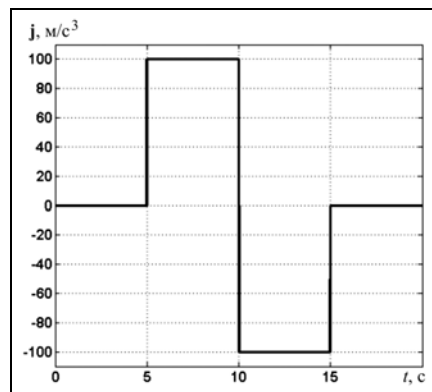


Рис. 2. Изменение рывка вдоль линии визирования

Таблица. Характеристики НАП для слабодинамичного объекта

Характеристика	$q_{с/n_0}$, дБГц	Тип ВД		
		2-стробовый	4-стробовый	На поднесущих частотах
σ_φ , град	35	8,6	8,6	12,0
	44	3,8	4,0	4,9
$\sigma_{f_{доп}}$, м/с	35	0,19	0,19	0,22
	44	0,15	0,15	0,16
σ_R , м	35	0,6	0,47	1,0
	44	0,27	0,21	0,42
K_n , дБ	35	39	39	35
	44	39	39	36

Реализации ошибок слежения за пилотной компонентой в НАП с обработкой на поднесущих частотах для сильнодинамичного объекта. Рассмотрим характеристики НАП для сильнодинамичного объекта.

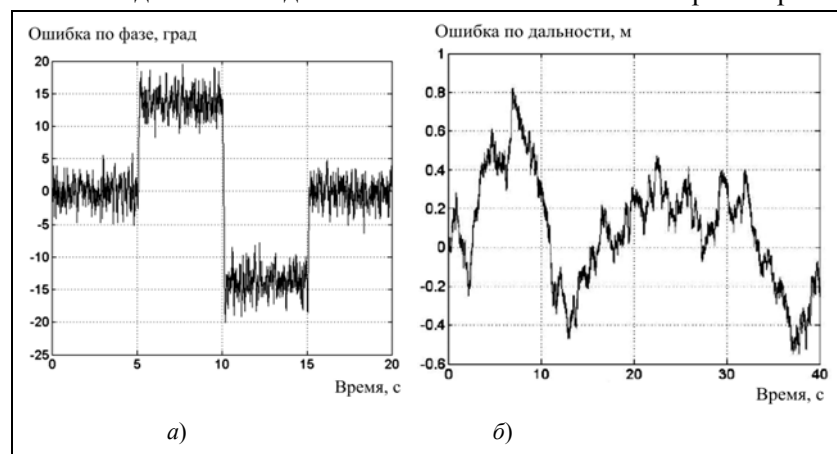


Рис. 3. Реализация погрешности слежения за фазой (а) и за задержкой (б) сигнала

слежения (за вычетом постоянной составляющей) равно приблизительно 4 град. Из рис. 3,б следует, что среднеквадратическая ошибка слежения за задержкой (дальностью) составляет примерно 0,35 м.

На рис. 3,а и б приведены ошибки слежения за фазой и задержкой соответственно в НАП с обработкой сигналов на поднесущих частотах при отношении сигнал/шум 45 дБГц.

Видно, как ошибка оценки фазы обрабатывает заданное значение рывка объекта.

Из приведенной на рис. 3,а зависимости видно, что наличие рывка в 10 м/с^3 приводит к постоянной составляющей в ошибке слежения в ± 12 град, что хорошо согласуется с теоретическими расчетами. Среднеквадратическое значение ошибки

Проведен сравнительный анализ характеристик трех алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС: двух алгоритмов с опорными сигналами на единой промежуточной частоте и двумя типами дискриминаторов задержки — 2- и 4-стробовыми, и оптимальных алгоритмов слежения с обработкой на поднесущих частотах.

При использовании алгоритмов слежения с обработкой на поднесущих частотах СКО слежения за фазой сигнала примерно в 1,3 раза больше, чем при использовании алгоритмов слежения с опорными сигналами на единой промежуточной частоте.

При использовании алгоритмов слежения с обработкой на поднесущих частотах СКО слежения за задержкой сигнала приблизительно в 2 раза больше, чем при использовании алгоритмов слежения с опорными сигналами на единой промежуточной частоте.

Использование 4-стробового дискриминатора задержки в алгоритмах слежения с опорными сигналами на единой промежуточной частоте позволяет снизить СКО оценки задержки примерно на 20% по сравнению со случаем использования 2-стробового дискриминатора задержки.

Лучшую (на 3–4 дБ) помехоустойчивость обеспечивают алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте в НАП для слабодинамичного объекта.

Литература

1. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
3. Wendel J., Schubert F.M, Hager S. A robust technique for unambiguous BOC tracking // Navigation journal of Institute of Navigation. 2014. V. 61. № 3. P. 179–190.
4. Перов А.И. Синтез и анализ алгоритма слежения за фазой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах // Вестник МЭИ. 2015. № 1. С. 91–95.
5. Перов А.И. Синтез и анализ когерентного алгоритма слежения за задержкой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах // Радиотехника. 2013. № 10. С. 92–97.
6. Castro D., Diez J., Fernández A., Sleewaegen J.-M. A New Unambiguous Low-Complexity BOC Tracking Technique/ION GNSS 19th International Technical Meeting of the Satellite Division. 26–29 September 2006. Fort Worth, TX. P. 1830–1835

Алгоритм формирования диаграммы направленности с ограничениями на значение мощности полезного сигнала

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

В.Н. Тяпкин – к.т.н., доцент, профессор, Военно-инженерный институт, ФГАО ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)
E-mail: tyapkin58@mail.ru

Д.Д. Дмитриев – к.т.н., доцент, Институт военного обучения, ФГАО ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)
E-mail: dmitriev121074@mail.ru

В.Г. Коннов – зам. ген. директора по научно-технической работе (технический директор), ФГУП НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

А.Б. Гладышев – аспирант, ФГАО ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)
E-mail: bitnik_57@front.ru

А.В. Соколовский – инженер 1-й категории, ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнева (г. Железногорск)
E-mail: sokolovskii_a@mail.ru

Рассмотрены теоретические основы двух классических алгоритмов формирования диаграммы направленности «Beamforming»: рекурсивный алгоритм фильтрации Калмана и рекурсивный алгоритм наименьших квадратов основанный на QR-разложении (QR-RLS). На основе этих двух алгоритмов в статье получен алгоритм минимизации шума на выходе антенной решетки, позволяющей сохранять постоянный уровень по полезному сигналу (MVDR).

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, адаптивные алгоритмы, фильтр Калмана, Recursive Least Squares (RLS)-рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов, QR-разложение.

The theoretical basis of the two classical algorithms beamforming "Beamforming": a recursive Kalman filter algorithm and the recursive least squares algorithm based on QR decomposition (QR-RLS).

On the basis of these two algorithms in the article an algorithm for minimizing the noise at the output of the antenna array, which allows to maintain a constant level for the wanted signal (MVDR).

Keywords: phased array, adaptive algorithms, Kalman filter, recursive algorithms least squares, QR decomposition.

Современные приемоиндикаторы глобальных спутниковых систем обладают существенным недостатком – низкой помехозащищенностью. Для решения данной проблемы помехозащищенные навигационные приемники строятся на основе фазированных антенных решеток (ФАР) с применением адаптивных методов формирования диаграммы направленности «Beamforming»

«Beamforming» широко используется в таких приложениях, как навигация, радиолокация, беспроводная связь и другие, и является одним из наиболее популярных методов цифрового формирования диаграммы направленности (ДН). Его основная функциональность заключается в формировании минимумов (провалов) в ДН антенной системы навигационного приемника в соответствующих «направлениях» на источники помех и максимумов в «направлении» на полезный сигнал. За счет этого компенсируется (подавляется) помеха и накапливается полезный сигнал с «направлений», отличных от помеховых. Итоговый эффект такой обработки определяется уровнем и полнотой использования имеющихся различий, а также качеством учета каждого из них, зависящим от степени известности статистических характеристик сигналов и помех [1–10].

Поскольку формирование луча происходит в цифровом виде, необходимо, чтобы применяемые цифровые технологии могли выполняться в режиме реального времени. Поэтому решение этой задачи происходит как на аппаратном, так и на программном уровне.

Алгоритм фильтрации Калмана. Алгоритм фильтрации Калмана является важным адаптивным алгоритмом обработки сигнала. Это эффективный рекурсивный фильтр, оценивающий вектор состояния динамической системы, используя ряд неполных и зашумленных измерений. Фильтр Калмана предназначен для рекурсивного дооценивания вектора состояния априорно известной динамической системы, т.е. для расчета текущего состояния системы необходимо знать текущее измерение, а также предыдущее

состояние самого фильтра. Таким образом, фильтр Калмана, подобно другим рекурсивным фильтрам, реализован во временном, а не в частотном представлении, но в отличие от других подобных фильтров фильтр Калмана оперирует не только оценками состояния, а ещё и оценками неопределенности (плотности распределения) вектора состояния, опираясь на формулу Байеса условной вероятности.

Традиционный фильтр Калмана имеет следующие параметры:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(n) &= \mathbf{K}(n, n-1) - \mathbf{F}(n, n+1) * \mathbf{G}(n) * \mathbf{C}(n) * \mathbf{K}(n, n-1); \\ \mathbf{G}(n) &= \mathbf{F}(n+1, n) * \mathbf{K}(n, n-1) * \mathbf{C}^H * [\mathbf{C}(n) * \mathbf{K}(n, n-1) * \mathbf{C}^H(n) + \mathbf{Q}_2(n)]^{-1}; \\ \alpha(n) &= y(n) - \mathbf{C}(n) * \mathbf{x}(n | y_{n-1}), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{C}(n)$ – матрица наблюдения; $\mathbf{F}(n, n+1)$ – переходная матрица состояния.

Для варианта невынужденной динамической модели шумовой процесс сходится к белому шуму с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Поэтому некоторые параметры из пространства состояний сходятся к постоянным и могут быть получены следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(n+1, n) &= \lambda^{1/2} \mathbf{I}, \quad \mathbf{C}(n) = \mathbf{u}^H(n), \quad \mathbf{Q}_2(n) = 1; \\ \mathbf{K}(n) &= \lambda^{-1} * \mathbf{K}(n-1) - \lambda^{-1/2} * \mathbf{g}(n) * \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{K}(n-1); \\ \mathbf{g}(n) &= \frac{\lambda^{-1/2} * \mathbf{K}(n-1) * \mathbf{u}(n)}{1 + \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{K}(n-1) * \mathbf{u}(n)}; \\ \alpha(n) &= y(n) = \mathbf{u}^H(n) * \mathbf{x}(n | y_{n-1}). \end{aligned} \quad (2)$$

Манипулируя полученными выражениями в уравнениях (2), можно наконец получить параметры для фильтра Калмана:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(n) &= \lambda^{-1/2} * \mathbf{K}^{-1}(n) * \mathbf{u}(n); \\ \mathbf{K}^{-1}(n) &= \lambda * \mathbf{K}^{-1}(n-1) + \mathbf{u}(n) * \mathbf{u}(n)^H; \\ \mathbf{K}^{-1}(n) * \mathbf{x}(n+1 | y_n) &= \lambda^{-1/2} * \mathbf{K}^{-1}(n-1) * \mathbf{x}(n | y_{n-1}) + \lambda^{-1/2} * \mathbf{u}(n) * y(n). \end{aligned} \quad (3)$$

Затем, переписав выражение $\mathbf{K}^{-1}(n) = \mathbf{K}^{-H/2}(n) \mathbf{K}^{-1/2}(n)$ и используя Лемму об обращении матриц, можно определить фильтр Калмана в форме предварительно массива и пост-массива следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \lambda^{1/2} * \mathbf{K}^{-H/2}(n-1) & \lambda^{1/2} * \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{x}^H(n | y_{n-1}) * \mathbf{K}^{-H/2}(n-1) & y^*(n) \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{1} \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{K}^{-H/2}(n) & \mathbf{0} \\ \mathbf{x}^H(n+1 | y_n) * \mathbf{K}^{-H/2}(n) & \alpha^*(n) * r^{-1/2}(n) \\ \lambda^{1/2} * \mathbf{u}^H(n) * \mathbf{K}^{1/2}(n) & r^{1/2}(n) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

С помощью полученного соотношения (4) можно рекурсивно вычислять коэффициенты фильтра Калмана.

Рекурсивный алгоритм наименьших квадратов, основанный на QR-разложении (QR-RLS). Рекурсивный алгоритм адаптивной фильтрации с использованием QR-разложения оценивает коэффициенты фильтра на текущем временном шаге через расчетный коэффициент фильтра на предыдущем шаге времени [1]. Благодаря своей рекурсивной природе алгоритм получил название Recursive Least Squares (RLS) – рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов.

Основная идея QR-факторизации состоит в сведении линейной системы к треугольной. Для этого исходная матрица представляется в виде произведения верхней треугольной матрицы \mathbf{R} и ортогональной матрицы \mathbf{Q} .

Пусть m и n – любое целое положительное число больше 0.

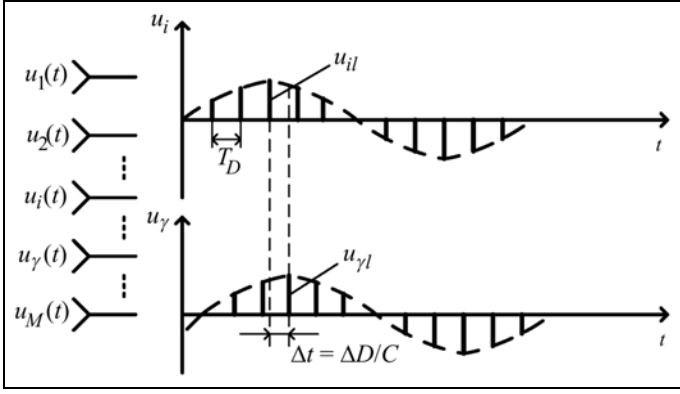


Рис. 1. Дискретизация помеховых колебаний

выходе i -го элемента ФАР представим в виде набора дискретных отсчетов мгновенных амплитуд u_{il} с периодом дискретизации $T_D = 1/2f_m$ (f_m – максимальная частота в спектре принимаемых помеховых колебаний) в соответствии с теоремой Котельникова (рис. 1). Здесь $i = 1, 2, \dots, M$; $l = 1, 2, \dots, k$ – число отсчетов дискрет.

Взаимная корреляция между сигналами i - и j -каналов определяется как среднеарифметическое значение корреляционных моментов $u_i u_j$

$$\text{по числу отсчетов } l \text{ от } 1 \text{ до } k - \varphi_{ij} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k u_{il} u_{jl} .$$

Вводя комплексные амплитуды мгновенных дискретных значений u_{il} и u_{jl} , комплексный взаимный корреляционный момент определим как

$$\hat{\mathbf{V}} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \frac{u_{il} u_{jl}^*}{2} . \quad (9)$$

Весовой вектор на временном шаге n определяется как

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{M-1}(n)]^T . \quad (10)$$

Целевая функция для алгоритма RLS определяется как

$$\delta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 , \quad (11)$$

где $e(i) = d(i) - \mathbf{w}^H(n) * \mathbf{u}(i)$.

Оптимальное значение \mathbf{w}^H , при котором целевая функция $\delta(n)$ минимизируется, могут быть определены в нормальной форме уравнения следующим образом:

$$\Phi(n) * \mathbf{w}(n) = \mathbf{z}(n) , \quad (12)$$

где $\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} * \mathbf{u}(i) * \mathbf{u}(i)^H$; $\mathbf{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} * \mathbf{u}(i) * \mathbf{d}^*(i)$.

Из (12) следует, что последние два уравнения можно переписать в рекурсивной форме:

$$\begin{aligned} \Phi(n) &= \lambda * \Phi(n-1) + \mathbf{u}(n) * \mathbf{u}(n)^H ; \\ \mathbf{z}(n) &= \lambda * \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{u}(n) * \mathbf{d}^*(n) . \end{aligned} \quad (13)$$

Для следующего шага используем лемму об обращении матриц.

Матрицы вида $\mathbf{A} + \alpha \mathbf{B} \mathbf{B}^{*T}$ обращаются по правилу Дуайра:

$$(\mathbf{A} + \alpha \mathbf{B} \mathbf{B}^{*T})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \frac{\alpha \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{B}^{*T} \mathbf{A}^{-1}}{1 + \alpha \mathbf{B}^{*T} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}} . \quad (14)$$

Используя данное соотношение, получаем

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} * \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} * \mathbf{k}(n) * \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{P}(n-1) , \quad (15)$$

где $\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n)$; $\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} * \mathbf{P}(n-1) * \mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1} * \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{P}(n-1) * \mathbf{u}(n)} = \mathbf{P}(n) * \mathbf{u}(n) = \Phi^{-1}(n) * \mathbf{u}(n)$.

С полученными соотношениями теперь можно вычислить выражение для весового вектора из нашего уравнения связи, указанной в (4):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{\Phi}^{-1}(n) * \mathbf{z}(n); \\
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{P}(n) * \mathbf{z}(n); \\
 \mathbf{w}(n) &= \lambda * \mathbf{P}(n) * \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n) * \mathbf{u}(n) * \mathbf{d}^*(n); \\
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{P}(n-1) * \mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n) * \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{P}(n-1) * \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n) * \mathbf{u}(n) * \mathbf{d}^*(n); \\
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \mathbf{k}(n) * \mathbf{u}(n)^H * \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{P}(n) * \mathbf{u}(n) * \mathbf{d}^*(n); \\
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) * \xi^*(n),
 \end{aligned} \tag{16}$$

где $\xi^*(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n-1) * \mathbf{u}(n)$.

Из уравнения (15) и уравнения (3) следует соответствие между алгоритмом RLS и фильтром Калмана. Переписав полученное ранее выражение

$$\mathbf{\Phi}(n) = \mathbf{\Phi}^{-1/2}(n) * \mathbf{\Phi}^{-n/2}(n) \tag{17}$$

и введя новую переменную

$$\mathbf{p}(n) = \mathbf{\Phi}^{n/2}(n) * \mathbf{w}(n) = \mathbf{\Phi}^{-1/2}(n) * \mathbf{z}(n), \tag{18}$$

можно представить алгоритм RLS в виде предварительного массива и пост-массива как мы описали алгоритм Кальмана ранее:

$$\begin{bmatrix} \lambda^{1/2} * \mathbf{\Phi}^{1/2}(n-1) & \mathbf{u}(n) \\ \lambda^{1/2} * \mathbf{p}^H(n-1) & d(n) \\ \mathbf{0}^T & 1 \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}^{1/2}(n) & \mathbf{0} \\ \mathbf{p}^H(n) & \xi(n) * \gamma^{-1/2}(n) \\ \mathbf{u}^H(n) * \mathbf{\Phi}^{-n/2}(n) & \gamma^{1/2}(n) \end{bmatrix}; \tag{19}$$

$$\mathbf{w}^H(n) = \mathbf{p}^H(n) * \mathbf{\Phi}^{-1/2}(n).$$

Алгоритм QR-RLS используется для решения задачи адаптивного формирования ДН из-за его эффективного рекурсивного характера, эффективной вычислительной структуры и численной устойчивости [6].

Алгоритм минимизации шума на выходе антенной решетки, позволяющей сохранять постоянный уровень по полезному сигналу (MVDR). Алгоритм MVDR позволяет получить выигрыш в отношении сигнал/шум в требуемом направлении при одновременном высоком подавлении принимаемых сигналов от источников помех, сочетая при этом в себе достоинства алгоритма QR-RLS.

Задача минимизации шума на выходе антенной решетки, позволяющей сохранять постоянный уровень по полезному сигналу, может быть сформулирована следующим образом:

$$\min_{\mathbf{w}(n)} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2, \tag{20}$$

где $e(i) = \mathbf{w}^H(n) * \mathbf{u}(i)$.

С введением ограничения

$$\mathbf{w}^H(n) * \mathbf{s}(\theta_0) = 1 \tag{21}$$

$\mathbf{s}(\theta_0)$ – это вектор, определяющий направление на источник сигнала.

Принимая введенное ограничение (21), весовой вектор для антенной решетки запишется в виде

$$\mathbf{w}(n) = \frac{\mathbf{\Phi}^{-1}(n) * \mathbf{s}(\theta_0)}{\mathbf{s}^H(\theta_0) * \mathbf{\Phi}^{-1}(n) * \mathbf{s}(\theta_0)}. \tag{22}$$

Определяя дополнительный вектор как: $\boldsymbol{\alpha}(n) = \mathbf{\Phi}^{-1/2}(n) * \mathbf{s}(\theta_0)$, можно переписать выражения для весового вектора, оценки ошибки и записать новое выражение оценки погрешности следующим образом:

$$\mathbf{w}(n) = \frac{\Phi^{-n/2}(n) * \mathbf{a}(n)}{\|\mathbf{a}(n)\|^2};$$

$$\mathbf{e}(n) = \frac{\mathbf{a}^H(n) * \Phi^{-1/2}(n) * \mathbf{u}(n)}{\|\mathbf{a}(n)\|^2}; \quad (23)$$

$$\mathbf{e}'(n) = \mathbf{a}^H(n) * \Phi^{-1/2}(n) * \mathbf{u}(n).$$

С введенными параметрами задачи алгоритма MVDR можно, наконец, решить проблему сохранения постоянного уровня по полезному сигналу алгоритма MVDR в QRRLS-алгоритме и представить алгоритм в виде предварительного массива и пост-массива следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \lambda^{1/2} * \Phi^{1/2}(n-1) & \mathbf{u}(n) \\ \lambda^{1/2} * \mathbf{a}^H(n-1) & d(n) \\ \mathbf{0}^T & 1 \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(n) = \begin{bmatrix} \Phi^{1/2}(n) & \mathbf{0} \\ \mathbf{a}^H(n) & -e'(n) * \gamma^{-1/2}(n) \\ \mathbf{u}^H(n) * \Phi^{-n/2}(n) & \gamma^{1/2}(n) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

После расчета параметров с помощью уравнения (24), можно оценить ошибку:

$$e(n) = \frac{-(-e'(n) * \gamma^{1/2}(n))}{\|\mathbf{a}(n)\|^2}. \quad (25)$$

Представление MVDR-алгоритма в виде систолического массива. Из полученных выражений следует, что расчет отклика ФАР алгоритмом MVDR и его предшественником, алгоритмом QR-RLS, включает в себя матричное умножение, которое предполагает ряд вращений Гивенса. Известно, что последовательная реализация матричного умножения, как правило, неэффективна и медленна. В частности, в системах обработки сигналов в реальном времени, использующих QR-RLS- и MVDR-алгоритмы формирования ДН, требуется более эффективный метод вычислений, чтобы улучшить пропускную способность в матричных вычислениях.

В 1978 г. Kung и Leiserson предложили систолические массивы для матричных вычислений в системах обработки сигнала на сверхбольших интегральных схемах (СБИС) [8]. Систолический массив основан на методе треугольных комплексных вращений и позволяет получить значительный выигрыш в производительности по сравнению с традиционно используемым методом комплексных вращений Гивенса.

В системе систолического массива существуют индивидуальные клетки обработки, расположенные в конкретной структуре. Каждая отдельная клетка системы имеет свою собственную функциональность обработки и собственную локальную память. Кроме того, только соседние клетки соединены одна с другой и нет прямой связи между клетками, которые не являются смежными.

Таким образом, когда данные подаются в систему систолического массива, клетки обработки на переднем конце системы будут обрабатывать данные, хранить необходимые из них в своей собственной локальной памяти, а затем передавать вперед на свои соседние ячейки. Клетки, которые получили пересылаемые данные из интерфейсных элементов, в свою очередь, обрабатывают результаты, хранят необходимые из них и направляют свои результаты своим соседним клеткам. Эта обработка и пересылка обработанных данных в каждой ячейке продолжается до тех пор, пока поток данных не достигнет конца системы, где и снимаются окончательные результаты расчета.

Таким образом, обработка данных проходит через всю систему таким же образом, как кровь от человеческого сердца ритмически подается по своим линиям до необходимых органов человека. Поэтому данную систему обработки, по аналогии с человеческим организмом, назвали *систолический матричный процессор*. Предложенная архитектура обеспечивает значительное сокращение времени, требуемого для выполнения QR-разложения, используя те же вычислительные ресурсы (вычислительные ячейки CORDIC). Вторым преимуществом предложенной схемы является то, что QR-разложение выполняется таким образом, чтобы верхняя треугольная матрица \mathbf{R} имела только действительные диагональные элементы. Данный факт существенно упрощает последующее обращение матрицы \mathbf{R} при использовании алгоритма обратной подстановки, требующего деления на диагональные элементы матрицы \mathbf{R} .

В алгоритме MVDR, представленном в уравнении (24), видно, что в результате умножения матриц на левой стороне предварительного массива применяют ряд вращений Гивенса, в пост-массиве получаем нижнюю треугольную матрицу и обнуляем входной $\mathbf{u}(n)$.

Количество элементов входного вектора $\mathbf{u}(n)$ соответствует числу антенн в случае формирования ДН по алгоритму MVDR.

Чтобы обнулить элементы входного вектора, требуется применить ряд операций вращений Гивенса. Количество необходимых операций является таким же, как число элементов во входе, потому что каждое вращение Гивенса обнулит ровно один элемент входного вектора. Таким образом, в общем случае, MVDR-алгоритм формирования ДН с K -антеннами требует K -операции вращения Гивенса в расчете пост-массива.

В расчетах операции вращения Гивенса могут быть выполнены параллельно, потому что нет зависимости данных между операцией вращения Гивенса на одном из входов и операцией вращения Гивенса при той же позиции на последующих итерациях, т.е. расчет вращения Гивенса для отдельного элемента входного вектора не требует результатов расчета на других элементах. Таким образом можно распараллелить операции вращения Гивенса.

Если рассмотрим вращения Гивенса, описанные выражениями (7) и (8), то увидим, что для каждой последовательности вращения Гивенса из соответствующей записи в пост-массиве изменяются только некоторые элементы из предварительного массива, а остальные элементы не изменяются. Для пояснения вышесказанного приведем шаг за шагом операции расчета алгоритма MVDR для трехэлементной решетки.

П е р в ы й ш а г :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{1,1} & 0 & 0 & u_1 \\ \Phi_{2,1} & \Phi_{2,2} & 0 & u_2 \\ \Phi_{3,1} & \Phi_{3,2} & \Phi_{3,3} & u_3 \\ \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos & 0 & 0 & -\sin' \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \sin & 0 & 0 & \cos \end{bmatrix}; \quad (26)$$

$$\Phi'_{1,1} = (\Phi_{1,1} \cdot \cos) + (u_1 \cdot \sin);$$

$$u'_1 = (\Phi_{1,1} \cdot (-\sin')) + (u_1 \cdot \cos) = 0;$$

$$\Phi'_{2,1} = (\Phi_{2,1} \cdot \cos) + (u_2 \cdot \sin);$$

$$u'_2 = (\Phi_{2,1} \cdot (-\sin')) + (u_2 \cdot \cos);$$

$$\Phi'_{2,2} = \Phi_{2,2};$$

$$\Phi'_{3,1} = (\Phi_{3,1} \cdot \cos) + (u_3 \cdot \sin);$$

$$u'_3 = (\Phi_{3,1} \cdot (-\sin')) + (u_3 \cdot \cos);$$

$$\Phi'_{3,2} = \Phi_{3,2};$$

$$\Phi'_{3,3} = \Phi_{3,3};$$

$$\alpha'_1 = \alpha_1 \cdot \cos;$$

$$\alpha'_2 = \alpha_2;$$

$$\alpha'_3 = \alpha_3;$$

$$\beta' = \alpha_1 \cdot (-\sin').$$

В т о р о й ш а г :

$$\begin{bmatrix} \Phi'_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ \Phi'_{2,1} & \Phi'_{2,2} & 0 & u'_2 \\ \Phi'_{3,1} & \Phi'_{3,2} & \Phi'_{3,3} & u'_3 \\ \alpha'_1 & \alpha'_2 & \alpha'_3 & \beta' \\ \beta' & \beta' & \beta' & \beta' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos & 0 & -\sin' \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \sin & 0 & \cos \end{bmatrix}; \quad (27)$$

$$\begin{aligned}
 \Phi'_{1,1} &= \Phi'_{1,1}; \\
 u''_1 &= 0; \\
 \Phi'_{2,1} &= \Phi'_{2,1}; \\
 \Phi'_{2,2} &= (\Phi'_{2,2} \cdot \cos) + (u'_2 \cdot \sin); \\
 u''_2 &= (\Phi'_{2,2} \cdot (-\sin')) + (u'_2 \cdot \cos) = 0; \\
 \Phi''_{3,1} &= \Phi'_{3,1}; \\
 \Phi''_{3,2} &= (\Phi'_{3,2} \cdot \cos) + (u'_3 \cdot \sin); \\
 u''_3 &= (\Phi'_{3,2} \cdot (-\sin^*)) + (u'_3 \cdot \cos); \\
 \Phi''_{3,3} &= \Phi'_{3,3}; \\
 \alpha''_1 &= \alpha'_1; \\
 \alpha''_2 &= (\alpha'_2 \cdot \cos) + (\beta' \cdot \sin); \\
 \alpha''_3 &= \alpha'_3; \\
 \beta'' &= ((\alpha'_2 \cdot (-\sin^*)) + (\beta' \cdot \cos)).
 \end{aligned}$$

Т р е т и й ш а г :

$$\begin{bmatrix} \Phi''_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ \Phi''_{2,1} & \Phi''_{2,2} & 0 & 0 \\ \Phi''_{3,1} & \Phi''_{3,2} & \Phi''_{3,3} & u''_3 \\ u''_1 & u''_2 & u''_3 & \beta'' \\ \beta'' & \beta'' & \beta'' & \beta'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos & -\sin' \\ 0 & 0 & \sin & \cos \end{bmatrix}; \tag{28}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi'''_{1,1} &= \Phi'_{1,1}; \\
 u'''_1 &= 0; \\
 \Phi'''_{2,1} &= \Phi''_{2,1}; \\
 u'''_2 &= 0; \\
 \Phi'''_{2,2} &= \Phi''_{2,2}; \\
 \Phi'''_{3,1} &= \Phi''_{3,1}; \\
 \Phi'''_{3,2} &= \Phi''_{3,2}; \\
 \Phi'''_{3,3} &= (\Phi''_{3,3} \cdot \cos) + (u''_3 \cdot \sin); \\
 u'''_3 &= (\Phi''_{3,3} \cdot (-\sin^*)) + (u''_3 \cdot \cos); \\
 \alpha'''_1 &= \alpha''_1; \\
 \alpha'''_2 &= \alpha''_2; \\
 \alpha'''_3 &= (\alpha''_3 \cdot \cos) + (\beta'' \cdot \sin); \\
 \beta''' &= ((\alpha''_3 \cdot (-\sin^*)) + (\beta'' \cdot \cos));
 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi'''_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ \Phi'''_{2,1} & \Phi'''_{2,2} & 0 & 0 \\ \Phi'''_{3,1} & \Phi'''_{3,2} & \Phi'''_{3,3} & 0 \\ \alpha'''_1 & \alpha'''_2 & \alpha'''_3 & ?''' \\ \beta''' & \beta''' & \beta''' & \beta''' \end{bmatrix};$$

На рис. 2 представлена схема треугольного систолического массива (ТСМ), который может быть использован для вычисления QR-разложения матрицы размерности 3×3 .

Элементарное время работы ТСМ называется *систолическим циклом*. За время систолического цикла происходят выполнение одной операции в вычислительных процессорах и передача полученных данных другим узлам ТСМ, после чего начинается следующий систолический цикл.

Также на рис. 2 показана организация входных и выходных потоков данных. Входной вектор будет загружаться со сдвигом строчек во времени на один систолический цикл.

Квадратные клетки образуют внутренние ячейки, ответственные за вычисление элементарных вращений Гивенса для элементов матрицы, согласно выражению (7). Кроме того, осуществляется дополнительный расчет ошибки $e(n)$ согласно выражению
$$e(n) = \frac{-(-e'(n) * \gamma^{-1/2}(n) * \gamma^{1/2}(n))}{\|a(n)\|^2}$$
 в самой правой окрестности клетки, помеченной как «x».

Ячейки, изображенные окружностью, в стандартной терминологии называются *ячейками границы*, – рассчитывают значения на границе ячеек, т.е. диагональные элементы преобразованной матрицы.

Предложенная архитектура треугольного систолического массива на основе метода треугольных комплексных вращений, оптимизирована для реализации в сверхбольших интегральных схемах, позволяя эффективно выполнять операцию QR-разложения комплексных матриц. По сравнению с алгоритмом QR-RLS предложенная архитектура может обеспечить выигрыш до 35% во времени вычисления QR-разложения.

Литература

1. Dick C., Harris F., Pajic M., and Vuletic D. Implementing a Real-Time Beamformer on an FPGA Platform: We designed a flexible QRD-based beamforming engine using Xilinx System Generator // XCell Journal. 2007. P. 36–40.
2. Bindel D., Demmel J., and Kahan W. On Computing Givens Rotations Reliably and Efficiently // Acm. Trans. Mathematical Software. 2002. P. 206–238.
3. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника. 2007. 512 с.
4. Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Коннов В.Г., Фомин А.Н. Метод определения вектора спектральных коэффициентов по критерию отношения правдоподобия // Вестник СибГАУ им. акад. М. Ф. Решетнева. 2012. Вып. 3(43). С. 76–79.
5. 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.
6. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 4-е изд., перераб. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
7. 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.
8. 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.
9. 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.
10. Fateev Y.L., Dmitriev D.D., Tyapkin V.N., Garin E.N., Shaidurov V.V. The phase ambiguity resolution in the angle-measuring navigation equipment // In: AIP Conference Proceedings. Ser. «International Conference on Analysis and Applied Mathematics, ICAAM 2014». 2014. С. 12–15.

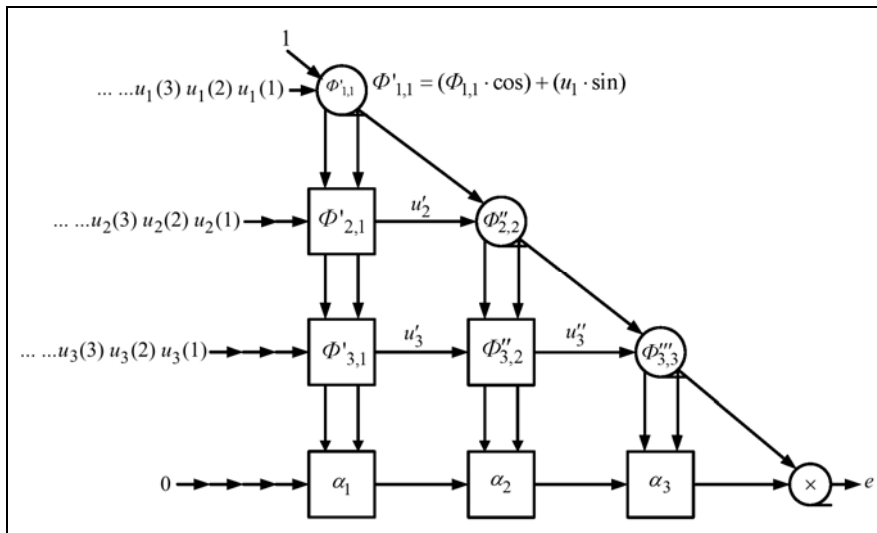


Рис. 2. Схема треугольного систолического массива

Фазовые измерения

в адаптивном пространственно-временном формирователе лучей

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

В.Н. Харисов – д.т.н., профессор, нач. отдела НИР,
Департамент навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: vhar@list.ru

П.М. Головин – науч. сотрудник,
Департамент навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: pavelgolovin1234@bk.ru

П.В. Медведев – к.т.н., науч. сотрудник отдела НИР,
Департамент навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: pmedvedev@abselectro.com

В.С. Павлов – вед. инженер, отдел ОКР,
Департамент навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: ra4sbc@mail.ru

А.В. Пастухов – к.т.н., нач. отдела ОКР,
Департамент навигационных и связанных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс» (Москва)
E-mail: apastukhov@abselectro.com

А.А. Оганесян – к.т.н., доцент, ВА РВСН
E-mail: glonass-gnss@yandex.ru

А.В. Пельтин – к.т.н., ст. науч. сотрудник, НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана
E-mail: peltosha@mail.ru

Представлен помехоустойчивый алгоритм адаптивного формирователя лучей, сохраняющий фазовые соотношения для сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Дано описание экспериментального стенда и приведены результаты исследований.

Ключевые слова: ГНСС, пространственно-временная обработка, адаптивный формирователь лучей, фазовые измерения.

Algorithm of adaptive beamformer preserving the phase relations for the GNSS signals is presented. The description of the experimental stand and results of researches are discussed.

Keywords: GNSS, space-time processing, adaptive beamformer, phase measurement.

Одним из перспективных направлений в области помехоустойчивого приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является разработка пространственно-временного адаптивного формирователя лучей (beamformer), как дальнейшего развития алгоритмов адаптивного формирования нулей (корреляционный автокомпенсатор). Необходимость дальнейшего развития алгоритмов связана с проблемами, которые невозможно решить в рамках применения алгоритмов формирования нулей. Речь идёт о сохранении фазовых соотношений принятых полезных сигналов в условиях воздействия помех. Актуальность разработки алгоритмов адаптивных формирователей лучей связана с широким классом специализированной навигационной аппаратуры, работа которых базируется на фазовых решениях: угломерные устройства, аппаратура контрольно-корректирующих станций, геодезическая аппаратура.

Как известно, создание алгоритмов и устройств, обеспечивающих подавление помех с сохранением фазы сигнала, принципиально основано на тесном взаимодействии собственно приёмной части приёмника, обрабатывающей сигнал, и части, осуществляющей подавление помех, как в смысле знания вектора направления на помеху, так и информации о влиянии алгоритмов компенсации на сигнал. Исследования показывают, что решение проблемы обеспечения помехоустойчивости с сохранением фазы сигнала возможно на основе использования алгоритма адаптивного формирователя лучей. Для обеспечения гарантированно высокого качества подавления помех в условиях неидеальностей трактов и наличия отражений помеховых излучений должны использоваться пространственно-временные алгоритмы.

Специализированный стенд. Для исследования алгоритмов адаптивного формирователя лучей использован специализированный стенд. Схема стенда представлена на рис. 1.

В антенном блоке сигналы принимаются на четырехэлементную антенную решётку и после прохождения радиочастотного тракта по высокочастотному кабелю поступают на вход регистратора, установленного в ПЭВМ. В регистраторе происходят оцифровка сигнала и её запись на жёсткие диски. Технически возможно осуществлять достаточно длительные записи сигналов – порядка единиц и десятков минут. Полученные данные могут быть обработаны различными алгоритмами в постобработке. Это является основной особенностью данного специализированного стенда. Аппаратная поддержка стенда по возможности осуществления длительных записей сигналов позволяет детально исследовать не только пространственно-временные алгоритмы, но и алгоритмы вторичной обработки – т.е. реализовать полностью приёмник ГНСС.

На рис. 2–4 представлены состав, внешний вид и взаимное расположение компонентов стенда и дополнительного оборудования.

Некоторые результаты исследования. Основной целью исследований являлась сравнительная оценка функционирования алгоритмов адаптивного формирователя лучей и адаптивного формирователя нулей (пространственно-временного компенсатора помех) в условиях изменяющейся помеховой обстановки.

На рис. 5 представлены отношения сигнал/шум для различных алгоритмов в условиях меняющейся помеховой обстановки. Видно, что алгоритмы пространственно-временного подавления помех обеспечили функционирование в условиях помех. В алгоритме пространственной фокусировки (без подавления) произошёл срыв в схемах слежения. В условиях отсутствия помех алгоритм адаптивного формирователя лучей имеет преимущества по сравнению с алгоритмом адаптивного формирования нулей, а в условиях помех – не уступает по характеристикам алгоритму адаптивного формирования нулей.

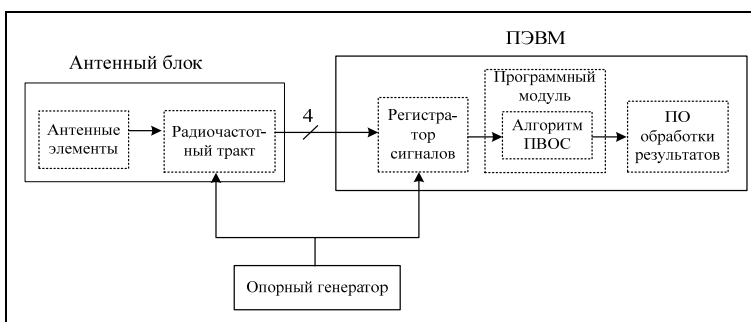


Рис. 1. Структурно-функциональная схема адаптивного формирователя лучей

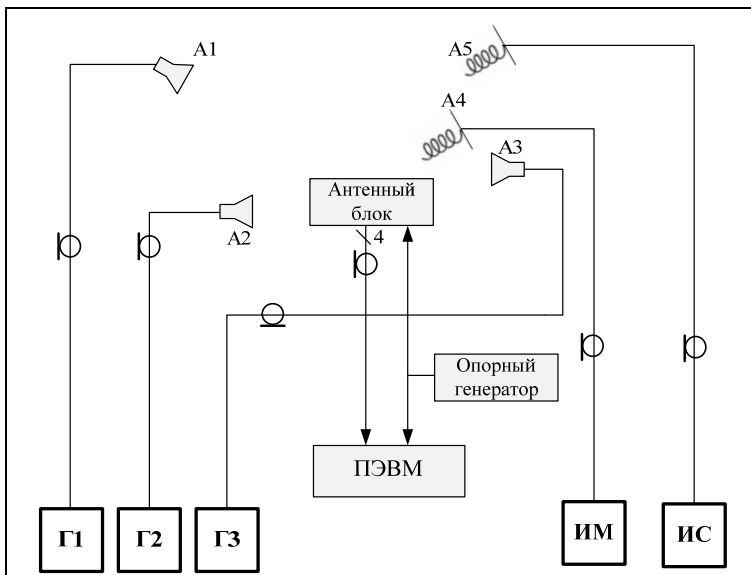


Рис. 2. Схема специализированного стенда: Г1, Г2, Г3 – генераторы помеховых сигналов; А1, А2, А3 – антенны генераторов помех; ИМ – измеритель мощности; А4 – антенна ИМ; ИС – источник полезных сигналов; А5 – антенна ИС

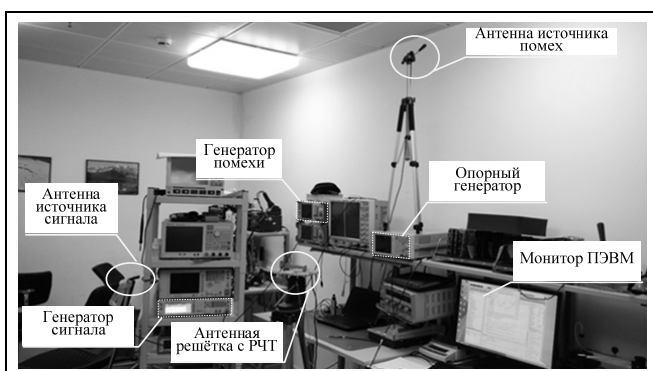


Рис. 3. Общий вид размещения оборудования

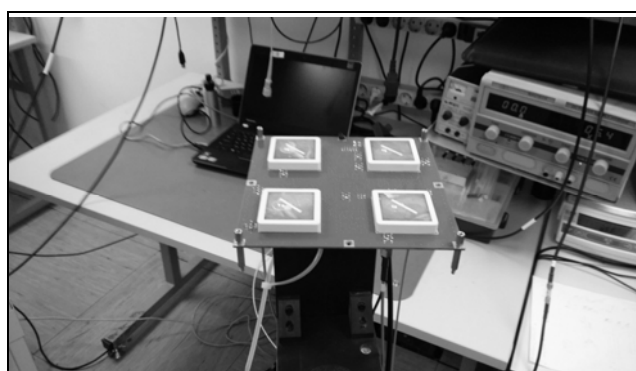


Рис. 4. Четырехэлементная антенная решётка с радиочастотными трактами

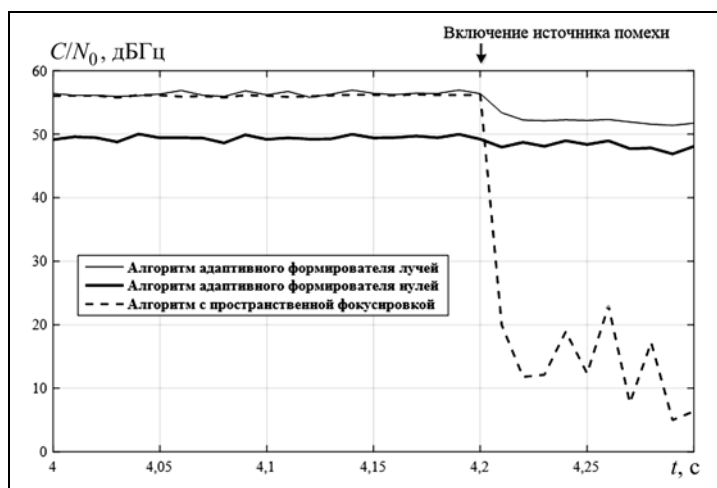


Рис. 5. Отношение сигнал/шум для различных алгоритмов в условиях включения помехи

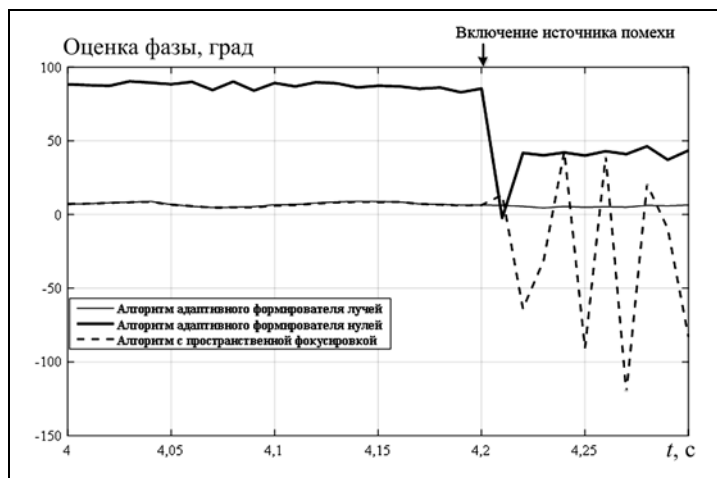


Рис. 6. Оценка фазы сигнала для различных алгоритмов в условиях включения помехи

На рис. 6 представлены результаты оценки фазы сигналов также для трех различных алгоритмов обработки. Из приведенных графиков можно сделать следующие выводы.

Во-первых, пространственно-временной алгоритм адаптивного формирования нулей (компенсатор помех) сохраняет работоспособность в условиях воздействия помехи, однако оценка фазы несущей сигнала при изменении помеховой обстановки (в данном случае – включение помехи) претерпевает случайное непредсказуемое изменение (в данном случае – скачок).

Во-вторых, видно, что в пространственно-временном алгоритме адаптивного формирования лучей значение оценки фазы несущей (в пределах флуктуационной ошибки) не претерпевает сколь-нибудь существенных изменений в момент включения помехи, т.е. значение оценки фазы не искажается при изменении помеховой обстановки. Различие в оценках фазы в алгоритмах до включения помехи объясняется тем, что в компенсаторе значение фазы сигнала искажается и зависит от помеховой обстановки (в том числе и в отсутствие помехи) в отличие от «бимформера», в котором значение фазы сигнала не искажается. Отметим также, что в алгоритме только с пространственной фокусировкой (без пространственного подавления помех) после включения помехи фактически происходит срыв слежения за фазой.

Макетирование полностью подтвердило правильность выводов – пространственно-временной алгоритм адаптивного формирования луча обеспечивает сохранение фазы полезного сигнала как в режиме без помех, так и в условиях наличия мощных помех. Отработанный алгоритм адаптивного формирователя лучей пригоден для практической реализации на программируемых логических интегральных схемах и сверхбольших интегральных схемах и позволяет реализовать помехоустойчивые контрольно-корректирующие станции, беззапросные измерительные системы, угломеры, геодезическую аппаратуру.

Литература

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 1991. 608 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е, перераб. и доп. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
3. Parkinson B.W., Spilker J.J. Global Positioning System: Theory and Applications. V. 1. Washington: AIAA, Inc. 1996.
4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / пер. с англ. / под ред. В.А. Лексащенко. М.: Радио и связь. 1986.
5. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Алгоритмы оптимальной фильтрации при пространственно-многоканальном приеме в условиях быстрых изменений сигнально-помеховой ситуации. М.: Радиотехника (Приложение к журналу). Пространственно-временная обработка сигналов в системах радиосвязи. 1992. С. 23–29.
6. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Потенциальные характеристики адаптации пространственно-временной обработки для СРНС // Радиотехника (Журнал в журнале). 2002. № 7. С. 82–87.
7. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Адаптивные формирователи лучей для повышения помехоустойчивости приемников СРНС // Радиотехника. 2008. № 7. С. 45–50.

Оценка эффективности работы пространственно-временного алгоритма подавления помех при наличии неидентичности частотных характеристик аналоговых трактов навигационной аппаратуры потребителей

© Авторы, 2016
 © ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

П.С. Грибов – инженер-программист, ЗАО «КБ НАВИС» (Москва)
 E-mail: gribov_ps@navis.ru

Рассмотрена эффективность работы многоканального пространственно-временного алгоритма адаптивной фильтрации при наличии неидентичности частотных характеристик приемных трактов навигационной аппаратуры потребителей. Предложена методика исследования, позволяющая оценить эффективность работы алгоритма в различных помеховых обстановках. Получены экспериментальные зависимости среднего уровня подавления помех от порядка адаптивных фильтров в компенсационных каналах.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, компенсация, пространственно-временная обработка сигналов, неидентичность частотных характеристик РЧ-трактов, помехозащита НАП.

This paper investigates the performance of a multi-channel space-time adaptive filtering algorithm in the case of non-identical channels of a GNSS receiver. A method which allows to estimate the performance of the algorithm in different jammer scenarios is suggested. The method is used to obtain experimental data showing the correspondence between suppression level of medium power jammers and the order of channel adaptive filters in auxiliary channels.

Keywords: adaptive antenna array, compensation, space-time adaptive processing, non-identity of RF path, anti-jam GNSS receiver.

Имитационная модель. На рис. 1 изображена схема модуля помехозащиты навигационной аппаратуры потребителей (НАП), которая используется для построения имитационной модели.

Кратко рассмотрим основные этапы функционирования модели. Получение сигналов АР: входные помеховые сигналы генерируются в виде своих комплексных амплитуд и умножаются на фазовые множители, описывающие взаимную ориентацию источников сигналов АР; полученные сигналы складываются с собственными шумами НАП, приведенными к входу. В модели используется 4-элементная АР типа квадрат с изотропными характеристиками направленности антенных элементов. Полученная аддитивная смесь переносится на промышленную частоту (ПЧ) и пропускается через каналные фильтры, аппроксимирующие аналоговые тракты НАП. Частотные характеристики каналных фильтров соответствуют низкочастотным эквивалентам полосовых ПАВ и керамических фильтров на ПЧ. Для получения низкочастотных эквивалентов использовались результаты измерения S-параметров реальных фильтров радиочастотных (РЧ) трактов НАП. После фильтрации на ПЧ сигналы квантуются по уровню в АЦП и переносятся на нулевую частоту с помощью квадратурного гетеродина и ФНЧ. Полученные квадратурные сигналы поступают на вход модуля ПВОС, где решается задача компенсации помех. Обработка сигналов П-В алгоритмом реализуется в комплексной форме; очищенные от помех сигналы могут поступать сразу на аппаратные корреляторы НАП.

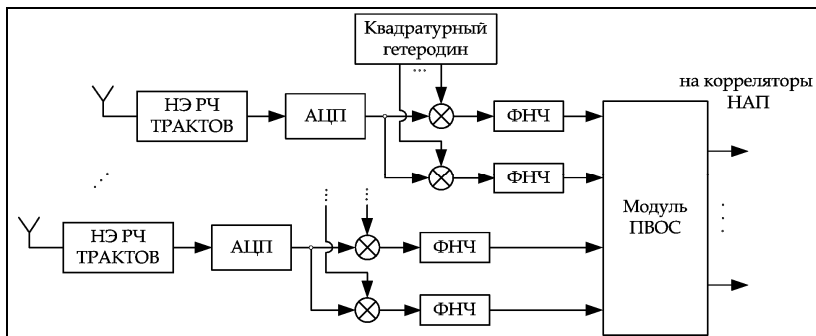


Рис. 1. Схема модуля помехоподавления

Полученная аддитивная смесь переносится на промышленную частоту (ПЧ) и пропускается через каналные фильтры, аппроксимирующие аналоговые тракты НАП. Частотные характеристики каналных фильтров соответствуют низкочастотным эквивалентам полосовых ПАВ и керамических фильтров на ПЧ. Для получения низкочастотных эквивалентов использовались результаты измерения S-параметров реальных фильтров радиочастотных (РЧ) трактов НАП. После фильтрации на ПЧ сигналы квантуются по уровню в АЦП и переносятся на нулевую частоту с помощью квадратурного гетеродина и ФНЧ. Полученные квадратурные сигналы поступают на вход модуля ПВОС, где решается задача компенсации помех. Обработка сигналов П-В алгоритмом реализуется в комплексной форме; очищенные от помех сигналы могут поступать сразу на аппаратные корреляторы НАП.

Рассмотрим функционирование П-В алгоритма адаптации вектора весовых коэффициентов (ВВК); структурная схема алгоритма приведена на рис. 2, где $\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_4$ – комплексные сигналы каналов НАП; \dot{d} и $\dot{\varepsilon}$ – опорный сигнал и сигнал ошибки соответственно; $\dot{\mathbf{w}}$ – ВВК многоканального адаптивного КИХ-фильтра; $\dot{\mathbf{w}}_{1, \dots, 3L} = [\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_L, \dot{w}_{L+1}, \dots, \dot{w}_{3L}]^T$; L – порядок адаптивного КИХ-фильтра в каждом компенси-

онном канале; $\dot{\mathbf{x}}_{1,\dots,3L} = [\dot{x}_2(k), \dot{x}_2(k-1), \dots, \dot{x}_2(k-L+1), \dot{x}_3(k), \dot{x}_3(k-1), \dots, \dot{x}_3(k-L+1)]^T$ – вектор входной выборки сигналов многоканального адаптивного фильтра; дискретное время t_k заменяется индексом k .

Ниже приводится математическая запись пространственно-временного алгоритма адаптации ВВК:

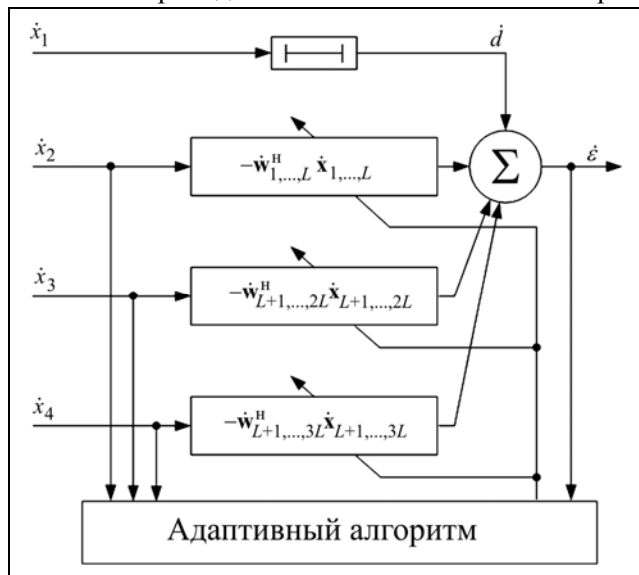


Рис. 2. Схема алгоритма

$$1) \dot{d}(k) = \dot{x}_1(k-n);$$

$$2) \dot{\varepsilon}(k) = \dot{d}(k) - \dot{w}(k-1)^H \dot{x}(k);$$

$$3) \dot{w}(k) = \dot{w}(k-1) + \mu \dot{\varepsilon}(k)^* \dot{x}(k).$$

Индекс n определяет задержку сигнала в опорном канале; μ – шаг сходимости алгоритма; верхний индекс $(\cdot)^H$ означает операцию эрмитового сопряжения.

Методика. Показателем качества работы алгоритма выбирается коэффициент подавления K_{Π} , равный отношению мощности сигнала на входе алгоритма к мощности сигнала на выходе алгоритма при единичном коэффициенте передачи сигнала по опорному каналу:

$$K_{\Pi} = 10 \log \left(\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} \right) \text{ [дБ]}.$$

В нашем случае $P_{\text{вх}}$ соответствует мощности сигнала \dot{x}_1 , а $P_{\text{вых}}$ – мощности сигнала ошибки $\dot{\varepsilon}$.

Оценка эффективности подавления помех П-В алгоритмом должна быть статистической; это связано с тем, что при изменении направлений прихода помех на АР уровень подавления изменяется. Для формирования статистической оценки необходимо провести ряд независимых измерений K_{Π} , в каждом из которых направления прихода помех выбираются случайным образом. Пусть угловые координаты направления прихода помех распределены по равномерному закону для угла места $\theta_{\Pi} \in [0, 90]$ град и для угла азимута $\varphi_{\Pi} \in [0, 360]$ град.

Модель сознательно упрощается с целью исключения иных дестабилизирующих факторов кроме неидентичности частотных характеристик РЧ-трактов. Приведем список принятых упрощений:

- Не учитывается конечный динамический диапазон аналоговых трактов НАП; насыщение может произойти только в АЦП.
- Не учитывается влияние нестабильности частоты опорных генераторов, все частотные преобразования выполняются точно.
- Точность промежуточных вычислений (алгоритм ПВОС) не ограничена конечной разрядностью устройства цифровой обработки сигналов (ЦОС).
- Элементы АР характеризуются изотропной ДН.

Полученные таким образом оценки K_{Π} можно считать потенциально достижимыми для заданной неидентичности РЧ-трактов.

Ниже приводятся значения основных параметров имитационной модели и характеристики сигналов помех.

Параметры модели:

частота дискретизации – $F_d = 100$ МГц;

промежуточная частота – $f_{\text{пч}} = 25$ МГц;

АР типа квадрат, расстояние между элементами $d = \lambda/2$, длина волны $\lambda = 0,187$ м (1602 МГц);

14-разрядный АЦП.

Сигналы помех представляют собой широкополосные случайные процессы с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе; для получения таких сигналов комплексный белый гауссов-

ский шум пропускается через ФНЧ с заданной полосой. Ширина спектра помех составляет 20 МГц, помехи воздействуют на промежуточной частоте 25 МГц. Мощность помеховых сигналов выбирается таким образом, чтобы помехи перекрывали весь динамический диапазон 14-разрядного АЦП, но не вводили его в насыщение. Для описания мощностных характеристик помехи будем использовать отношение J/N , равное отношению мощности помехового сигнала к мощности собственного шума НАП в полосе пропускания радиоприемных трактов.

Экспериментальные результаты. Результаты измерений представлены для двух вариантов аппроксимации частотных характеристик радиотрактов – аппроксимации по характеристикам керамических и ПАВ-фильтров.

Оценка коэффициента подавления формируется на основе 23 независимых измерений K_{Π} для случаев воздействия одной, двух и трех помех и заданного порядка адаптивного фильтра. В качестве оценки коэффициента подавления будем использовать математическое ожидание выборки $K_{\Pi,i}$, полагая, что

её закон распределения нормальный. Тогда $M\{K_{\Pi}\} = \frac{\sum_{i=1}^{N} K_{\Pi,i}}{N}$, где N – длина выборки.

Результаты измерений (аппроксимация ПАВ). На рис. 3, а, б представлены семейства АЧХ и ФЧХ радиочастотных трактов модели. На рис. 4, а, б изображены зависимости, характеризующие амплитудную и фазовую неидентичность характеристик фильтров – разностные АЧХ и ФЧХ относительно характеристики опорного тракта.

В табл. 1 сведены значения $M\{K_{\Pi}\}$ при изменении количества помех и порядка адаптивного КИХ фильтра в компенсационных каналах. Результаты получены при аппроксимации частотных характеристик РЧ-трактов модели S-параметрами полосовых фильтров ФП-647 на ПАВ. В каждом приемном канале модели используются два последовательно включенных ПАВ-фильтра. Время моделирования работы системы для каждого измерения составляет 20 мс.

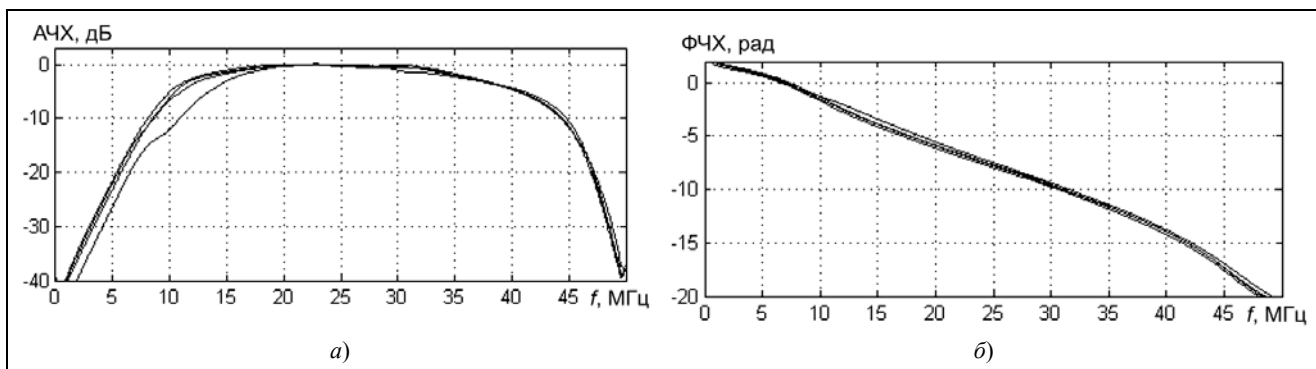


Рис. 3. АЧХ (а) и ФЧХ (б) радиочастотных трактов для модели ПАВ

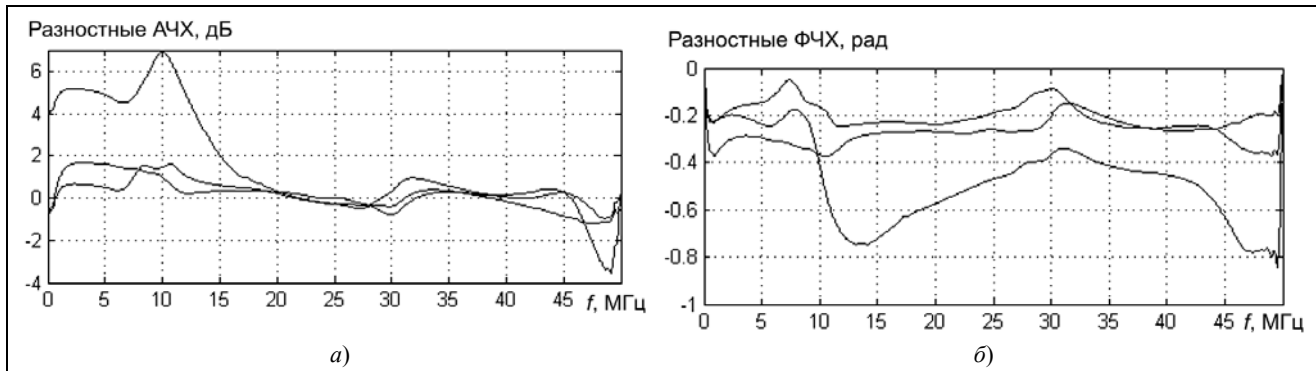


Рис. 4. Разностные АЧХ (а) и ФЧХ (б) для модели ПАВ

Таблица 1. Результаты измерения (аппроксимация ПАВ)

Порядок адаптивного фильтра N	Одна помеха ($J/N = 65$ дБ)	Две помехи ($J/N = 62$ дБ)	Три помехи ($J/N = 60$ дБ)
	$M\{K_n\}$, дБ	$M\{K_n\}$, дБ	$M\{K_n\}$, дБ
51	61,50	54,51	48,64
43	59,37	52,58	48,00
31	58,40	50,77	45,80
23	57,38	47,28	42,20
17	54,80	43,93	37,78
11	50,51	41,06	34,56
3	44,48	33,66	25,88
2	41,64	29,79	22,57
1	40,24	23,48	18,80

Результаты измерений (аппроксимация КЕРАМИКА). Радиочастотные тракты имитационной модели аппроксимируются S-параметрами блока малошумящих устройств, выполненного на керамических фильтрах. На рис. 5 и 6 представлены семейства частотных характеристик радиочастотных трактов, используемых в модели, а в табл. 2 – оценки K_n при изменении порядка адаптивных фильтров в компенсационных каналах и количества помех. Время моделирования работы системы для каждого измерения составляет 20 мс.

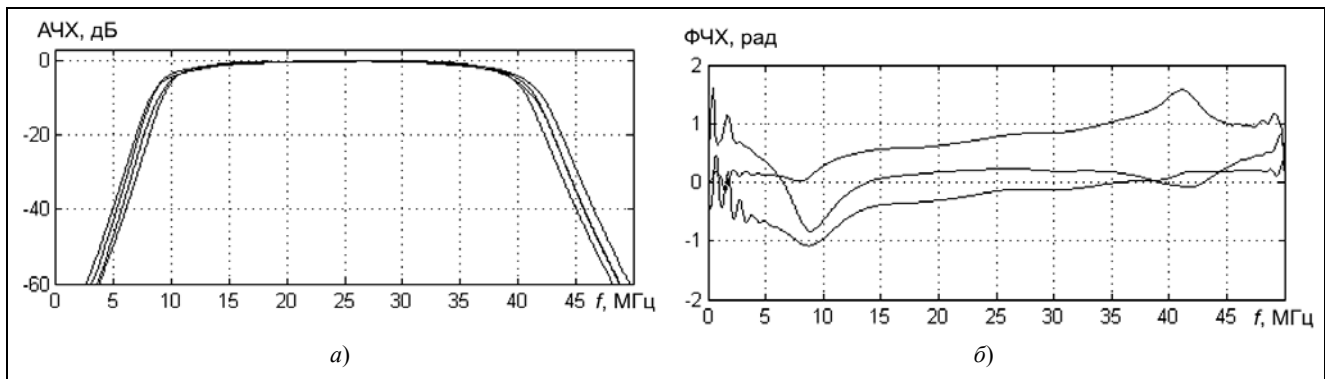


Рис. 5. АЧХ (а) и ФЧХ (б) радиочастотных трактов для модели КЕРАМИКА

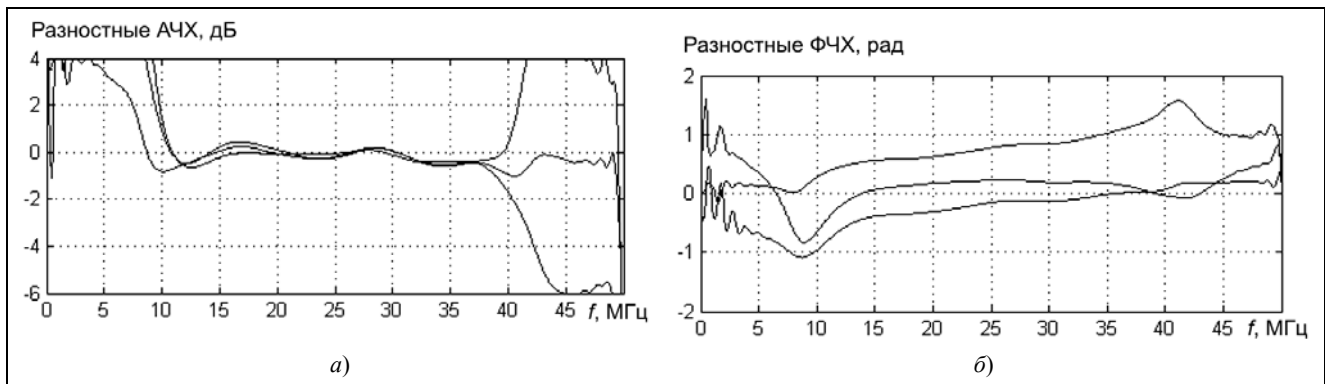


Рис. 6. Разностные АЧХ (а) и ФЧХ (б) для модели КЕРАМИКА

Таблица 2. Результаты измерения (аппроксимация КЕРАМИКА)

Порядок адаптивного фильтра N	Одна помеха ($J/N = 65$ дБ)	Две помехи ($J/N = 62$ дБ)	Три помехи ($J/N = 60$ дБ)
	$M\{K_n\}$, дБ	$M\{K_n\}$, дБ	$M\{K_n\}$, дБ
43	62,7	59,76	56,11
31	62,14	59,74	55,31
23	60,6	55,56	50,76
17	59,77	52,17	48,19
13	54,88	47,71	44,04
3	46,69	35,40	31,56
2	37,57	30,15	27,64
1	33,75	23,06	18,36

Сравнение результатов для керамических и ПАВ фильтров. На рис. 7 построены зависимости среднего уровня подавления помех от порядка адаптивного КИХ-фильтра в компенсационных каналах $M\{K_n(N)\}$ при воздействии одной, двух и трех помех. На каждом рисунке представлены зависимости для керамических и ПАВ-фильтров.

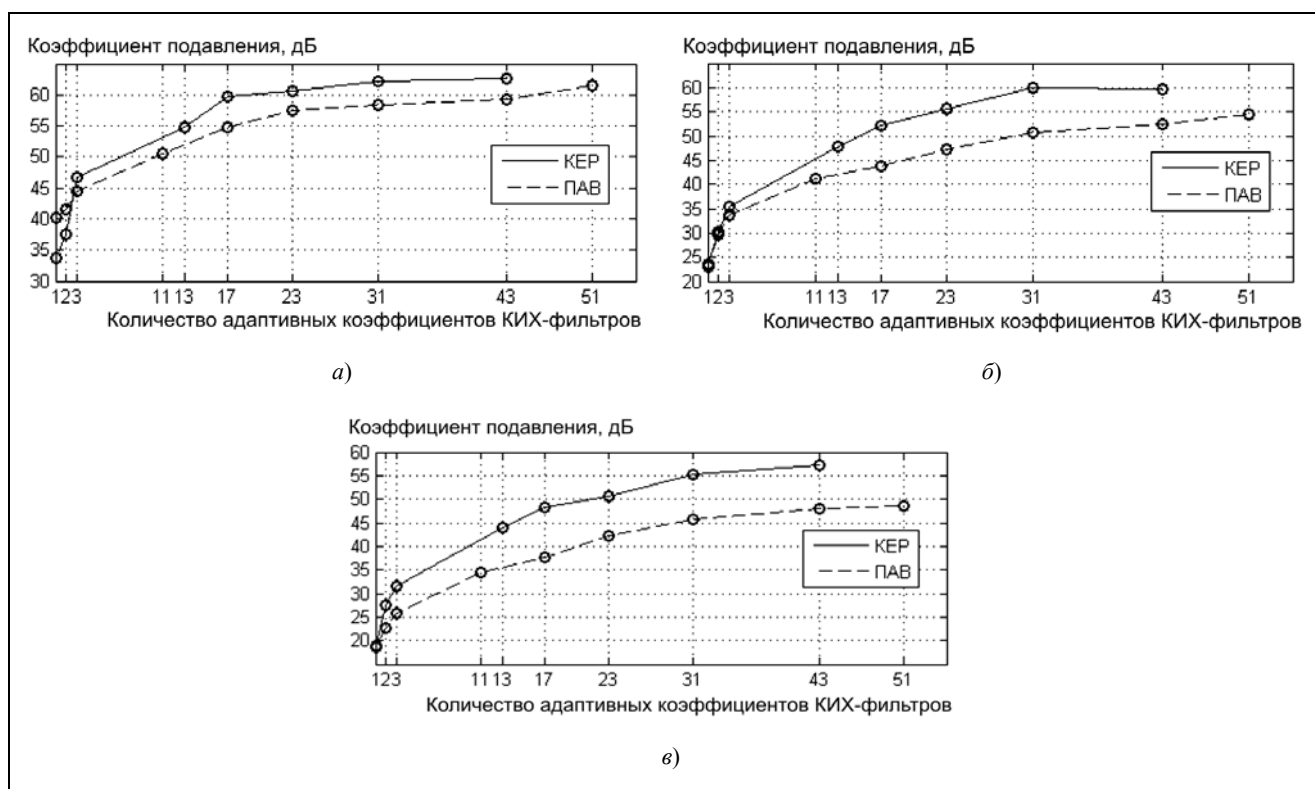


Рис. 7. Графики зависимости коэффициента подавления от порядка адаптивного фильтра при воздействии одной (а), двух (б) и трех (в) помех

Все зависимости $M\{K_n(N)\}$ – функции возрастающие, что говорит об очевидном преимуществе П-В алгоритмов над пространственными (при $N = 1$) в условиях неидентичности КЧХ РЧ-трактов.

Оценку эффективности работы П-В алгоритма рассмотрим для наиболее неблагоприятного случая, при воздействии трех помех. Из рис. 7 видно, что полное подавление помех для керамических фильтров наблюдается при $N = 43$; для фильтров на ПАВ полного подавления не наблюдалось во всем диапазоне изменения порядка адаптивных фильтров $1 \leq N \leq 51$. Использование в РЧ-трактах НАП фильтров с большей степенью неидентичности (ПАВ) снижает эффективность подавления при ПВОС на 5-10 дБ по сравнению с фильтрами, обладающими меньшей степенью неидентичности КЧХ (керамика), для фиксированного порядка N адаптивных фильтров.

Литература

1. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Эффективность пространственной обработки для СРНС // Радиотехника. 2002. № 7. С. 88.
2. Ефименко В.С., Харисов В.Н., Давыденко И.Н., Папушой В.И. Модель компенсатора помех с куоррекцией частотных характеристик каналов // Радиотехника. 2003. № 7. С. 62.
3. Ефименко В.С., Пастухов А.В., Харисов В.Н. Экспериментальные исследования цифровых корректирующих фильтров в каналах антенных компенсаторов помех // Радиотехника 2008. № 7. С. 56.
4. Яскин Ю.С., Харисов В.Н., Ефименко В.С., Бойко С.Н., Быстраков С.Г., Пастухов А.В., Савельев С.А. Характеристики подавления помех в первом образце помехоустойчивой аппаратуры потребителей СРНС ГЛОНАВСС GPS с адаптивной антенной решеткой // Радиотехника. 2010. № 7. С. 127.

ВНИМАНИЕ!

В Издательстве «Радиотехника» вышла в свет книга

Радиоавтоматика

Авторы

А.И. Перов, В.Н. Замолотчиков, 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 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

Метод пространственной фильтрации имитационных помех глобальных навигационных спутниковых систем

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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

E-mail: shatilov@navis.ru

Д.Ю. Тюфтяков – вед. инженер-программист, ЗАО «КБ НАВИС» (Санкт-Петербург)

E-mail: tyufyakov_dy@navis.ru

Исследован метод пространственной фильтрации имитационных помех глобальных навигационных спутниковых систем. Предложена структурная схема навигационной аппаратуры потребителей, обеспечивающая работоспособность при действии как подшумовых имитационных, так и мощных надшумовых помех. Описан алгоритм фильтрации имитационных помех по направлению прихода. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: навигационная аппаратура потребителей, ГЛОНАСС, имитационная помеха, пространственная режекция помех, пеленгация, адаптивная антенная решетка.

A method of global navigation satellite systems spoofing signals' spatial filtering is studied. A block diagram of the navigation user equipment providing operation under action of both low-power spoofing signals and high-power jammers is proposed. An algorithm of the spoofing signals' filtering by the direction of arrival is described. Simulation results are provided.

Keywords: navigation user equipment, GLONASS, spoofing, spatial jamming rejection, direction finding, adaptive antenna array.

С расширением номенклатуры ответственных применений навигационной аппаратуры потребителей (НАП) глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) неуклонно повышается внимание к вопросам обеспечения ее помехозащиты. Особую опасность представляют сигналоподобные имитационные помехи. В западной литературе существует термин «спуфинг» (англ. *spoofing*), применительно к навигации он обозначает умышленную фальсификацию системных сигналов ГНСС. Главными проблемами, связанными с имитационными помехами, является скрытность их действия (так как для успешной спуфинг-атаки, согласно экспериментальным исследованиям, мощность помехи должна быть выше мощности сигнала навигационного космического аппарата (НКА) на величину порядка 2 дБ; рис. 1 иллюстрирует постановку простейшей имитационной помехи) и дезинформация, т.е. действие помехи может остаться совершенно незамеченным потребителем.

Данная работа посвящена борьбе с имитационными помехами в НАП на базе адаптивной антенной решетки (АР).

Цель работы – разработка метода обнаружения подшумовых имитационных помех ГНСС в сочетании с обеспечением работоспособности НАП в условиях действия мощных надшумовых помех.

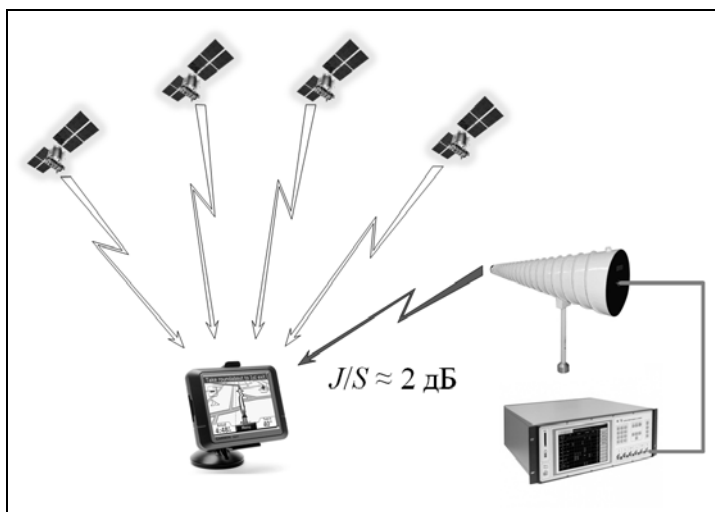


Рис. 1. Постановка простейшей имитационной помехи

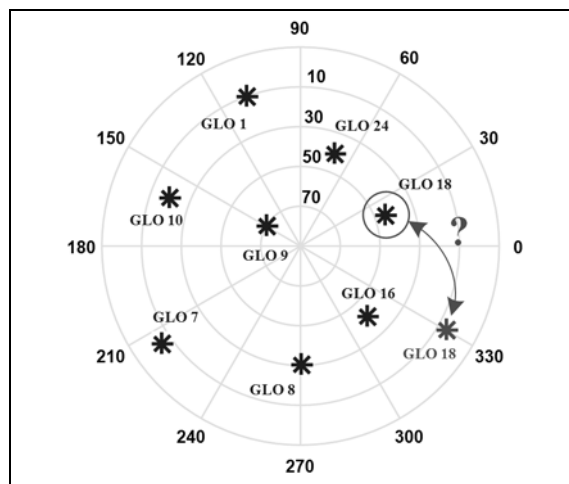


Рис. 2. Обнаружение имитационной помехи на основе анализа направлений прихода сигналов НКА

Идея пространственной фильтрации имитационных помех проста: на основе альманаха в НАП вычисляются истинные направления на НКА, а разнесенный прием сигналов в АР позволяет оценивать направления их прихода (рис. 2). Однако здесь возникает проблема, затрудняющая процедуру оценивания направления, – низкая мощность имитационной помехи. Решением может быть посткорреляционная пеленгация имитационных помех, предваряемая режекцией мощных надшумовых помех.

На рис. 3 изображена схема помехозащищенной НАП (ПНАП), реализующая предлагаемый метод пространственной фильтрации имитационных помех. Сигналы, принимаемые M -элементной АР, после фильтрации и переноса на низкую промежуточную частоту в радиоприемном устройстве (РПУ) и оцифровки в аналого-цифровом преобразователе (АЦП), поступают на блок режекции помех, имеющий M входов и M выходов, в котором производится подавление мощных надшумовых помех. Очищенные от помех сигналы поступают на блок корреляторов, в каждый из каналов которого включено M корреляторов, причем каждый коррелятор подключен к соответствующему выходу АР. Квадратурные отсчеты сигналов с выходов аккумуляторов (А) подаются на вход блока пеленгации. Отметим, что после входа в слежение за сигналом перед выдачей сигнальных отсчетов в навигационный процессор (НП) в корреляторах в пределах канала может быть выполнена фокусировка на НКА (т.е. формирование луча диаграммы направленности АР) путем суммирования отсчетов с выходов аккумуляторов.

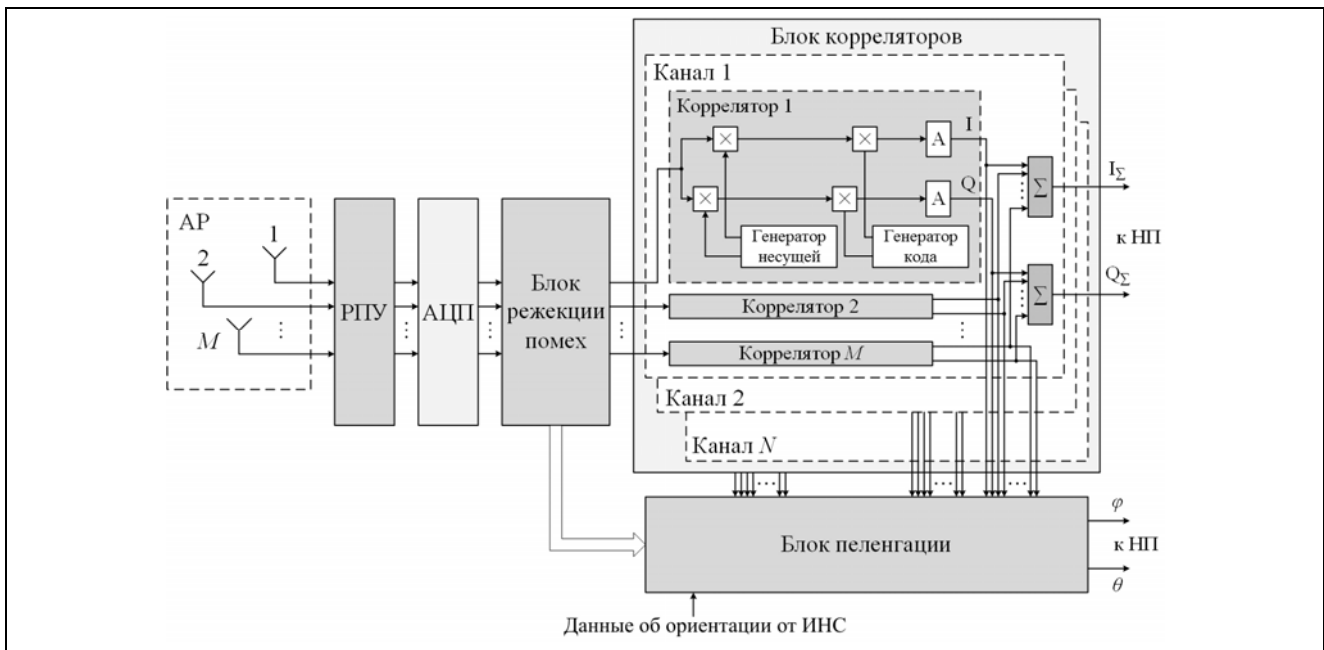


Рис. 3. Схема ПНАП, реализующей предлагаемый метод

Рассмотрим структуру блока режекции помех, изображенную на рис. 4. Для минимизации фазовых искажений полезного сигнала, вносимых весовой обработкой, блок реализован в виде M компенсаторов помех, причем в i -м компенсаторе используется i -й опорный канал, т.е. в компенсаторе №1 – опорный канал №1, в компенсаторе №2 – опорный канал №2 и т.д. Сигналы с выходов компенсаторов поступают на блок корреляторов.

Блок пеленгации помех построен на базе алгоритма MUSIC, его структуру описывает рис. 5.

Алгоритм основан на разложении корреляционной матрицы входной смеси на подпространства сигналов и шумов, что описывается выражением:

$$\mathbf{R} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = \mathbf{A}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H \cdot \mathbf{A}^H(\phi, \theta) + \sigma^2 \cdot \mathbf{I} = \mathbf{Q}_S \cdot \mathbf{\Lambda}_S \cdot \mathbf{Q}_S^H + \mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{\Lambda}_N \cdot \mathbf{Q}_N^H, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}(\phi, \theta)$ – матрица, состоящая из векторов-столбцов, содержащих амплитуды и фазы на выходах антенных элементов решетки при условии, что сигнал приходит с направления (ϕ, θ) ; \mathbf{S} – вектор отсчетов сигнала; σ^2 – дисперсия шума; \mathbf{Q}_S – матрица собственных векторов-столбцов сигнального подпространства; $\mathbf{\Lambda}_S$ – собственные числа сигнального подпространства; $\mathbf{Q}_N, \mathbf{\Lambda}_N$ – соответственно матрица собственных векторов и собственные числа шумового подпространства.

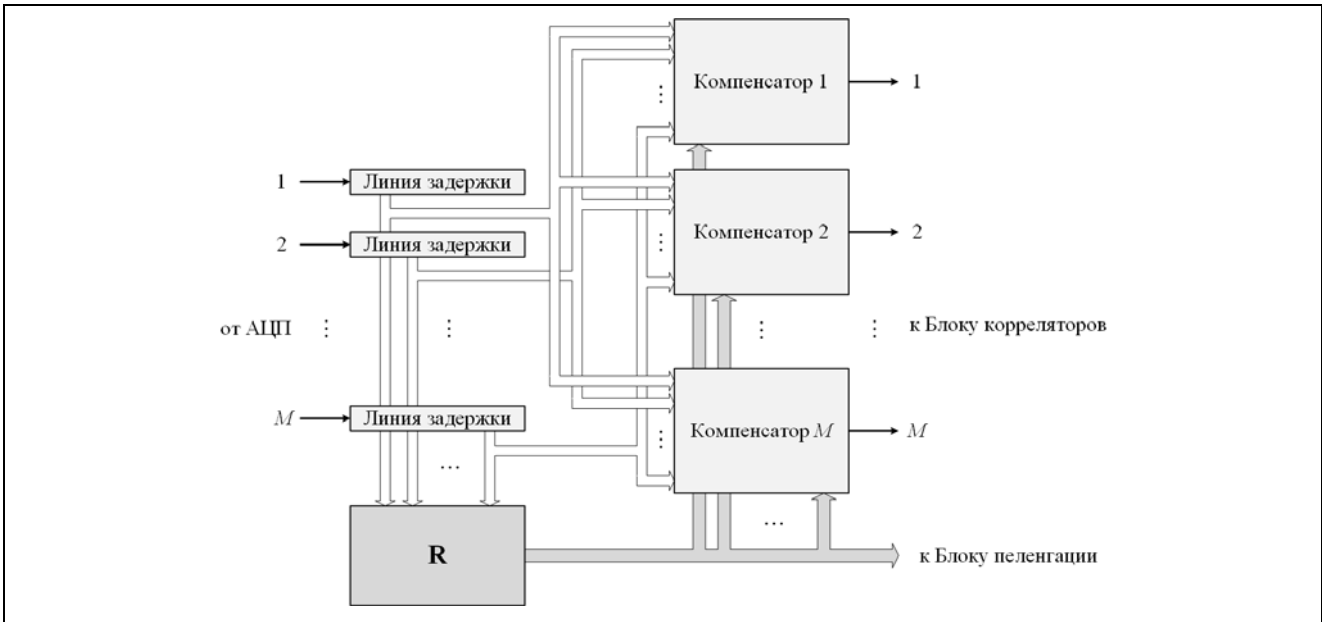


Рис. 4. Схема блока режекции помех

Алгоритм MUSIC опирается на ортогональность вектора $\mathbf{a}^H(\phi, \theta)$ шумовому подпространству, что описывается выражением

$$\mathbf{a}^H(\phi, \theta) \cdot \mathbf{Q}_N = 0. \quad (2)$$

Пространственный спектр определяется по формуле

$$P(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi, \theta) \cdot \mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{Q}_N^H \cdot \mathbf{a}(\phi, \theta)}. \quad (3)$$

Для направления прихода (ϕ, θ) знаменатель выражения для пространственного спектра стремится к нулю, и функция имеет максимум. Типичный вид пространственного спектра приведен на рис. 6. Для имитационных помех сделано допущение, что после корреляционной обработки размерность сигнального подпространства равна 1. Этот же блок может быть использован и для пеленгации надшумовых помех. Однако в этом случае указанное допущение неприменимо, требуется оценка количества принимаемых сигналов. Для оценивания истинных углов ϕ, θ необходимо знание об ориентации АР. Предполагается, что измерение ориентации производится с помощью инерциальной навигационной системы (ИНС).

Данные об углах прихода сигналов, полученные в блоке пеленгации, обрабатываются в процедуре фильтрации имитационных помех по направлению, схема которой приведена на рис. 7. В том случае, если в ПНАП имеется актуальный альманах ГНСС, производится сопоставление оценки направления прихода, полученной с помощью алгоритма MUSIC, с расчетным направлением прихода, вычисленным по данным альманаха и информации об ориентации

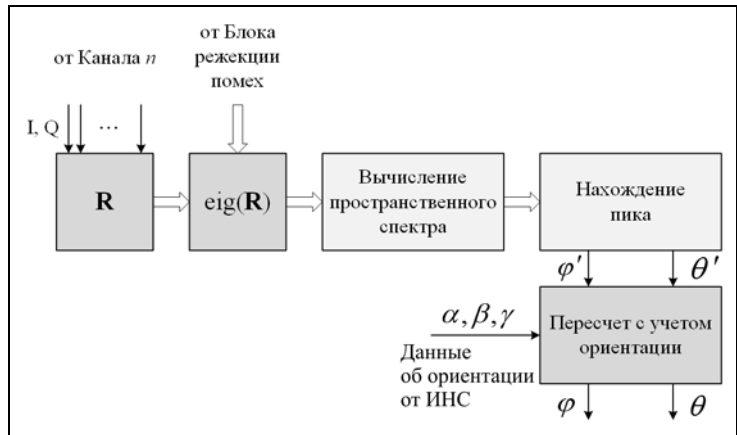


Рис. 5. Схема блока пеленгации

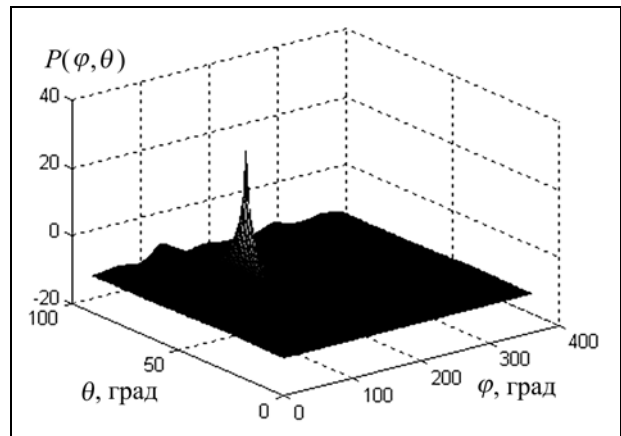


Рис. 6. Пространственный спектр, полученный в модели блока пеленгации

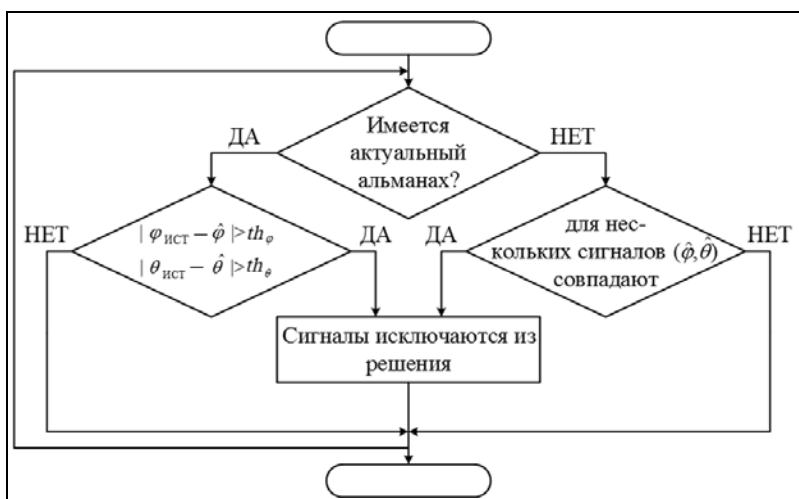


Рис. 7. Схема алгоритма фильтрации имитационных помех по направлению прихода

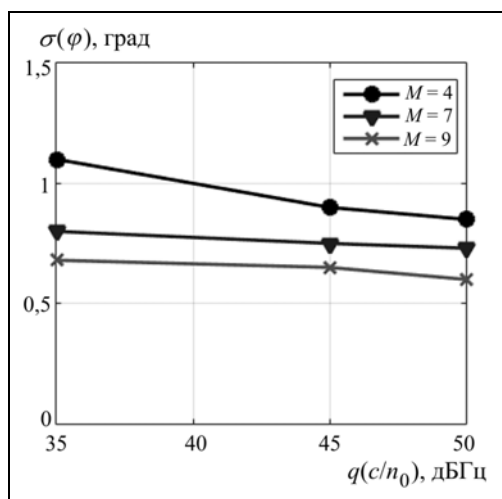


Рис. 8. СКО оценки угла прихода помехи по результатам моделирования

АР. Если расхождение оценки и истинного углового положения НКА превышает некоторые пороговые значения th_φ , th_θ , то сигнал отбраковывается. Если же альманах отсутствует, то проверяется факт прихода нескольких сигналов в пределах диапазона с одного направления, и в случае обнаружения такой ситуации эти сигналы исключаются из обработки.

Было проведено имитационное моделирование в среде MATLAB работы пеленгатора имитационных помех, получены оценки СКО определения азимута прихода помехи для отношения имитационная помеха/шум 35, 45 и 50 дБГц при 4-, 7- и 9-антенных элементах в составе АР. Результаты моделирования приведены на рис. 8. Ожидается, что для плоской АР значение СКО определения угла места будет несколько выше, и, вероятно, будет также зависеть от абсолютной величины угла.

Предложен метод повышения помехоустойчивости НАП, сочетающий пространственную фильтрацию как подшумовых имитационных, так и мощных надшумовых помех ГНСС. Среди достоинств примененной структуры ПНАП можно выделить достаточно высокую точность оценивания углов прихода сигналов даже при небольшом числе антенных элементов, а также отсутствие проблемы определения размерности сигнального пространства для имитационных помех, так как в посткорреляционной обработке можно считать ее единичной. К недостаткам относятся увеличение числа каналов блока корреляторов в M раз, а также усложнение блока режекции помех. Также нужно отметить, что применение описанного подхода требует знания углов ориентации АР.

Алгоритм пешеходного счисления пути по инерциальным датчикам в условиях пропадания сигнала спутниковых радионавигационных систем

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

Ю.М. Инчагов – инженер-программист 2-й категории, ЗАО «КБ НАВИС» (Москва)

E-mail: inchagov_ym@navis.ru

И.А. Нагин – вед. инженер, ЗАО «КБ НАВИС» (Москва)

E-mail: nagin_ia@navis.ru

А.Ю. Шатилов – начальник отделения БТ ИНС, ЗАО «КБ НАВИС» (Москва)

E-mail: shatilov@navis.ru

Представлен алгоритм пешеходного счисления пути по инерциальным датчикам в условиях пропадания сигнала спутниковых радионавигационных систем. Основная идея – извлечение навигационной информации из измерений магнитометров, акселерометров и гироскопов при начальной инициализации данным от спутниковой радионавигационной системы. Представлены результаты экспериментальной проверки работы алгоритма.

Ключевые слова: пешеходная навигация, акселерометры, гироскопы, магнитометры, инерциальные датчики.

Pedestrian dead reckoning algorithm during attenuation of satellite radionavigation system has been introduced. The main idea of algorithm is extraction navigation information from measurements of magnetometers, accelerometers and gyroscopes with initial information from satellite radionavigation system. Experimental results were presented.

Keywords: pedestrian dead reckoning, accelerometers, gyroscopes, magnetometers, inertial sensors.

Использование спутниковых радионавигационных систем (СРНС) для определения координат потребителя-пешехода, прокладывания маршрута в незнакомой местности – простые задачи в современном мире. Однако существуют ситуации, при которых сигналы от СРНС недоступны или решение является неустойчивым. Примером может служить навигация в узких улицах крупных мегаполисов, лесных массивах, зданиях. Особенно в наличии достоверного решения заинтересованы службы спасения. Очевидна необходимость создания интегрированной навигационной системы, которая могла бы выполнять функцию автономного счисления пути в условиях пропадания сигнала СРНС.

Для реализации автономной навигационной системы необходимы другие источники информации – инерциальные датчики, такие как акселерометры, гироскопы и магнитометры. В результате обработки измерений инерциальных датчиков необходимо оценить количество шагов и изменение углов ориентации. При использовании такой системы совместно с СРНС можно получить информацию о длине шага и инициализировать курс потребителя, что позволит поддерживать с требуемой точностью выдаваемую информацию о координатах потребителя в условиях пропадания сигнала СРНС (рис. 1).

Цель работы – создание алгоритмов пешеходного счисления пути по измерениям акселерометров, гироскопов и магнитометров.

Алгоритмы автономного счисления пути. Измерение векторов ускорений, магнитной индукции, угловых скоростей поступают из блока инерциальных датчиков в алгоритмы автономного счисления пути (рис. 2). В результате были разработаны следующие алгоритмы:

- алгоритм определения типа движения – стоп, ходьба, бег;



Рис. 1. Основные блоки и потоки данных

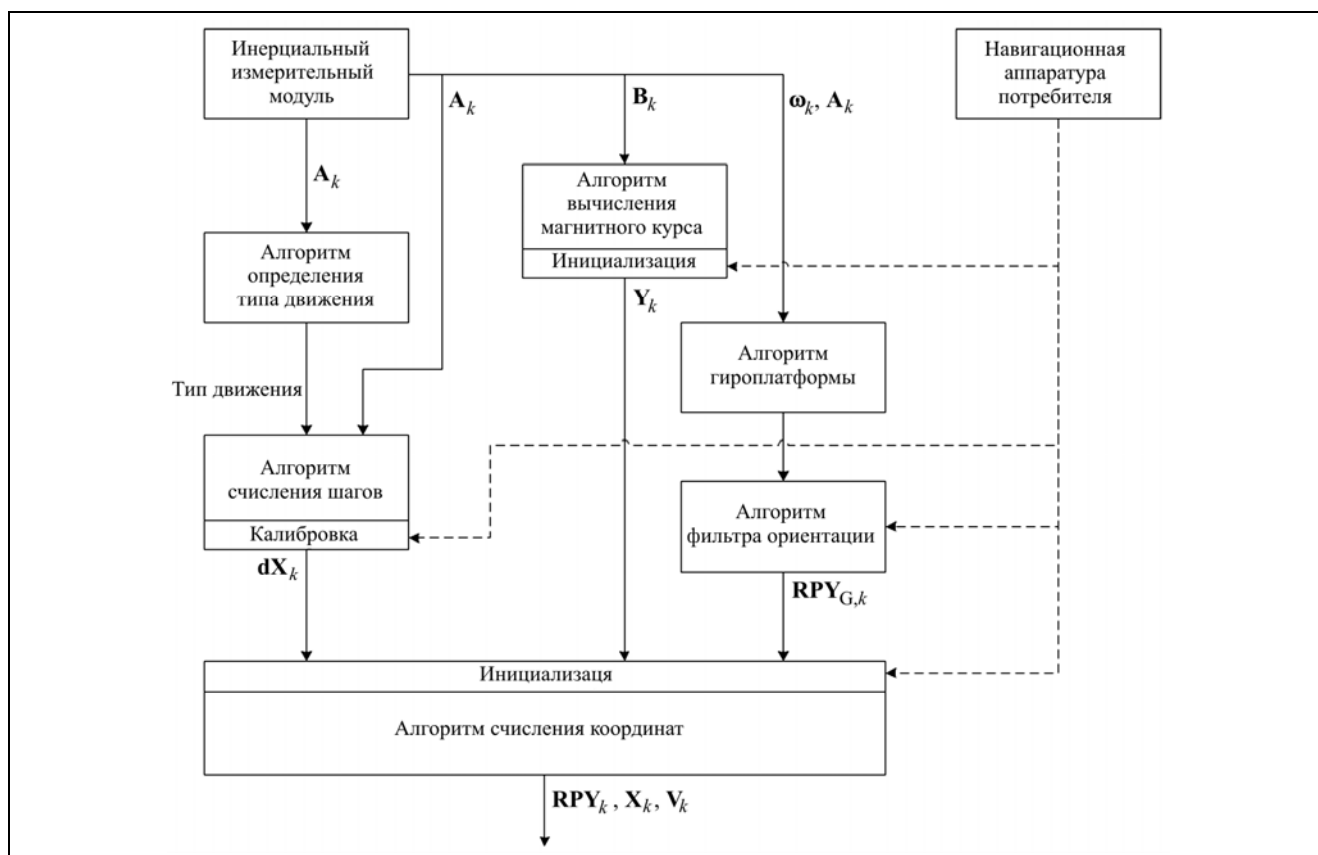


Рис. 2. Работа алгоритмов автономного счисления пути совместно с СРНС

- алгоритм счисления шагов – вычисляет продольное смещение координат потребителя dX_k , основываясь на типе движения;
- алгоритм вычисления магнитного курса – оценивает текущий курс Y_k , основываясь на измерениях вектора магнитной индукции B_k ;
- алгоритм гироплатформы и фильтра ориентации – оценивает текущие углы ориентации $RPY_{G,k}$, используя измерения угловых скоростей и ускорений.

При работе в совместном режиме производится калибровка алгоритма счисления шагов (оценивается длина шага для каждого типа движения), инициализация алгоритма вычисления магнитного курса, коррекция фильтра ориентации оценками скорости от навигационной аппаратуры потребителя (НАП), инициализация алгоритма счисления координат оценками координат от НАП.

Описание алгоритма счисления шагов. Известно, что норма вектора ускорения принимает определенную форму в момент совершения шага [1–3]. Потому был создан шаблон шага (рис. 3), который используется для поиска шага в измерениях акселерометров.

Поиск шага осуществляется сравнением результата свертки нормы вектора ускорения и шаблона шага с порогом:

$$N_{A,k} = \sqrt{A_{1,k}^2 + A_{2,k}^2 + A_{3,k}^2},$$

где k – номер отсчета; $N_{A,k}$ – норма вектора ускорения в дискретном времени; $A_{1,2,3,k}$ – измерения трех акселерометров в собственной системе координат (СК);

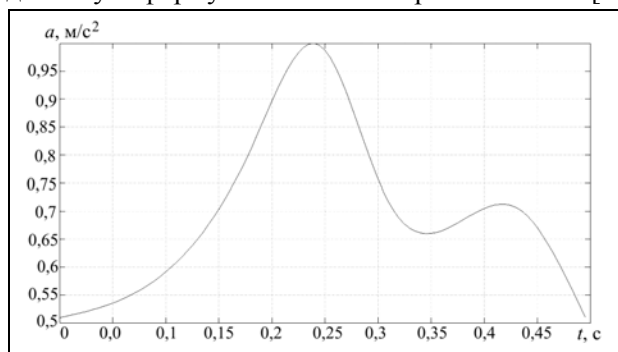


Рис. 3. Шаблон шага

$$s_n = \sum_{k=\max(1, n-120+1)}^n N_{A, n-k+1} \cdot P_k,$$

где s_n – результат свертки нормы вектора ускорения и шаблона шага; P_k – шаблон шага (рис. 3), $\max(1, n-120+1)$ – функция выбора максимального элемента из перечисленных;

$$s_n \geq h,$$

где h – порог принятия решения о наличии шага в измерениях акселерометров.

Описание алгоритма фильтра ориентации. Вектор состояния расширенного фильтра Калмана (РФК) содержит следующие компоненты:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \Phi \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{V} = [V_N \ V_E \ V_D]^T$ – компоненты скорости потребителя в СК NED; $\Phi = [\psi \ \theta \ \varphi]^T$ – оцененные углы Эйлера между осями СК NED и осями виртуальной гироплатформы соответственно.

Динамика вектора состояния фильтра описывается уравнениями:

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{V}_{k-1} + \xi_{V_k},$$

$$\Phi_k = \Phi_{k-1} + \xi_{\Phi_k},$$

где ξ_{V_k} , ξ_{Φ_k} – векторы дискретного белого гауссовского шума (ДБГШ) с дисперсиями $\sigma_{vel_upd}^2$ и σ_{Φ}^2 соответственно.

Вектор наблюдений РФК можно представить в виде

$$\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{INS} \\ \mathbf{V}_{SAT} \end{bmatrix},$$

где \mathbf{A}_{INS} – вектор ускорений ИНС в системе координат гироплатформы; \mathbf{V}_{SAT} – вектор скоростей, измеренный СРНС в системе координат NED.

Связь измерений с вектором состояния описывается уравнением

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{S}(\mathbf{X}_k) + \gamma_k,$$

где $\mathbf{S}(\mathbf{X}_k)$ – вектор, описывающий функциональную связь вектора измерений с вектором состояния, γ_k

– вектор ДБГШ с матрицей дисперсий $\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \sigma_{A_{INS}}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{A_{INS}}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{A_{INS}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{SAT}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{SAT}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{SAT}}^2 \end{bmatrix};$

$$\mathbf{S}(\mathbf{X}_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{U} \cdot \mathbf{A}_k \\ \mathbf{X}_{k,1...3} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{X}_{k,1...3}$ – элементы вектора состояния, соответствующие 1-й, 2-й и 3-й строкам, аналогичным образом отмечены номера элементов в формулах:

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{X}_{k,4...6} - \mathbf{g},$$

где \mathbf{g} – вектор геопотенциала Земли в СК NED;

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_1 \cdot \mathbf{U}_2 \cdot \mathbf{U}_3,$$

где

$$\mathbf{U}_1 = \begin{bmatrix} c_{\psi} & s_{\psi} & 0 \\ -s_{\psi} & c_{\psi} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad c_{\psi} = \cos(\mathbf{X}_{k,4}), \quad s_{\psi} = \sin(\mathbf{X}_{k,4});$$

$$\mathbf{U}_2 = \begin{bmatrix} c_{\theta} & 0 & -s_{\theta} \\ 0 & 1 & 0 \\ s_{\theta} & 0 & c_{\theta} \end{bmatrix}, \quad c_{\theta} = \cos(\mathbf{X}_{k,5}), \quad s_{\theta} = \sin(\mathbf{X}_{k,5});$$

$$\mathbf{U}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{\phi} & s_{\phi} \\ 0 & -s_{\phi} & c_{\phi} \end{bmatrix}, \quad c_{\phi} = \cos(\mathbf{X}_{k,6}), \quad s_{\phi} = \sin(\mathbf{X}_{k,6}).$$

Реализация алгоритма РФК заключается в следующих шагах.

1. *Инициализация.* Исходный вектор состояния:

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица ковариаций:

$$\mathbf{E}_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{vel_sat}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{vel_sat}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{vel_sat}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{angle}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{angle}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{angle}^2 \end{bmatrix},$$

где $\sigma_{vel_sat} = 0,02 \frac{\text{М}}{\text{с}}$, $\sigma_{angle} = \pi$ рад.

2. *Экстраполированная оценка* может быть записана в общем виде как $\tilde{\mathbf{X}}_k = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1})$, где $\mathbf{f}(\cdot)$ – известная функция, определяемая моделью динамики.

3. *Экстраполяция матрицы дисперсий.* Динамическую модель можно записать в виде марковского процесса:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{G} \cdot \zeta_{k-1},$$

где ζ_{k-1} – вектор ДБГШ с единичной ковариационной матрицей;

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \sigma_{vel_upd}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{vel_upd}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{vel_upd}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{phi}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{phi}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{phi}^2 \end{bmatrix},$$

где $\sigma_{vel_upd} = 0,0018$ м/с, $\sigma_{phi} = 0.00098$ рад.

Матрица дисперсий РФК экстраполируется как

$$\tilde{\mathbf{E}}_k = \frac{\partial \mathbf{F}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1})}{\partial \hat{\mathbf{X}}_{k-1}} \hat{\mathbf{E}}_k \left(\frac{\partial \mathbf{F}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1})}{\partial \hat{\mathbf{X}}_{k-1}} \right)^T + \mathbf{G},$$

где $\frac{\partial \mathbf{F}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1})}{\partial \hat{\mathbf{X}}_{k-1}} = \mathbf{F}$.

4. Шаг оценивания в РФК. При наличии достоверных измерений от приемника СРНС производится шаг оценивания в РФК, который можно описать уравнениями:

$$\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{E}}_k \left(\frac{\partial \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{X}}_k)}{\partial \tilde{\mathbf{X}}_k} \right)^T \left(\frac{\partial \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{X}}_k)}{\partial \tilde{\mathbf{X}}_k} \tilde{\mathbf{E}}_k \left(\frac{\partial \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{X}}_k)}{\partial \tilde{\mathbf{X}}_k} \right)^T + \mathbf{N} \right)^{-1};$$

$$\hat{\mathbf{E}}_k = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \cdot \frac{\partial \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{X}}_k)}{\partial \tilde{\mathbf{X}}_k} \right) \cdot \tilde{\mathbf{E}}_k;$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \tilde{\mathbf{X}}_k + \mathbf{K}_k \cdot (\mathbf{Y}_k - \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{X}}_k)).$$

Описание эксперимента и установки. Экспериментальные данные собираются при использовании двух устройств: макет с набором инерциальных датчиков (три акселерометра, три гироскопа, три магнитометра) и навигационный модуль NV08C. Данные с устройств считываются в единой шкале времени, с помощью специально написанной для этой задачи программы. Темп данных с макета – 200 Гц, а с навигационного модуля – 5 Гц. Данные от навигационного модуля считаются эталоном.

На рис. 4 представлен макет с набором инерциальных датчиков, а на рис. 5 – навигационный модуль.

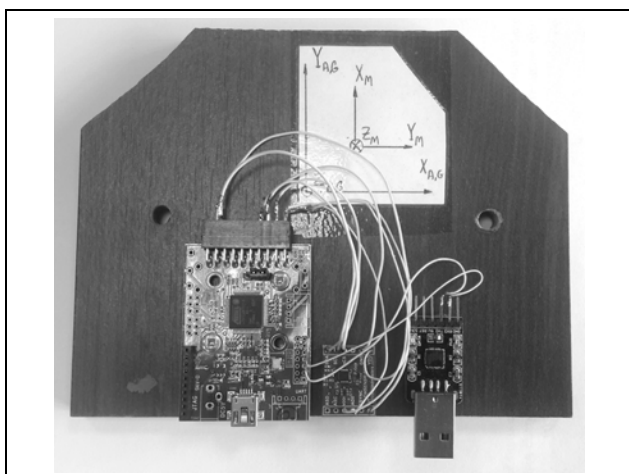


Рис. 4. Макет с набором инерциальных датчиков (три акселерометра, три гироскопа, три магнитометра)



Рис. 5. Навигационный модуль NV08C

Рассмотренные устройства подключаются к ноутбуку, антенна от навигационного модуля располагается около головы потребителя. Месторасположение макета с инерциальными датчиками меняется от эксперимента к эксперименту: произвольное расположение в рюкзаке, руках, в районе пояса.

Результаты. На рис. 6 показан один из маршрутов. Белой линией изображены данные от СРНС, черной линией – данные полученные с использованием алгоритмов автономного счисления пути. Точка «0» – точка начала пути; используются данные и от СРНС, и от алгоритмов счисления пути. Точка «2» – отключаются данные от СРНС, алгоритмы счисления пути начинают свою автономную работу. Точка «1» – конец пути по данным от СРНС. Точка «3» – конец пути по данным от алгоритмов автономного счисления пути. На рис. 7 показана ошибка в пространстве, полученная в результате описанного эксперимента.



Рис. 6. Маршрут

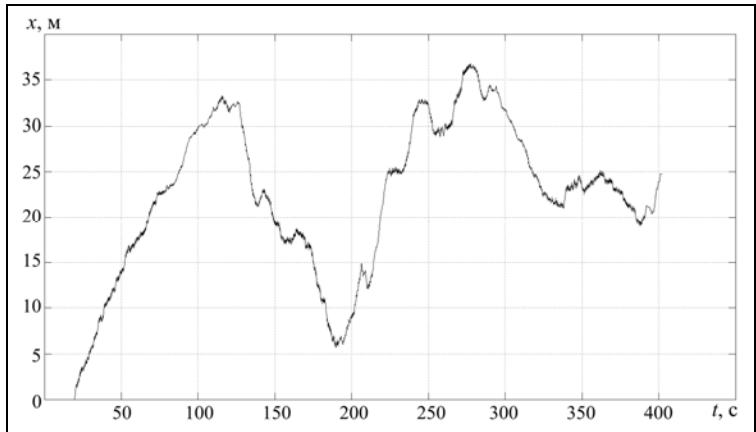


Рис. 7. Ошибка в пространстве

Разработан алгоритм автономного счисления пути и создан макет для получения экспериментальных данных.

На данный момент с использованием алгоритма предельная ошибка определения пути 37 м за 402 с (6,7 мин) работы устройства. Расположение модуля произвольное.

Планируется улучшение результатов за счёт следующих модификаций алгоритмов: распознавание большего количества типов движений, динамическая корректировка шаблона шага и использование других способов фильтрации и обработки данных от гироскопов и магнитометров.

Литература

1. Siddharth S., Syed Z.F. A Robust Sensor Fusion Algorithm for Pedestrian Heading Improvement. ION GNSS 2011.
2. Zhao X., Syed Z.F. Towards Arbitrary Placement of Multi-sensors Assisted Mobile Navigation System. ION GNSS 2010.
3. Ma Yu., Hesch J.A. Gait Classification Using Wavelet Descriptors in Pedestrian Navigation. ION GNSS 2011.

Пеленгационный метод определения пространственного положения объектов по сигналам ГЛОНАСС

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

Ю.Л. Фатеев – д.т.н., доцент, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск); профессор, Военно-инженерный институт (г. Красноярск)

E-mail: fateev_yury@inbox.ru

Е.Н. Гарин – д.т.н., профессор, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск); директор Военно-инженерного института (г. Красноярск)

E-mail: mara1206@mail.ru

Д.Д. Дмитриев – к.т.н., доцент, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск); доцент, Военно-инженерный институт (г. Красноярск)

E-mail: dmitriev121074@mail.ru

В.Н. Ратушняк – к.т.н., ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск); доцент, Военно-инженерный институт (г. Красноярск)

E-mail: oborona-81@ya.ru

А.Б. Гладышев – ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск); Военно-инженерный институт (г. Красноярск)

E-mail: bitnik@front.ru

Рассмотрены вопросы определения пространственного положения объектов по сигналам спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС на основе пеленгационного метода с использованием многоэлементных антенных решеток в качестве интерферометра.

Ключевые слова: угловая ориентация объекта, интерферометр, фазовые измерения, GPS, ГЛОНАСС.

Space angle orientation estimations using satellite navigation signals are considered. There are proposed to use multiple antenna array and attitude determination methods.

Keywords: angle orientation, radiointerferometer, phase measurement, GPS, GLONASS.

В основу угловых измерений положен интерферометрический метод. Антенная система навигационной аппаратуры потребителей (НАП) представляет собой однобазовый или многобазовый интерферометр (рис. 1).

Система уравнений для определения координат вектора-базы при наблюдении N навигационных космических аппаратов (НКА) содержит N линейных уравнений:

$$\begin{cases} k_{x1}x + k_{y1}y + k_{z1}z = \Phi_1; \\ k_{x2}x + k_{y2}y + k_{z2}z = \Phi_2; \\ \dots \\ k_{xN}x + k_{yN}y + k_{zN}z = \Phi_N, \end{cases} \quad (1)$$

где Φ – фазовый сдвиг, выраженный в единицах длины, является разностью хода сигналов НКА между антеннами; k_x, k_y, k_z – направляющие косинусы вектора направления на НКА; x, y, z – координаты вектора-базы.

При известной длине базы интерферометра B систему уравнений (1) можно дополнить уравнением связи между составляющими координат:

$$B = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}. \quad (2)$$

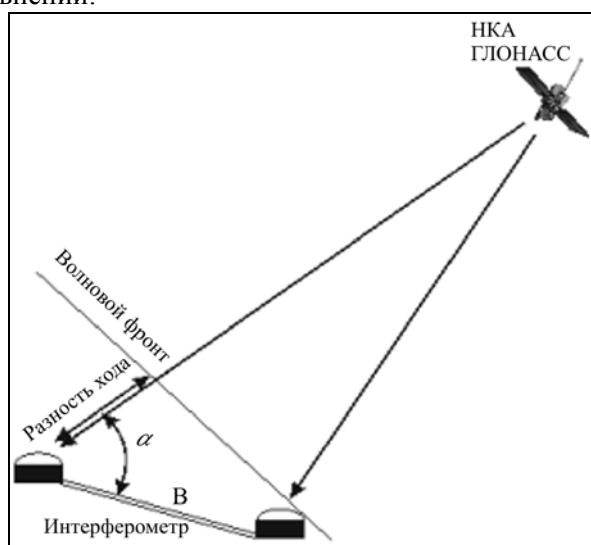


Рис. 1. Принцип угловых измерений по сигналам ГЛОНАСС/GPS

Для определения ориентации объекта в пространстве необходимо и достаточно задать некоторый базис в двух системах координат – в системе, связанной с Землей, и в связанной с объектом системе координат. Матрица поворотов между векторами, определяемыми в двух системах координат, задает параметры ориентации. Для задания базиса в связанной с объектом системе координат достаточно размещение на объекте двух неколлинеарных векторов-баз, жестко связанных с осями объекта. Величины баз могут быть различными. Полученные два вектора можно дополнить третьим вектором, равным их векторному произведению [1]. Аналогично, для задания базиса в геоцентрической системе координат (ГЦСК) достаточно использовать направляющие косинусы направлений на два НКА и дополнить полученную систему третьим вектором, равным векторному произведению первых двух векторов. Связь между связанной системой координат и ГЦСК определяет пространственную ориентацию объекта.

Для определения ориентации объекта необходимо измерить положение векторов-баз в системе координат, связанной с Землей, для чего используются результаты измерения фазового сдвига сигналов НКА между разнесенными антеннами по двум базам.

Также требуется получить решение задачи, если длины баз и угол между ними априорно неизвестны. Такая задача может быть поставлена, например, при калибровке антенной системы радионавигационной аппаратуры.

В зависимости от системы координат можно предложить два метода решения полученной системы уравнений.

В системе координат, так или иначе связанной с Землей (ГЦСК или топоцентрическая система координат (ТЦСК)), считаются известными направляющие косинусы направлений на НКА k_x, k_y, k_z , а неизвестными являются координаты векторов-баз. В этом случае систему уравнений (1) можно дополнить уравнением связи между компонентами координат вектора-базы

$$B_{1,2} = \sqrt{x_{1,2}^2 + y_{1,2}^2 + z_{1,2}^2}, \quad (3)$$

и уравнением связи между векторами-базами

$$x_1 \cdot x_2 + y_1 \cdot y_2 + z_1 \cdot z_2 = B_1 \cdot B_2 \cdot \cos \gamma. \quad (4)$$

Такой подход к решению задачи является развитием задачи определения ориентации вектора-базы и называется *навигационным методом решения*.

В системе координат, связанной с объектом, напротив, известными считаются координаты векторов-баз, а неизвестными – направляющие косинусы направлений на НКА. Так же, как и в первом способе, систему уравнений (1) можно дополнить уравнением связи между направляющими косинусами направлений на НКА

$$\sqrt{k_{xi}^2 + k_{yi}^2 + k_{zi}^2} = 1, \quad (5)$$

и уравнением связи между направлениями на различные НКА

$$k_{xi}k_{xk} + k_{yi}k_{yk} + k_{zi}k_{zk} = \cos \gamma_{ik}. \quad (6)$$

Задача нахождения направляющих косинусов на источники излучения сигналов – задача радиопеленгации. Отличием от обычной радиопеленгационной задачи является то, что конфигурация источников излучения в данном случае точно известна [2]. Рассмотренный метод называется пеленгационным методом.

Навигационный и пеленгационный алгоритмы отличаются выбором системы координат и полностью симметричны. При числе баз, равным числу НКА, оба метода полностью эквивалентны по числу неизвестных, числу и типу уравнений.

Одним из перспективных направлений развития спутниковой радионавигационной системы (СРНС) является применение в качестве антенной системы антенных решеток [3–6]. Это позволяет повысить помехоустойчивость и точность измерения радионавигационных параметров, а также обеспечивает 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 уве-

личение отношения сигнал/шум и повышение помехоустойчивости. При измерении ориентации антенная решетка используется как многобазовый интерферометр [3].

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

При применении антенных решеток в качестве интерферометра для определения пространственной ориентации становится целесообразным использование пеленгационного метода определения пространственной ориентации.

Преимущества пеленгационного метода

- Возможность работы по минимальному созвездию, поскольку пеленги на НКА производятся отдельно по каждому НКА.
- Матрица коэффициентов системы линейных уравнений постоянна и определяется только конфигурацией антенной системы, в то время как в навигационном методе матрица коэффициентов определяется геометрией НКА.

Конфигурацию антенной системы можно подобрать так, чтобы минимизировать погрешность измерения и время вычисления.

В качестве примера рассмотрим плоскую 8-элементную антенную решетку (рис. 2).

Поскольку высота антенн в связанной системе координат равна нулю, то координата Y исключается из линейной части системы уравнений. Для вычисления координаты Y пеленгов следует использовать уравнение связи между компонентами пеленга. Таким образом, в плоской антенной решетке переменные частично разделяются, при этом число неизвестных в линейной части сокращается до двух, что весьма полезно при разрешении фазовой неоднозначности.

Матрица коэффициентов в плоской антенной решетке (рис. 2):

$$X = \begin{bmatrix} 0,707 & -0,293 \\ 1,414 & 0 \\ 1,707 & 1,707 \\ 1,414 & 1,414 \\ 0,707 & 1,707 \\ 0 & 1,414 \\ -0,293 & 0,707 \end{bmatrix}, \tag{7}$$

матрица коэффициентов:

$$M = X^T \times X = \begin{bmatrix} 7,998 & 3,998 \\ 3,998 & 7,998 \end{bmatrix}.$$

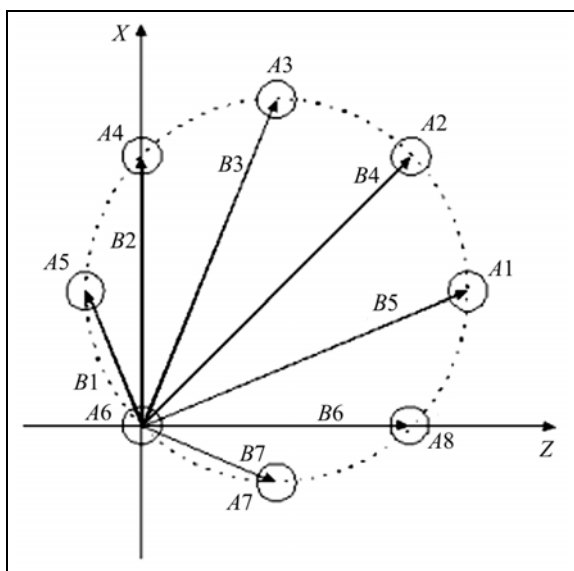


Рис. 2. Плоская 8-элементная антенная решетка

В пеленгационном методе после нахождения пеленгов на НКА следует найти положение осей ТЦСК в связанной системе координат, а затем – положение строительных осей (осей связанной системы координат) в ТЦСК, после чего можно вычислить углы Эйлера.

В топоцентрической системе координат векторы-направления на НКА (пеленги) записываются в виде

$$K = k_{xT}S_{xT} + k_{yT}S_{yT} + k_{zT}S_{zT}, \tag{9}$$

где k_{xT}, k_{yT}, k_{zT} – направляющие косинусы вектора-направления на НКА в ТЦСК (априорно известны); S_{xT}, S_{yT}, S_{zT} – орты осей ТЦСК.

Орты осей ТЦСК в связанной системе координат определяются следующим выражением:

$$S_T = (k_T \cdot k_T^T)^{-1} K \cdot k_T^T. \tag{10}$$

Очевидно, что координаты строительных осей в ТЦСК определяются как $S_{св} = S_T^{-1} = S_T^T$.

Погрешность определения пеленгов определяется следом ковариационной матрицы, которая совпадает с обратной матрицей метода наименьших квадратов:

$$M^{-1} = (k_T^T \cdot k_T)^{-1}. \quad (11)$$

Для плоской 8-элементной антенной решетки (см. рис. 2) принимает вид

$$M^{-1} = \begin{bmatrix} 0,1667 & -0,8333 \\ 0,8333 & -0,1667 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Таким образом, погрешность компонент пеленга k_x и k_y составляет $\approx \frac{1}{\sqrt{6}}$ от погрешности измерения фазового сдвига.

Можно предположить, что погрешность пеленга:

$$\sigma = \frac{\sigma_\phi \cdot \lambda}{2\pi \cdot B_{cp} \cdot \sqrt{N_6}}, \quad (13)$$

где B_{cp} – средняя длина баз; N_6 – число баз.

Дополнительные уравнения связи между пеленгами можно использовать следующими способами:

- П е р в ы й с п о с о б – решение полной системы уравнений, используя уравнения связи между пеленгами на НКА. В этом случае система уравнений становится нелинейной, и этот способ неудобно использовать при разрешении фазовой неоднозначности.
- В т о р о й с п о с о б – использование априорных данных о связи между пеленгами на этапе определения координат осей ТЦСК.

Таким образом, пеленги определяются отдельно по каждому НКА с помощью линейной части системы уравнений, что значительно упрощает решение. Далее можно потребовать, чтобы углы между пеленгами на НКА в точности равнялись априорным значениям, но при этом сумма квадратов корректирующих значений была минимальной, т.е. используются уравнения связи по методу наименьших квадратов, являющиеся в данном случае оптимальным решением. Учет дополнительных уравнений дает снижение погрешности примерно на 20%.

Литература

1. Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Тяпкин В.Н., Кремез Н.С. Фазовые измерения в угломерной аппаратуре ГЛОНАСС/GPS без разрешения фазовой неоднозначности // Научные технологии. 2014. Т. 15. № 9. С. 16–19.
2. Фатеев Ю.Л., Дмитриев Д.Д., Тяпкин В.Н., Гребенников А.В., Бондарев В.Н. Разрешение фазовой неоднозначности в угломерной навигационной аппаратуре ГЛОНАСС/GPS // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 5. С. 67–70.
3. Шарфунова 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.
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. 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.
6. Fateev Y.L., Dmitriev D.D., Tyapkin V.N., Garin E.N., Shaidurov V.V. The phase ambiguity resolution in the angle-measuring navigation equipment // AIP Conference Proceedings. Ser. International Conference on Analysis and Applied Mathematics, ICAAM 2014. 2014. С. 12–15.

Целесообразность размещения псевдоспутников и мощность их излучения на основе анализа обобщенного геометрического фактора в радионавигационных системах

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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

А.Ю. Устинов – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы»,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Приведены выражения, связывающие корреляционную матрицу ошибок оценки координат и корреляционную матрицу ошибок оценки псевдодальностей в радионавигационной системе, использующей псевдоспутники и совместно навигационные спутники и псевдоспутники. Введено понятие обобщенного геометрического фактора в радионавигационных системах с использованием псевдоспутников. Представлены результаты анализа обобщенного геометрического фактора и сформулированы рекомендации по целесообразной геометрии размещения псевдоспутников и мощностям излучения.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, псевдоспутники, аппаратура потребителей, обобщенный геометрический фактор, точность.

Expressions, which link correlation matrix of estimation errors coordinate correlation matrix of pseudo range in radio navigation systems using pseudosatellites and navigation satellites together with pseudosatellites have been led. Concept of generalized geometrical factor in radio navigation systems with pseudosatellites have been introduced. Results of analysis of generalized geometrical factor have been led and recommendations on appropriate geometry placement of pseudosatellites and on their radiation power have been formed.

Keywords: space radio navigation systems, pseudosatellites, user apparatus, generalized geometrical factor, accuracy.

Одним из направлений развития спутниковых радионавигационных систем (СРНС) является использование локальных функциональных дополнений (ЛФД) на базе псевдоспутников (ПС), под которыми понимают наземные (или воздушные) устройства, излучающие радиосигналы, аналогичные радиосигналам навигационных космических аппаратов (НКА), по которым также можно проводить навигационные определения, в том числе и в ситуациях, когда радиосигналы НКА недоступны или их недостаточно.

Одним из главных вопросов при развертывании таких систем является повышение точности навигационных определений за счет использования ЛФД, в том числе и при недоступности радиосигналов НКА. Анализ данных вопросов и посвящена настоящая статья.

Постановка задачи. Рассмотрим размещение ПС на Земле. Положим, что навигационная аппаратура потребителя (НАП) строится по классическому принципу двухэтапной обработки [1]. На первом этапе проводится оценка радионавигационных параметров принимаемых радиосигналов (задержки огибающей, доплеровского смещения частоты), а на втором этапе из сформированных оценок радионавигационных параметров вычисляются координаты и составляющие вектора скорости потребителя. Таким образом, на этапе первичной обработки проведена оценка псевдодальностей до всех видимых ПС. Рассматривая данные оценки в качестве новых измерений, запишем

$$y_{\bar{R}_i,k} = R_i(x_k, y_k, z_k) + D' + n_{\bar{R}_i,k}, \quad (1)$$

где $R_i(x_k, y_k, z_k)$ – истинная дальность до i -го ПС; $D' = ct'$; t' – смещение часов опорного генератора приемника потребителя относительно шкалы времени системы; $\{x_k, y_k, z_k\}$ – координаты потребителя, например, в геоцентрической вращающейся системе координат (ПЗ-90 или WGS-84).

Рассмотрим задачу оценки координат потребителя $\{x_k, y_k, z_k\}$ по вторичным наблюдениям (1), $i = \overline{1, N}$. Полагаем, что погрешности $n_{\bar{R}_i,k}$ распределены по гауссовскому закону с нулевыми математическими ожиданиями.

Нахождение матрицы дисперсий ошибок оценки координат. Введем вектор состояния $\mathbf{x} = [x \ y \ z \ D]^T$, вектор вторичных наблюдений $\mathbf{y}_{R,k} = [y_{R_1,k} \ y_{R_2,k} \ \dots \ y_{R_N,k}]^T$ и вектор погрешностей $\mathbf{n}_{R,k} = [n_{R_1,k} \ n_{R_2,k} \ \dots \ n_{R_N,k}]^T$. Линеаризуя вторичные наблюдения $\mathbf{y}_{R,k}$ (1) относительно некоторой априорной оценки $\tilde{\mathbf{x}}_k = [\tilde{x}_k \ \tilde{y}_k \ \tilde{z}_k \ \tilde{D}_k]^T$ в соответствии со стандартный подходом, описанным, например в [1], получено соотношение, связывающее ошибки определения вектора состояния потребителя с ошибками определения вектора псевдодальностей $\Delta \mathbf{y}_{\bar{D}} = \hat{\bar{D}} - \bar{D}$, которое имеет вид

$$\Delta \hat{\mathbf{x}}_k = (\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^T \Delta \mathbf{y}_{R,k},$$

где $\tilde{\mathbf{H}}$ – матрица направляющих косинусов; $\Delta \hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k - \tilde{\mathbf{x}}_k$, $\hat{\mathbf{x}}_k$ – искомая оценка вектора состояния.

Рассчитаем корреляционную матрицу ошибок $\Delta \hat{\mathbf{x}}_k$:

$$\mathbf{R}_{\text{ош},\mathbf{x}} = M \left[(\Delta \mathbf{x} - M[\Delta \mathbf{x}]) (\Delta \mathbf{x} - M[\Delta \mathbf{x}])^T \right] = \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}} \tilde{\mathbf{H}}^{-T} = (\tilde{\mathbf{H}}^T \mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}})^{-1}, \quad (2)$$

где $\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}} = M \left[(\Delta \mathbf{y}_{\bar{D}} - M[\Delta \mathbf{y}_{\bar{D}}]) (\Delta \mathbf{y}_{\bar{D}} - M[\Delta \mathbf{y}_{\bar{D}}])^T \right]$ – корреляционная матрица погрешностей определения псевдодальностей (в дальнейшем будем полагать $M[\Delta \mathbf{x}] = M[\mathbf{y}_{\bar{D}}] = 0$).

Диагональными членами корреляционных матриц $\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}}$ и $\mathbf{R}_{\text{ош},\mathbf{x}}$ являются дисперсии определения псевдодальностей ($\sigma_{\bar{D}_i}^2$, $i = \overline{1, N}$) и пространственно-временных координат потребителя (σ_x^2 , σ_y^2 , σ_z^2 , σ_D^2).

В случае, когда работа происходит по **сигналам НКА** погрешности определения псевдодальностей до НКА некоррелированы и равновелики. Последнее обусловлено тем, что расстояния от любого НКА до НАП примерно одинаковы. В этом случае матрица $\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}} = \sigma_{\text{дал}}^2 \mathbf{I}$, а выражение (2) принимает вид

$$\mathbf{R}_{\text{ош},\mathbf{x}} = \sigma_{\text{дал}}^2 (\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1}, \quad (3)$$

где $\sigma_{\text{дал}}^2$ – дисперсия погрешностей определения псевдодальностей; \mathbf{I} – единичная матрица соответствующего размера.

В (3) множитель $(\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1}$ описывает влияние геометрии НКА (*классический геометрический фактор* [1]) относительно НАП на точность измерения координат, а множитель $\sigma_{\text{дал}}^2$ определяет влияние погрешностей измерения псевдодальностей на точность определения координат потребителя.

Ошибки оценки координат в ЛФД на базе ПС. Рассмотрим работу по **сигналам ПС**. Здесь иная ситуация. Погрешности определения псевдодальностей до ПС не коррелированы, как и в случае работы по НКА, но не равновелики, так как расстояния от различных ПС до НАП могут существенно различаться (от 2 до 50 раз и более), что отличает работу по сигналам ПС от работы по сигналам НКА.

Рассчитаем дисперсию ошибки измерения псевдодальности по огибающей сигнала [1]:

$$D_{\bar{D}} = \frac{\tau_c^2 c^2}{4q_c/n_0} \Delta f_{\text{ССЗ}} \text{ [м}^2\text{]}, \quad (4)$$

где τ_c – длительность символа кода дальномерной ПСП; c – скорость света; $\Delta f_{\text{ССЗ}}$ – полоса пропускания следящей системы за задержкой сигнала; $q_c/n_0 = P_s/N_0$ – отношение мощности сигнала P_s к спектральной плотности внутреннего шума приемника N_0 .

Мощность навигационного сигнала на входе НАП определяется соотношением

$$P_s = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} e^{-2\gamma R} G_{\text{НАП}} F_{\Sigma} \lambda^2}{(4\pi R)^2}, \quad (5)$$

где R – дальность между ПС и НАП; λ – длина волны сигнала; $P_{\text{пер}}$ – мощность на выходе передатчика ПС; $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающей антенны; $G_{\text{НАП}}$ – коэффициент усиления антенны НАП; $F_{\text{ат}} = e^{-2\gamma R}$ – коэффициент потерь мощности в атмосфере; F_{Σ} – коэффициент потерь мощности, обусловленный влиянием Земли и/или объектом, на котором расположена НАП.

Из формулы (5) следует, что мощность навигационного сигнала на входе НАП существенно зависит от расстояния между ПС и НАП, что и определяет существенное изменение отношения сигнал/шум на входе НАП и точность измерения псевдодальности. Таким образом, при анализе погрешностей измерения координат потребителя необходимо совместно рассматривать геометрию расположения ПС относительно НАП и погрешностей измерения псевдодальностей; для этого воспользуемся матрицей дисперсий ошибок оценки координат из стандартного подхода, описанного выше. Для удобства приведем её еще раз:

$$\mathbf{R}_{\text{ош,х}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \mathbf{R}_{\text{ош,}\tilde{D}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}, \quad (6)$$

где $\mathbf{R}_{\text{ош,}\tilde{D}}$ – диагональная матрица, элементами которой являются дисперсии ошибок измерения псевдодальностей $D_{\tilde{D}_i}$ (4) с учетом (5).

Для дальнейшего анализа представим (6) в нормированном виде. Для этого зададим зону обслуживания ЛФД в виде окружности радиуса R_0 и будем полагать, что ПС расположены по данной окружности. Введем отношение сигнал/шум, соответствующее центру окружности, т.е.

$$q_{c/n_0,\text{центр}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} e^{-2\gamma R} G_{\text{НАП}} F_{\Sigma} \lambda^2}{(4\pi R_0)^2 N_0}. \quad (7)$$

Дисперсию ошибки измерения псевдодальности, соответствующую данному значению $q_{c/n_0,\text{центр}}$, обозначим как

$$D_{\text{ош } \tilde{D},\text{центр}} = \frac{\tau_c^2 c^2}{4q_{c/n_0,\text{центр}}} \Delta f_{\text{ССЗ}} [\text{м}^2]. \quad (8)$$

Далее, пронормировав (6) на дисперсию (8), получим

$$\mathbf{R}_{\text{ош,х}} = D_{\text{ош } \tilde{D},\text{центр}} \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \left(\mathbf{R}_{\text{ош,}\tilde{D}} / D_{\text{ош } \tilde{D},\text{центр}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}. \quad (9)$$

Структура формулы (9) аналогична той, что приведена в (6), однако, вместо множителя $(\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1}$, характеризующего «геометрический фактор в обычном понимании», в (9) входит множитель

$$\mathbf{K} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \left(\mathbf{R}_{\text{ош,}\tilde{D}} / D_{\tilde{D},\text{центр}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T (\tilde{\mathbf{D}}_{\text{ПС}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}, \quad (10)$$

где

$$\tilde{\mathbf{D}}_{\text{ПС}} = \begin{vmatrix} D_1^2 / \tilde{D}_{\text{центр}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_2^2 / \tilde{D}_{\text{центр}}^2 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & D_n^2 / \tilde{D}_{\text{центр}}^2 \end{vmatrix}; \quad (11)$$

D_i – расстояние от НАП до i -го ПС.

Множитель \mathbf{K} характеризует в ЛФД на базе ПС влияние на точность определения координат потребителя как пространственной геометрии (в форме угловой ориентации), так и наклонной дальности между ПС и НАП. При очень больших дальностях между НАП и ПС (например, если работа происходит только по НКА), то $D_i^2 / \tilde{D}_{\text{центр}}^2 \approx 1$ для всех i , матрица $\tilde{\mathbf{D}}_{\text{ПС}}$ становится единичной, и \mathbf{K} трансформируется в «классический геометрический фактор» $(\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1}$. Учитывая это, в дальнейшем для краткости множитель \mathbf{K} будем называть «обобщенным геометрическим фактором». Данный обобщенный геометрический фактор может быть использован для анализа размещения ПС.

Для количественной характеристики влияния геометрического фактора в теории СРНС используют различные коэффициенты: пространственно-временной, пространственный, горизонтальный, вертикальный и временной, характеризующие влияние геометрического фактора на погрешности измерения пространственно-временных координат, пространственных координат, координат в горизонтальной плоскости, вертикальной и временной координаты. Будем использовать аналогичные коэффициенты при рассмотрении влияния обобщенного геометрического фактора.

Коэффициент обобщенной пространственно-временной геометрии определим, как

$$K_{\text{об,г}} = \text{tr} \left[\left(\tilde{\mathbf{H}}^T (\tilde{\mathbf{D}}_{\text{ПС}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} \right]^{1/2} = [k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 + k_t^2]^{1/2}. \quad (12)$$

Коэффициент обобщенной пространственной геометрии:

$$K_{\text{об,п}}^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2, \quad (13)$$

коэффициент обобщенной горизонтальной геометрии:

$$K_{\text{об,г}}^2 = k_x^2 + k_y^2, \quad (14)$$

коэффициент обобщенной вертикальной геометрии:

$$K_{\text{об,в}} = k_z. \quad (15)$$

Анализ расположения псевдоспутников. Рассмотрим прямоугольную зону обслуживания ЛФД на базе ПС размером 50×50 км в горизонтальной плоскости (рис. 1).

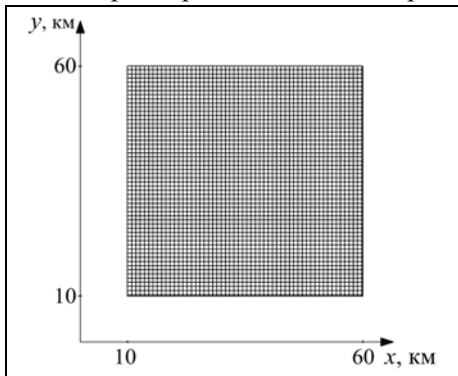


Рис. 1. Зона обслуживания ЛФД на базе псевдоспутников

Известно, что минимальное число НС, необходимое для решения навигационной задачи – 4, поэтому, аналогично, возьмем число ПС $n=4$. Высоту потребителя зафиксируем равную 100 м. Координаты НАП (x, y) варьируются и соответствуют одной из точек обслуживания рис. 1. На рис. 2 приведено 3D-представление значений $K_{\text{об,г}}$ как функции точек с координатами (x, y) для одного из расположений ПС (обозначены кружочками). Черным цветом приведены значения $K_{\text{об,г}} > 3$, а белым цветом – $K_{\text{об,г}} \leq 3$ (см. вертикальные столбики). Левый график соответствует расчету для стандартного геометрического фактора $(\tilde{\mathbf{H}}^T \tilde{\mathbf{H}})^{-1}$, а правый – для обобщенного геометрического фактора (13).

На рис. 3 приведена проекция зависимости рис. 2 на горизонтальную плоскость (2D-представление). Из этого рисунка наглядно видно, что зона качественного навигационного обеспечения ($K_{\text{об,г}} \leq 3$) при использовании обобщенного геометрического фактора меньше, чем зона, полученная при использовании стандартного геометрического фактора.

Из рис. 3 также следует, что использование четырех ПС не обеспечивает качественного навигационного обеспечения в пределах всей зоны обслуживания.

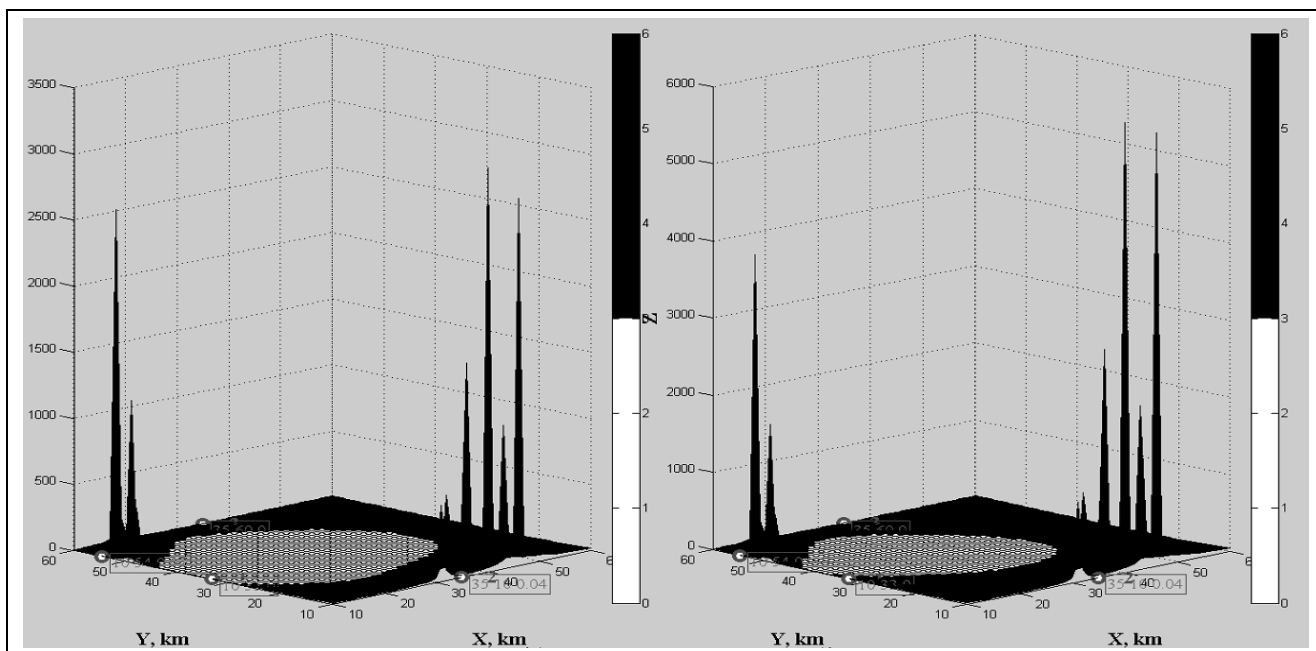


Рис. 2. 3D-представление значений $K_{об,г}$ для четырех ПС

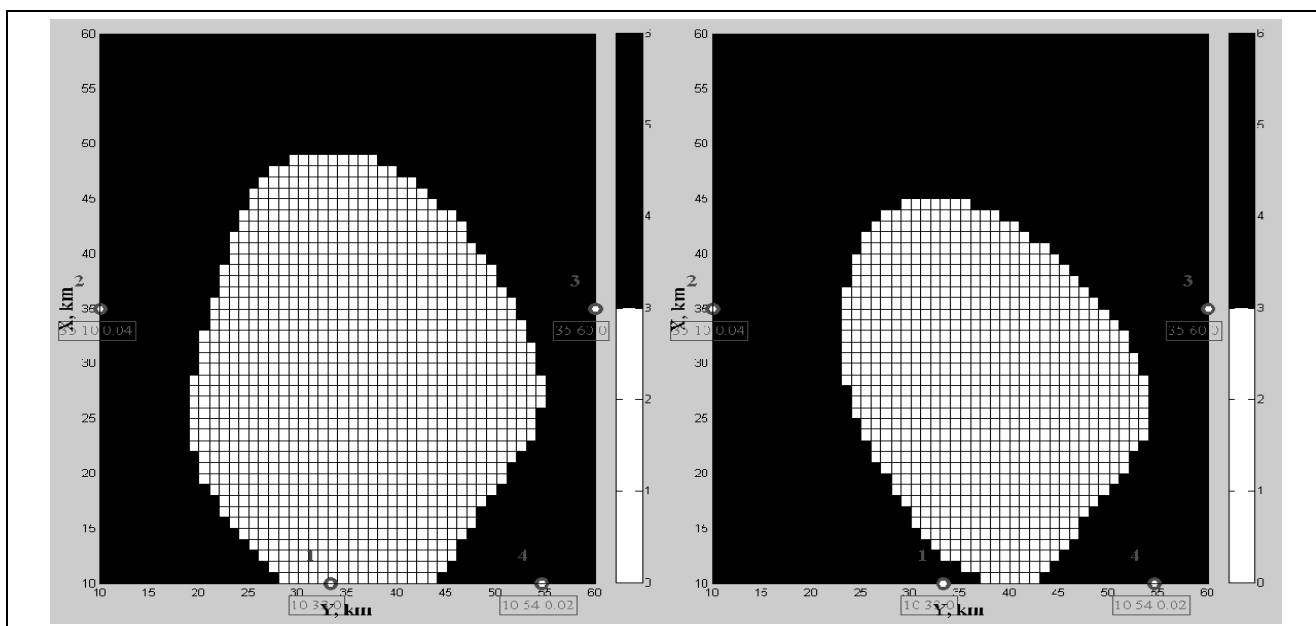


Рис. 3. 2D-представление зон обслуживания для четырех ПС и $K_{об,г} \leq 3$

Рассмотрим теперь случай использования 12 ПС. На рис. 4 приведено 2D-представление зон обслуживания при $K_{об,г} \leq 3$ для одного из возможных расположений ПС, а на рис. 5 – та же ситуация, но в 3D-представлении.

Из рис. 5 (правый график) следует, что для 12 ПС в заданной зоне обслуживания выполняется условие $K_{об,г} \leq 6$.

Проанализируем коэффициент обобщенной вертикальной геометрии $K_{об,в}$, определяющий погрешность оценивания вертикальной координаты. Положим, что работают 12 ПС. На рис. 6 приведено 3D-представление $K_{об,в}$ в зависимости от горизонтальных координат, изменяющихся в пределах соты, при высоте НАП 100 м.

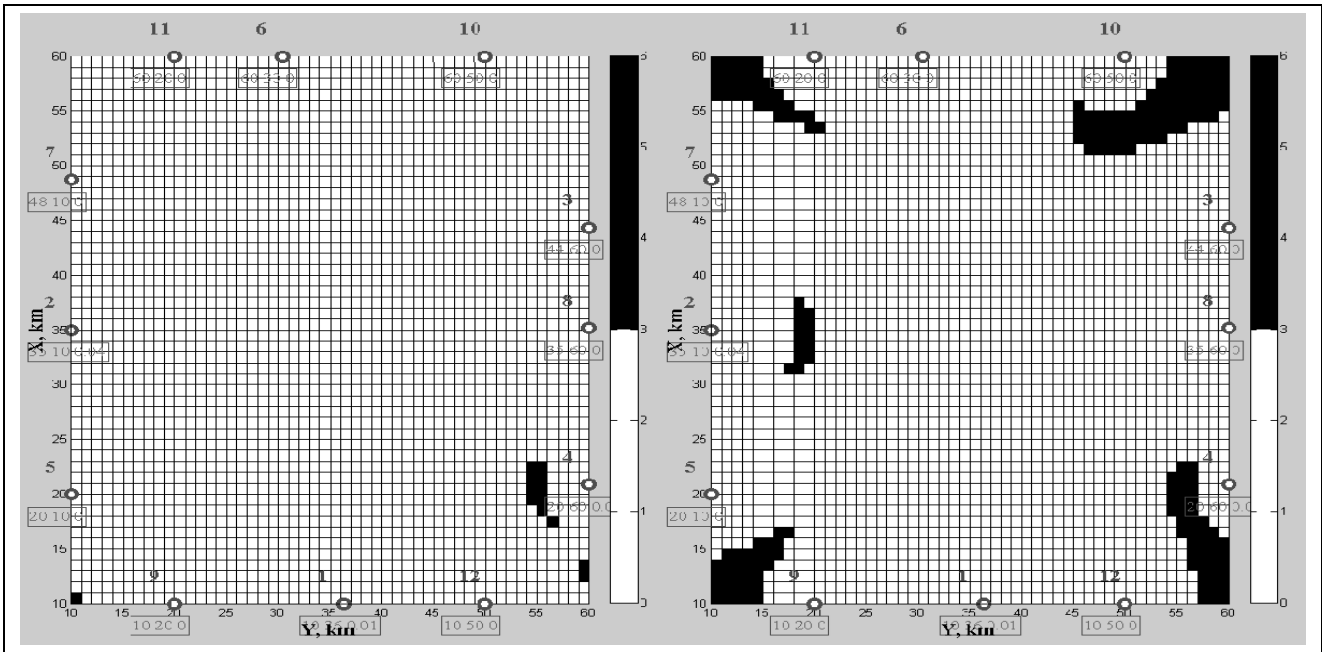


Рис. 4. 2D-представление зон обслуживания для 12 ПС и $K_{об,r} \leq 3$

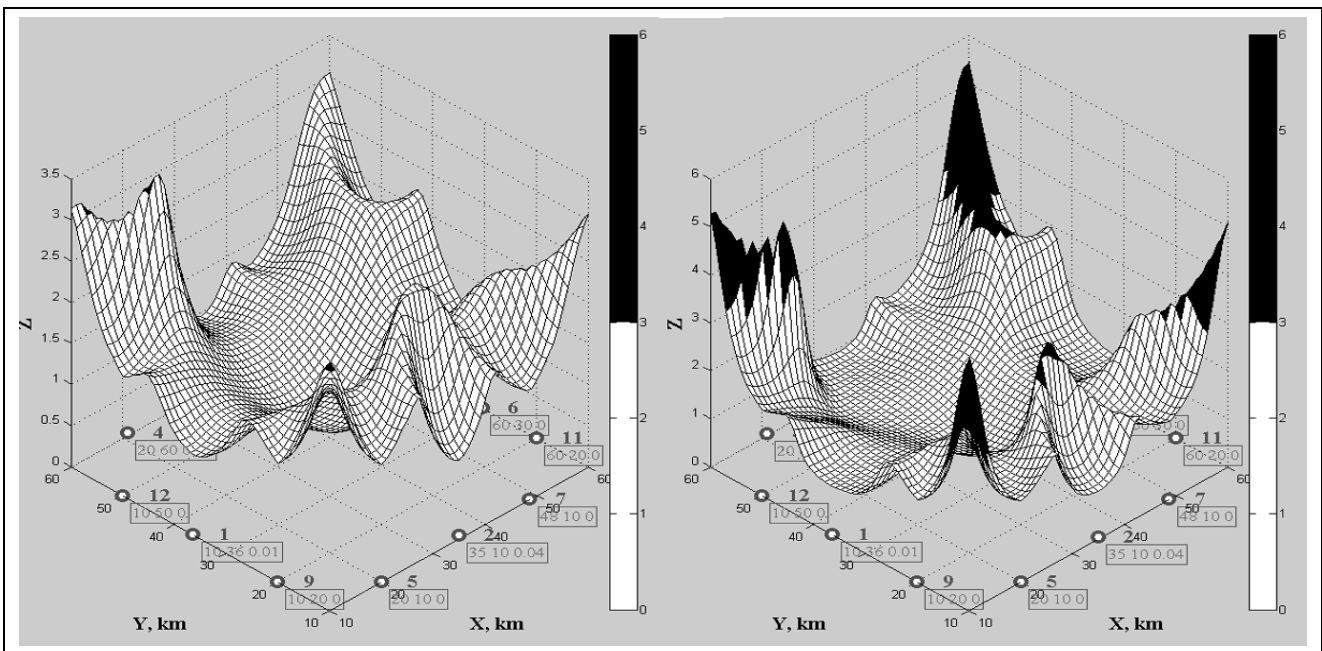


Рис. 5. 3D-представление значений $K_{об,r}$ для 12 ПС и $K_{об,r} \leq 3$

Из приведенного рисунка следует, что обобщенный коэффициент вертикальной геометрии $K_{об,в}$ принимает значения 100 и более для большинства областей зоны обслуживания. И это закономерно, так как нет существенного разноса ПС по вертикали. Улучшить ситуацию можно, если поднять, например, первый ПС на высоту в несколько километров. На рис. 7 приведено 3D-представление $K_{об,в}$ в зависимости от горизонтальных координат, изменяющихся в пределах соты, где первый ПС расположен над центром соты на высоте 3 км. В данном случае $K_{об,в} \leq 10$ в пределах практически всей соты. Наглядно это иллюстрируется 2D-представлением $K_{об,в}$, приведенном на рис. 8.

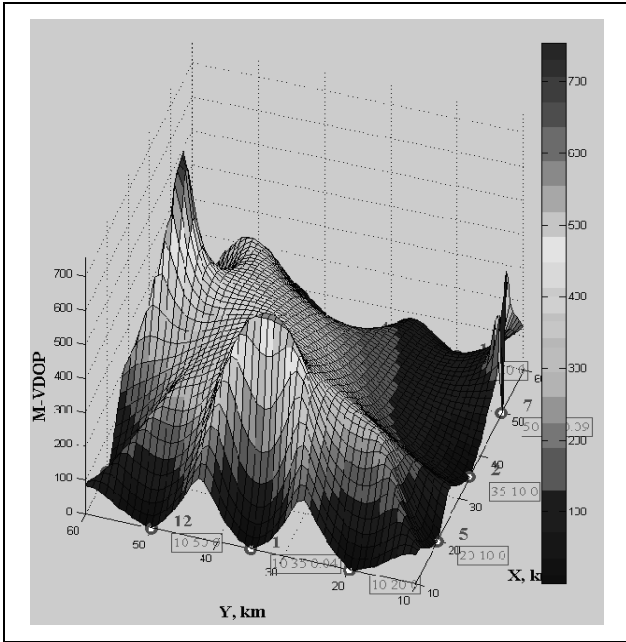


Рис. 6. 3D-представление значений $K_{об,в}$ для 12 ПС

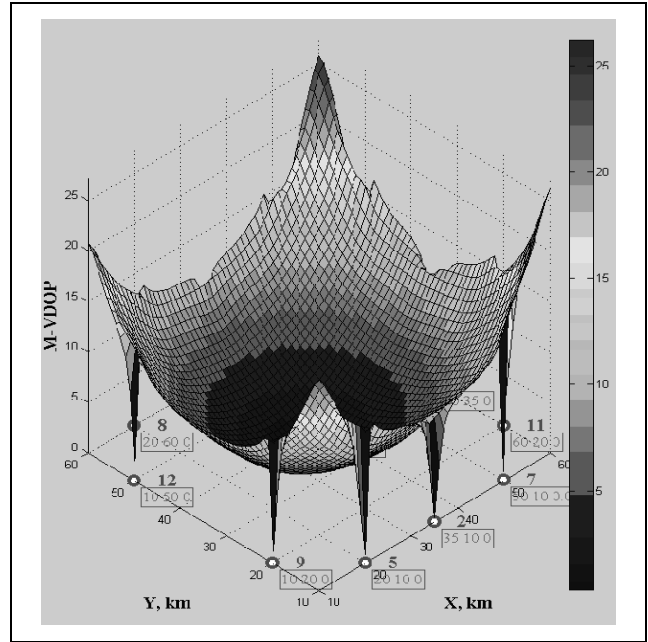


Рис. 7. 3D-представление значений $K_{об,г}$ для 12 ПС, где первый ПС расположен над центром соты на высоте 3 км

Ошибки оценки координат в интегрированной системе НКА и ЛФД на базе ПС. Рассмотрим работу НАП совместно по сигналам НКА и ПС. С целью повышения помехоустойчивости при работе по сигналам ПС их мощность на входе НАП должна быть выше мощности навигационных сигналов ГЛОНАСС. Пусть $P_{с,НС}$ – мощность сигналов НС на входе НАП, а мощность сигналов ПС на входе НАП $P_{с,ПС} = \eta P_{с,НС}$, где $\eta > 1$.

Аналогично, как это сделано выше, полагаем, что на этапе первичной обработки проведена оценка псевдодальностей до всех видимых ПС

$$y_{\bar{R}_{ПСi,k}} = R_{ПСi}(x_k, y_k, z_k) + D' + n_{\bar{R}_{ПСi,k}}, \quad (16)$$

и всех видимых НС

$$y_{\bar{R}_{НСj,k}} = R_{НСj}(x_k, y_k, z_k) + D' + n_{\bar{R}_{НСj,k}}, \quad (17)$$

где $R_{ПСi}(x_k, y_k, z_k)$ – истинная дальность до i -го ПС; $R_{НСj}(x_k, y_k, z_k)$ – истинная дальность до j -го НС; $D' = ct'$, t' – смещение часов опорного генератора приемника потребителя относительно шкалы времени системы; $\{x_k, y_k, z_k\}$ – координата потребителя, например, в геоцентрической вращающейся системе координат.

Как и выше, рассматриваем задачу оценки координаты потребителя $\{x_k, y_k, z_k\}$ по вторичным наблюдениям (16), $i = \overline{1, N}$, (17), $j = \overline{1, n}$. Полагаем, что погрешности $n_{\bar{R}_{НСj,k}}$, $n_{\bar{R}_{ПСi,k}}$ имеют нулевые математические ожидания.

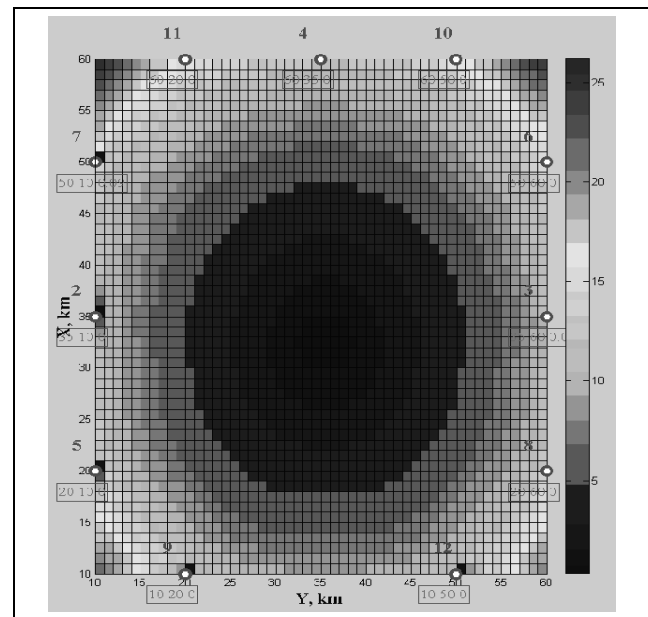


Рис. 8. 2D-представление значений $K_{об,г}$ для 12 ПС, где первый ПС расположен над центром соты на высоте 3 км

Введем вектор состояния $\mathbf{x} = [x \ y \ z \ D]^T$, вектор вторичных наблюдений $\tilde{\mathbf{y}}_{\bar{R},k} =$
 $= [y_{\bar{R}_{ПС1,k}} \ \dots \ y_{\bar{R}_{ПСN,k}} \ y_{\bar{R}_{НС1,k}} \ \dots \ y_{\bar{R}_{НСn,k}}]^T$ и вектор погрешностей $\mathbf{n}_{\bar{R},k} =$
 $= [n_{\bar{R}_{ПС1,k}} \ \dots \ n_{\bar{R}_{ПСN,k}} \ n_{\bar{R}_{НС1,k}} \ \dots \ n_{\bar{R}_{НСn,k}}]^T$. Применяя стандартный подход, что и выше, приходим к итоговому соотношению (6), которое приведем еще раз

$$\mathbf{R}_{\text{ош},\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}, \quad (18)$$

где $\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}}$ – диагональная матрица, элементами которой являются дисперсии ошибок измерения псевдодальностей $D_{\bar{D}_i}$ (16), (17); $\tilde{\mathbf{H}}$ – расширенная совместная матрица направляющих косинусов на ПС и НС.

Далее в (18) проводим нормировку на $q_c/n_{0,\text{центр}}$ (7), в результате чего запишем

$$\mathbf{R}_{\text{ош},\mathbf{x}} = D_{\text{ош},\bar{D},\text{центр}} \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \left(\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}} / D_{\text{ош},\bar{D},\text{центр}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}. \quad (19)$$

Введем множитель

$$\tilde{\mathbf{K}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T \left(\mathbf{R}_{\text{ош},\bar{D}} / D_{\bar{D},\text{центр}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} = \left(\tilde{\mathbf{H}}^T (\bar{D}_{\text{ПС+НС}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1}, \quad (20)$$

где

$$\bar{D}_{\text{ПС+НС}} = \begin{pmatrix} D_{\text{ПС1}}^2 / \bar{D}_{\text{центр}}^2 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & D_{\text{ПСN}}^2 / \bar{D}_{\text{центр}}^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \eta & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \eta \end{pmatrix}; \quad (21)$$

$D_{\text{ПС}i}$ – расстояние от НАП до i -го ПС; η определяется выражением $P_{\text{с,ПС,центр}} = \eta P_{\text{с,НС}}$.

Множитель $\tilde{\mathbf{K}}$ (20) аналогичен множителю (10). В дальнейшем для краткости множитель $\tilde{\mathbf{K}}$ (20) будем называть «*обобщенным интегрированным геометрическим фактором*». Так же как и выше, при рассмотрении влияния обобщенного интегрированного геометрического фактора будем использовать коэффициент:

$$K_{\text{об,инт,г}} = \text{tr} \left[\left(\tilde{\mathbf{H}}^T (\bar{D}_{\text{ПС+НС}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} \right]^{1/2} = \left[\tilde{k}_x^2 + \tilde{k}_y^2 + \tilde{k}_z^2 + \tilde{k}_t^2 \right]^{1/2}; \quad (22)$$

коэффициент обобщенной интегрированной пространственной геометрии:

$$K_{\text{об,инт,п}}^2 = \tilde{k}_x^2 + \tilde{k}_y^2 + \tilde{k}_z^2; \quad (23)$$

коэффициент обобщенной интегрированной горизонтальной геометрии:

$$K_{\text{об,инт,г}}^2 = \tilde{k}_x^2 + \tilde{k}_y^2; \quad (24)$$

коэффициент обобщенной интегрированной вертикальной геометрии:

$$K_{\text{об,инт,в}} = \tilde{k}_z. \quad (25)$$

Проанализируем характеристики интегрированной (НКА+ПС)-системы. Как и выше, рассматриваем прямоугольную зону обслуживания ЛФД на базе ПС размером 50×50 км в горизонтальной плоскости (см. рис. 1). При работе только по НКА и высоте потребителя 100 м PDOP составляет ~ 3. Положим теперь, что в дополнение к 12 НКА используются 12 ПС. При этом от одного НКА в центре соты обеспечивается мощность сигнала ПС, равная мощности сигнала НКА, т.е. $\eta = 1$. На рис. 9 приведено 3D (в плоскости) представление значений $K_{\text{об,инт,п}}$ (M-PDOP) для этого случая при том же размещении НАП.

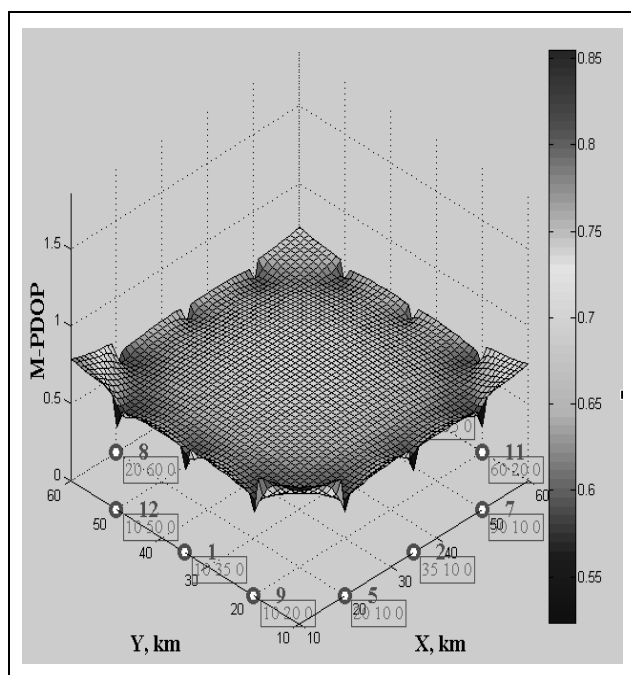


Рис. 9. 3D-представление значений $K_{об,инт,п}$ для 12 ПС и 12 НКА при $\eta = 1$ и расположении НАП в пределах соты по горизонтальным координатам и на высоте 100 м

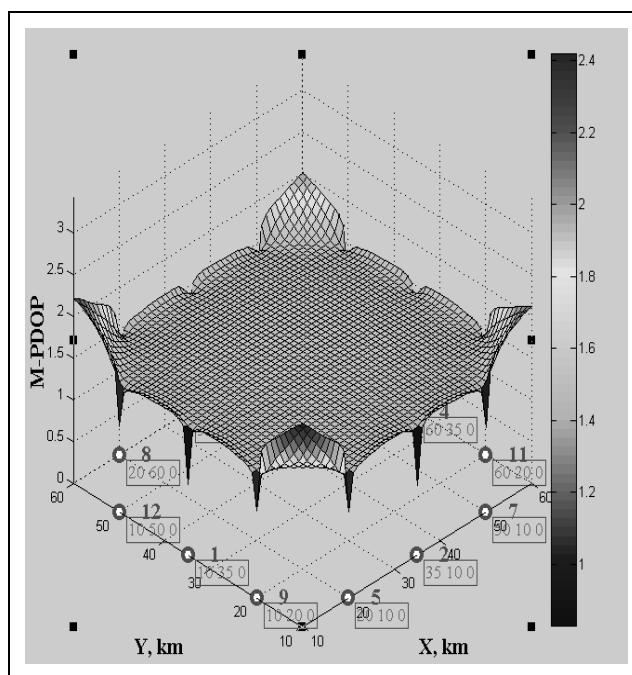


Рис. 10. 3D-представление значений $K_{об,инт,п}$ для 12 ПС и 12 НС при $\eta = 10$ и расположении НАП в пределах соты по горизонтальным координатам и на высоте 100 м

Из рис. 9 видно, что при совместном использовании ПС и НКА коэффициент пространственной геометрии уменьшился в 5 раз. Следовательно, и точность определения координат повысилась во столько же раз.

Положим теперь, что мощность сигналов ПС увеличилась в 10 раз, т.е. $\eta = 10$. На рис. 10 приведено 3D-представление значений $K_{об,инт,п}$ (M-PDOP) для данного случая.

Из рис. 10 следует, что $K_{об,инт,п} \approx 1,6$, т.е. увеличился в 2,5 раза по сравнению с предыдущим случаем. В то же время, $K_{об,инт,п}$ все же в 2 раза меньше, чем в случае использования только НКА. Отметим, что в приведенном примере увеличение $K_{об,инт,п}$ обуславливается в первую очередь плохим значением коэффициента обобщенной интегрированной вертикальной геометрии. Для иллюстрации этого факта на рис. 11 приведено 3D-представление значений $K_{об,инт,г}$ (M-HDOP – коэффициента обобщенной интегрированной горизонтальной геометрии) для рассматриваемого случая, из которого следует, что $K_{об,инт,г} \approx 0,5$.

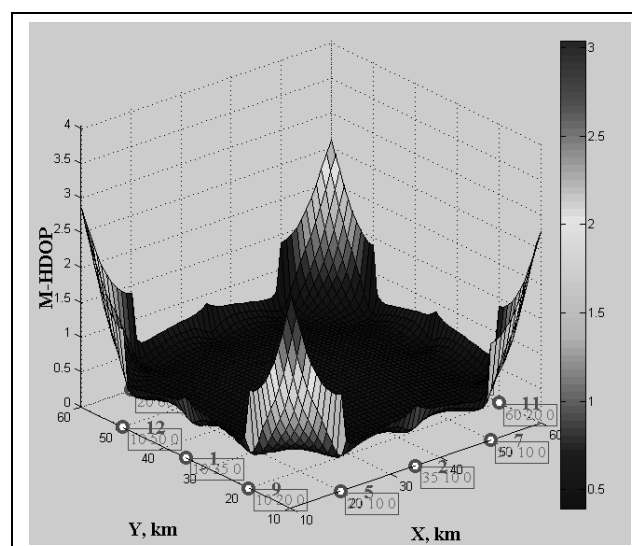


Рис. 11. 3D-представление значений $K_{об,инт,г}$ для 12 ПС и 12 НС при $\eta = 100$ и расположении НАП в пределах соты по горизонтальным координатам и на высоте 100 м

Отметим еще одно обстоятельство. В рассмотренном примере мощность сигналов ПС в 100 раз больше мощности сигналов НС. При этом в (9) нормировка проводится на значение $D_{ош,д,центр}$, которое также соответствует повышенному значению мощности сигналов ПС. Отсюда следует, что с учетом (8) СКО определения координат будет в 10 раз меньше. Следовательно, для обеспечения той же СКО опре-

деления координат в интегрированной (НС+ПС)-системе, что и в системе только с НС, допустимо увеличение $K_{об,инт,п}$ также в 10 раз, т.е. до уровня $K_{об,инт,п} = 33$. Такое значение коэффициента геометрии может быть достигнуто при $\eta = 6000$.

Получены выражения для анализа влияния обобщенного геометрического фактора на ошибки оценки координат потребителя при использовании локального функционального дополнения на базе псевдоспутников. Необходимо использовать 10–12 ПС для зоны 50×50 км при обобщенном коэффициенте геометрии менее 6; разброс ПС в пределах 50...80 м по высоте не обеспечивает высокое качество навигационного обеспечения по вертикальной координате; для качественного навигационного обеспечения по вертикальной координате необходимо один из ПС размещать на высоте 1...3 км; при совместной работе по 12 ПС на 12 НКТ и при примерно равной мощности сигналов ПС и НКА на входе НАП коэффициент пространственной геометрии уменьшается в 5 раз по сравнению со случаем работы только по 12 НСМ, следовательно, и точность определения координат повышается по столько же раз. Для обеспечения СКО оценки координат потребителя в интегрированной системе НКА + ПС не хуже, чем при работе только по сигналам НС, возможно использовать превышение мощности сигналов ПС над мощностью сигналов НС до 5000 раз.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е. / под ред. *А.И. Перова, В.Н. Харисова*. М.: Радиотехника. 2010.

ТЕХНОЛОГИИ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС И МОНИТОРИНГ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Повышение точности навигационных определений потребителей ГЛОНАСС с использованием калибровочных поправок к измерениям псевдодальности, рассчитанных в системе высокоточного определения эфемерид и временных поправок

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

А.Н. Жуков – к.т.н., главный конструктор – заместитель директора,
филиал «Прецизионного навигационно-баллистического обеспечения»
АО «Научно-производственная корпорация «системы прецизионного приборостроения»
(г. Королёв, Московская обл.)
E-mail: spnav@mail.ru

С.М. Зотов – к.т.н., начальник отдела, филиал «Прецизионного навигационно-баллистического обеспечения»
АО «Научно-производственная корпорация «системы прецизионного приборостроения»
(г. Королёв, Московская обл.)
E-mail: zotov@list.ru

И.Н. Тупицын – вед. науч. сотрудник, филиал «Прецизионного навигационно-баллистического обеспечения»
АО «Научно-производственная корпорация «системы прецизионного приборостроения»
(г. Королёв, Московская обл.)
E-mail: tin76@inbox.ru

Д.Ю. Ченин – начальник сектора, филиал «Прецизионного навигационно-баллистического обеспечения»
АО «Научно-производственная корпорация «системы прецизионного приборостроения»
(г. Королёв, Московская обл.)
E-mail: dchenin66@mail.ru

Предложена технология дистанционного расчета калибровочной информации для существующей навигационной аппаратуры с высокостабильными характеристиками задержек в измерительных каналах, работающей по сигналам ГЛОНАСС, и ее доставки потребителям, позволяющая достичь точности навигации в абсолютном режиме с использованием высокоточной эфемеридно-временной информации на уровне 30–40 см (СКП).

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, навигационная аппаратура потребителей, межлитерные задержки.

The technology of remote calculate calibration information for an existing navigation equipment with highly stable performance delays in measuring channels operating on the GLONASS signals is offered, and its delivery to customers, allowing to reach the navigation accuracy in absolute mode with high precision ephemeris-time information at the level of 30–40 cm (RMS).

Keywords: global navigation satellite system, user apparatus, inter literal delay.

В настоящее время ГЛОНАСС за счет погрешностей космического сегмента в оперативном абсолютном режиме реализует навигационное поле с погрешностью (по уровню вероятности 0,95) 3...6 м. Вместе с тем, даже лучшие образцы навигационной аппаратуры ГЛОНАСС (геодезического класса) имеют вариации значений систематической погрешности измерений псевдодальности, обусловленные литерной зависимостью, существенно превышающие погрешности навигационного поля ГЛОНАСС.

Наличие данных погрешностей объясняется не только проблемами с эталонной базой проведения калибровок бортовой аппаратуры навигационных космических аппаратов (НКА) и навигационной аппаратуры (НА), но и является неизбежным из-за невозможности обеспечения идентичности реальных условий работы НА и условий её работы при проведении калибровок на предприятии-изготовителе.

Под НА понимается весь спектр аппаратуры, работающей в беззапросном режиме измерения псевдодальности по навигационным сигналам (кодовые, фазовые измерения). К такой аппаратуре относятся в том числе навигационная аппаратура потребителя ГЛОНАСС (НАП) наземного и бортового базирования, беззапросные измерительные системы (БИС) из состава наземного комплекса управления (НКУ) ГЛОНАСС.

Погрешности определения координат местоположения потребителя зависят как от погрешностей калибровок БИС, по измерениям которой рассчитывались частотно-временные поправки (ЧВП) к шкалам времени (ШВ) НКА (опорная беззапросная измерительная система (ОБИС)), так и от погрешностей калибровок НАП. При этом существенными являются лишь погрешности, обусловленные относительными погрешностями калибровок измерительных каналов НА в зависимости от НКА (литера).

Средняя по НКА (литерам) абсолютная погрешность калибровок ОБИС приведет к эквивалентному смещению системной шкалы времени ГЛОНАСС, наблюдаемой потребителем. Но это не приведет к дополнительной погрешности определения его координат местоположения.

Средняя по НКА (литерам) абсолютная погрешность калибровок НАП при определении своего местоположения окажется включенной в поправку к ШВ приемника и также не повлияет на точность навигации.

Относительные погрешности калибровок ОБИС и НАП можно интерпретировать как эквивалентную рассинхронизацию наблюдаемых шкал времени НКА с учетом передаваемых ЧВП.

Таким образом, обеспечение приведения всех беззапросных измерительных средств НКУ ГЛОНАСС (в том числе ОБИС) и НАП к одной «эталонной базе» с использованием литернозависимых поправок к измерениям псевдодальности позволит существенно снизить погрешность навигационных определений потребителей ГЛОНАСС и повысить достоверность контроля точностных характеристик навигационного поля ГЛОНАСС.

Для решения этой задачи в составе системы высокоточного определения эфемерид и временных поправок (СВОЭВП), разработанной в ОКР «ГЛОНАСС-ЭВ» по заказу Минобороны России в 2011 г. и принятой в эксплуатацию, был создан стенд калибровки навигационной аппаратуры (СКНА).

При функционировании СКНА решается задача проведения одновременной калибровки любого количества НА, территориально удаленной от СКНА на произвольное расстояние, без изменения ее штатного функционирования.

Для этого была реализована следующая **многоступенчатая схема калибровки НА**:

- опорным измерительным средством в этой схеме является эталонная беззапросная измерительная система (ЭБИС), которая регулярно калибруется с использованием имитатора навигационных сигналов и входит в состав эталонных средств ВНИИФТРИ (государственного эталона времени и частоты);
- измерения ЭБИС и калибровки к ее измерениям псевдодальности передаются в комплекс удаленной калибровки НА;
- с использованием этих данных, беззапросных измерений калибруемых измерительных средств – НАП, БИС НКУ ГЛОНАСС и высокоточной эфемеридно-временной информации (ЭВИ) ГЛОНАСС проводится расчет калибровочных поправок к измерениям НА, которые по каналам связи передаются потребителям, в том числе в Центр управления системой (ЦУС-УМ) ГЛОНАСС.

Методически **принцип калибровки** состоит в следующем:

1) с использованием апостериорной ЭВИ для измерений ЭБИС определяются поправки к измерениям для каждого КА (т.е. по сути это поправки к измерениям ЭБИС относительно ЧВП НКА из состава апостериорной ЭВИ). Аналогичная операция выполняется для калибруемого измерительного средства (ИС);

2) затем из поправок к измерениям калибруемого ИС вычитаются рассчитанные поправки к ЭБИС, включая калибровочные поправки, полученные при работе с имитатором навигационных сигналов. Таким образом, формируются относительные калибровочные поправки к измерениям калибруемого ИС (НАП, БИС НКУ ГЛОНАСС).

Одним из существенных преимуществ данной технологической схемы является не критичность к постоянным систематическим погрешностям частотно-временной информации из состава апостериорной ЭВИ, так как их значения компенсируются при формировании разности поправок к измерениям калибруемого ИС и ЭБИС относительно одного и того же состава ЭВИ на одних и тех же интервалах времени.

В результате выполнения указанной схемы калибровки НА формируются относительные калибровочные поправки к измерениям калибруемого ИС относительно ЭБИС.

Потребителями СКНА являются: наземные потребители, оснащенные НАП; ЦУП КА (в интересах калибровки НАП орбитального базирования – аппаратуры спутниковой навигации (АСН)); ЦУС-УМ ГЛОНАСС (в интересах калибровки беззапросных измерительных средств НКУ ГЛОНАСС).

Для проведения калибровки в СКНА необходимо выполнить следующие условия:

- иметь в наличии двухчастотные кодовые и фазовые измерения калибруемого ИС и ЭБИС;
- получить актуальные калибровочные поправки ЭБИС, рассчитанные с использованием имитатора навигационных сигналов;
- иметь в наличии высокоточную ЭВИ НКА ГЛОНАСС на интервале предоставленных измерений.

Порядок расчета калибровочных поправок следующий:

- 1) набор статистики (более 7 суток);
- 2) формирование сглаженных кодовых измерений калибруемого ИС и ЭБИС фазовыми измерениями, фильтрация аномальных данных;
- 3) вычисление калибровочных поправок:

для калибруемого ИС наземного базирования с известными координатами: уточнение параметров шкалы времени НАП (БИС) с одновременным уточнением систематических погрешностей измерения псевдодалности и зенитных «влажных» тропосферных задержек;

для калибруемого ИС наземного базирования с неизвестными координатами: уточнение координат, параметров ШВ НАП (БИС) с одновременным уточнением систематических погрешностей измерения псевдодалности и зенитных «влажных» тропосферных задержек;

для калибруемого ИС космического базирования (АСН) уточнение эфемерид (кинематические решения), параметров ШВ АСН с одновременным уточнением систематических погрешностей измерения псевдодалности.

В состав калибровочных данных входит следующая информация:

- калибровочные поправки к измерениям псевдодалности по сигналам стандартной точности НКА ГЛОНАСС;
- калибровочные поправки к измерениям псевдодалности по сигналам высокой точности НКА ГЛОНАСС;
- калибровочные поправки на относительные литерные зависимости систематических погрешностей измерения псевдодалности по сигналам стандартной точности (осредненные по однолитерным НКА);
- калибровочные поправки на относительные литерные зависимости систематических погрешностей измерения псевдодалности по сигналам высокой точности (осредненные по однолитерным НКА).

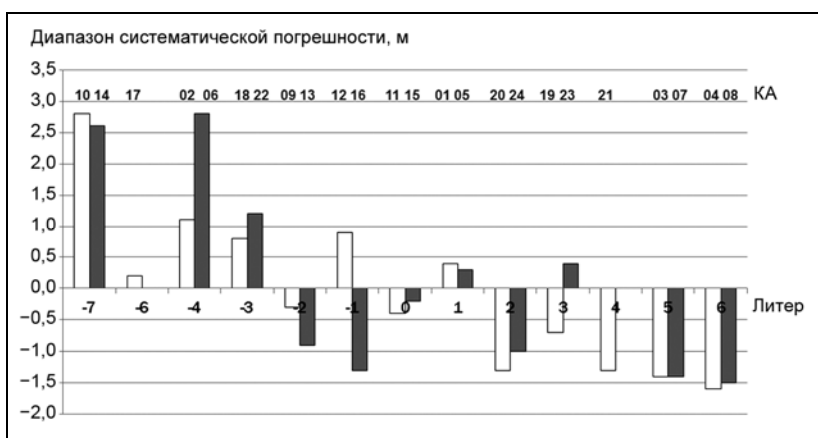


Рис. 1. Различие задержек в НА на сигналах СТ относительно сигналов VT

В СКНА на регулярной основе контролируется, в том числе, отличие задержек в бортовой аппаратуре на сигналах СТ относительно сигналов VT. Для этого используются измерения на VT-, СТ-сигналах эталонных БИС ВНИИФТРИ и задержки в их измерительных каналах, полученные с использованием имитатора. Результаты представлены на рис. 1.

Из анализа данных, представленных на рис. 1, следует, что в зависимости от НКА диапазон различий превышает 4 м. Следовательно, калибровку НАП (БИС) необходимо проводить независимо на СТ- и VT-сигналах, что и производится в СКНА.

С использованием СКНА было проведено оценивание эффективности применения калибровок. Были выбраны БИС с наиболее стабильными характеристиками задержек в измерительных каналах.

Состав исходных данных для экспериментальной оценки систематических погрешностей НА следующий:

1) кодовые и фазовые двухчастотные измерения псевдодальности НА для расчета оценок систематических погрешностей:

БИС Улан-Удэ, Якутск, Московская обл., Оленегорск, Зеленчук;

БИС Елизово, Щелковский р-н, Комсомольск-на-Амуре;

БИС из состава КОС Московская обл., Комсомольск-на-Амуре;

2) в качестве ЭБИС использовалась БИС, входящая в состав эталонных средств ВНИИФТРИ (государственного эталона времени и частоты);

3) апостериорные эфемериды и ЧВП СВОЭВП.

Результатами расчетов являлись:

- оценка систематической погрешности измерений БИС, ее зависимость от НКА (литера), диапазона изменения систематической погрешности измерений БИС;
- результаты оценки точности решения навигационной задачи по измерениям калибруемой БИС с использованием и без использования калибровочной информации с привлечением апостериорной ЭВИ ГЛОНАСС.

Так, например, для вновь созданной сети БИС ГЛОНАСС (различные экземпляры типовой аппаратуры) была проведена оценка диапазона изменения систематической погрешности измерений псевдодальности за счет литерной зависимости. Гистограмма приведена на рис. 2.



Рис. 2. Диапазон изменения систематической погрешности измерений за счет литерной зависимости: □ – VT-сигнал; ■ – СТ-сигнал

Из анализа представленных данных следует, что диапазон изменения систематической погрешности измерения псевдодальности за счет литерной зависимости составляет от 2 до 8 м в зависимости от типа сигнала и конкретного экземпляра БИС. Кроме того, анализ представленных данных позволяет наглядно оценить неидентичность литернозависимых систематических погрешностей различных экземпляров типовой аппаратуры.

В качестве примера также можно привести анализ оценок систематической погрешности измерения псевдодальности за счет литерной зависимости для БИС «Оленегорск» (рис. 3).

Из анализа данных следует, что для 2-го комплекта аппаратуры на VT-сигнале на 5, 6 литер относительная погрешность достигает 14 м.

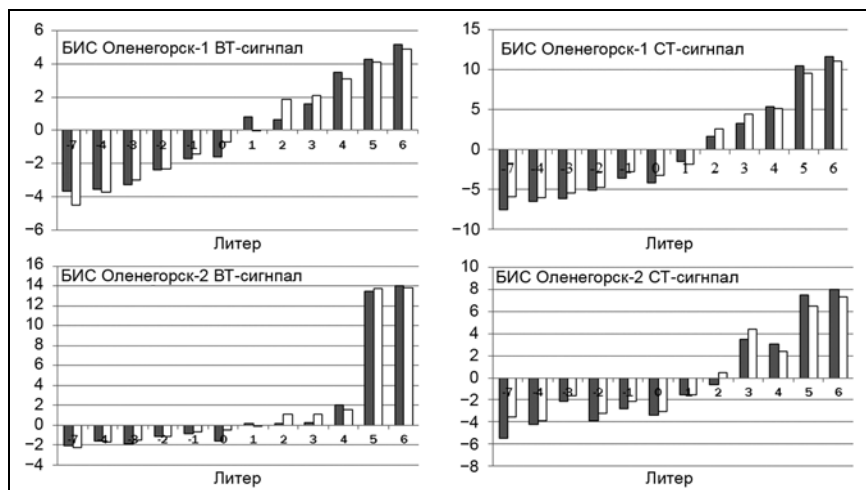


Рис. 3. Оценка систематической погрешности измерений за счет литерной зависимости

Для оценивания значимости использования рассчитанных калибровок при решении навигационной задачи (РНЗ) потребителем были проведены расчеты погрешности ее решения по измерениям калибруемой БИС с применением и без применения калибровочных поправок с использованием апостериорной ЭВИ СВОЭВП для ряда БИС НКУ ГЛОНАСС. Данные по 15 БИС представлены в табл. 1 и соответствующей гистограмме на рис. 4.

Таблица 1. Оценка погрешности РНЗ в абсолютном режиме с учетом и без учета калибровочных поправок (апостериорная ЭВИ)

№ п/п	Навигационная аппаратура, (ВТ-сигнал)	Погрешность РНЗ	
		без учета калибровочных данных (СКП), м	с учетом калибровочных данных (СКП), м
1	БИС Улан-Удэ-1	5,02	0,81
2	БИС Улан-Удэ-2	3,69	0,55
3	БИС Московск. обл.-1	3,67	0,76
4	БИС Московск. обл.-2	3,91	0,51
5	БИС Оленегорск-2	12,49	0,32
6	БИС Зеленчук-1	1,59	0,64
7	БИС Зеленчук-2	1,70	0,55
8	БИС Елизово-1	2,53	0,42
9	БИС Елизово-2	2,10	0,41
10	БИС Щелковск. р-н-1	5,30	0,33
11	БИС Щелковск. р-н-2	3,36	0,35
12	БИС Комсомольск-1	2,50	0,44
13	БИС Комсомольск-2	2,16	0,46
14	БИС КОС Моск. обл.-14	2,95	0,41
15	БИС КОС Комсомольск	2,30	0,64

Анализ результатов показал, что использование калибровочных данных позволяет существенно снизить влияние литернозависимой систематической погрешности измерений псевдодалности на точность решения целевых задач (так, погрешность решения навигационной задачи в абсолютном режиме с использованием высокоточной ЭВИ возможно снизить в 3...15 раз).

Особое внимание следует обратить на сравнительные погрешности РНЗ в абсолютном режиме для 2-го комплекта БИС «Оленегорск» (5-й по порядку). Без использования калибровочных поправок погрешность РНЗ (СКП) составляет 12,5 м, с использованием – 0,3 м. С использованием калибровочных поправок погрешность РНЗ для данной БИС – одна из минимальных

среди оцениваемых средств. Это свидетельствует о значительной стабильности задержек в измерительных каналах данной БИС и, следовательно, высокой эффективности применения калибровочных поправок.

Также была оценена эффективность применения калибровок для работы АСН на примере КА «Ресурс-П». Космический аппарат «Ресурс-П» был запущен в 2013 г. в целях решения задач дистанционного зондирования Земли. Высота орбиты – около 480 км. Заданная точность координатной привязки снимков – 15...20 м. Оснащен четырьмя комплектами АСН.

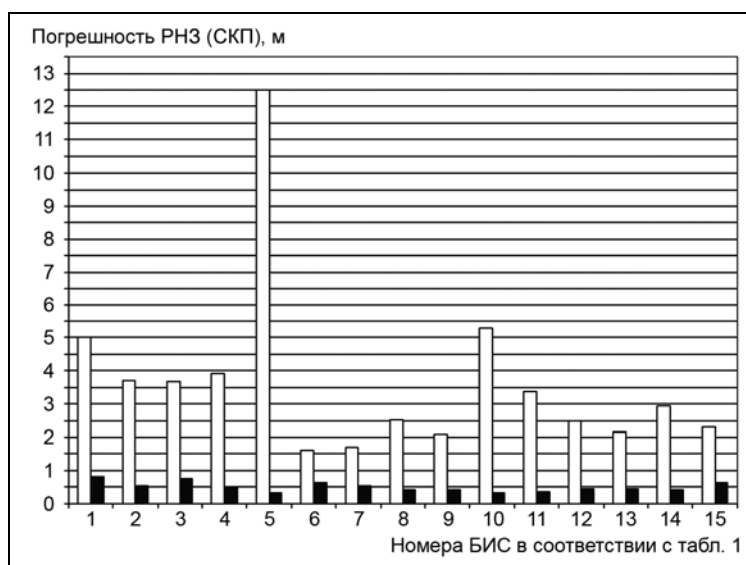


Рис. 4. Погрешность решения навигационной задачи с учетом (■) и без учета (□) калибровочных поправок с использованием апостериорной ЭВИ

Были получены измерения всех комплектов АСН на интервале 17–18 июля 2013 г.

Результаты проведенных оценок систематической погрешности псевдодальности приведены в табл. 2. Диапазон систематических погрешностей измерения псевдодальности составил около 30 м.

Таблица 2. Оценка систематической погрешности измерения псевдодальности для четырех комплектов АСН КА «Ресурс-П»

Сист. № КА	Комплекты АСН			
	1-й	2-й	3-й	4-й
1	-0,935	-6,336	-4,291	3,314
2	-10,406	6,603	10,612	-9,838
3	11,715	0,860	-6,883	2,114
4	14,662	5,466	-3,945	0,920
5	1,224	-4,216	-1,784	5,901
6	-11,763	6,015	9,505	-9,176
7	11,773	1,533	-6,696	4,259
8	14,852	5,737	-4,412	1,982
9	-10,046	0,003	8,522	-0,632
10	-7,284	10,252	6,788	-14,321
11	-3,327	-4,253	0,906	3,747
12	-8,850	-5,071	2,224	-1,467
13	-10,883	-1,486	7,616	-3,482
14	-7,015	10,730	7,422	-14,658
15	-2,031	-2,553	3,069	6,663
16	-8,027	-3,842	3,270	1,355
17	9,408	-1,709	-8,378	4,181
18	-11,782	2,856	9,530	-6,038
19	7,058	-3,226	-5,461	7,335
20	3,146	-5,443	-5,143	5,813
21	8,740	-2,083	-8,644	2,852
22	-11,199	3,251	9,863	-7,093
23	7,029	-3,186	-6,648	7,139
24	2,061	-6,560	-6,457	4,463

Была проведена калибровка измерительных каналов. При использовании калибровочных поправок в абсолютном режиме навигационных определений с использованием апостериорной ЭВИ ГЛОНАСС эквивалентную погрешность псевдодальности на 2-суточном интервале удалось снизить до 0,3...0,9 м, т.е. в режиме штатного орбитального функционирования АСН на КА «Ресурс-П» удалось чисто математическими методами повысить точность его позиционирования в десятки раз.

В настоящее время при серийном производстве НА высокого класса точности различного целевого назначения производителями используются аппаратные средства обработки навигационных сигналов, имеющие в своем составе минимум аналоговых элементов (фильтров на поверхностных акустических

волнах и т.п.) и позволяющие достигнуть высокой повторяемости характеристик в части задержек обработки навигационных сигналов в измерительных каналах в рамках изготовления партии таких средств (микросхем). Указанные характеристики имеют достаточно высокую стабильность на интервале времени 2–3 года.

При этом, для такой аппаратуры производителями, как правило, самостоятельно рассчитываются калибровочные поправки, которые впоследствии на предприятии с помощью специальных интерфейсных протоколов записываются в память НАП для всей партии аппаратуры, поступающей потребителям.

Таким образом, в большинстве случаев потребитель, решающий целевую задачу по определению координат местоположения в абсолютном режиме может использовать только те калибровочные поправки к межлитерным задержкам, которые были введены в аппаратуру на этапе ее серийного изготовления на предприятии.

Некоторые производители НАП предусмотрели интерфейсные протоколы для проведения начальных установок и настроек аппаратуры ее пользователями. В то же время указанные протоколы являются уникальными для каждого производителя и поставляются вместе с аппаратурой. Наборы устанавливаемых (задаваемых пользователем) установок и настроек также специфичны для каждого производителя. При этом такая НА имеет возможность выдачи измерений в стандартном формате RINEX.

С учетом существенного прогнозного повышения точности ЭВИ ГЛОНАСС (в соответствии с Федеральной целевой программой «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС» на 2012–2020 гг. погрешность определения местоположения в реальном времени за счет космического сегмента без использования систем функциональных дополнений не превысит 0,6 м) основной составляющей погрешности РНЗ потребителем при использовании двухчастотных измерений может стать аппаратная погрешность НАП.

Таким образом, возникла насущная проблема обеспечения возможности ввода актуальных калибровочных поправок к измерениям псевдодалности, формируемых в соответствии с утвержденным интерфейсным контрольным документом (ИКД) СВОЭВП.

В сети БИС ГЛОНАСС выявлено существенное изменение значений систематической погрешности измерения псевдодалности в зависимости от литеры частоты навигационного сигнала.

Использование калибровочных поправок позволяет существенно снизить влияние систематической погрешности измерений на точность решения целевых задач.

Использование калибровочной информации для существующей НА с высокостабильными характеристиками задержек в измерительных каналах позволяет достичь точности навигации в абсолютном режиме с использованием высокоточной ЭВИ на уровне 30...40 см (СКП).

С учетом выявленного отличия в аппаратурных задержках на СТ- и ВТ-сигналах калибровку НАП (БИС) следует проводить независимо на этих сигналах.

Стенд калибровки навигационной аппаратуры позволяет проводить одновременную калибровку любого количества территориально удаленной НА различного целевого назначения специальных потребителей, в том числе, в режиме ее штатной эксплуатации.

На этапе изготовления (настройки) на предприятии-изготовителе НА целесообразно с использованием СКНА проводить калибровку отобранных экземпляров из серийной партии. В случае незначительного разброса калибровочных поправок для отобранных экземпляров целесообразно распространить полученные калибровочные значения на всю партию НА. В противном случае калиброваться должен каждый экземпляр НА.

В тактико-технических заданиях на разработку навигационной аппаратуры высокого класса точности целесообразно предъявлять требования в части обеспечения возможности ввода (уточнения) в процессе эксплуатации НА калибровочных поправок к измерениям псевдодалности в соответствии с ИКД СВОЭВП по стандартизированному для всех разработчиков протоколу, что позволит потребителям существенно снизить погрешность навигационных определений в абсолютном режиме.

Аппаратура угломерного канала аппаратно-программного комплекса для исследования сигналов навигационно-космических аппаратов ГЛОНАСС в Ku-диапазоне

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

В.А. Ефремов – ст. преподаватель, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана; инженер НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

В.С. Рыжов – инженер, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана
E-mail: vlasov@bmstu.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, результаты работы по оценке основных характеристик сигнала угломерного радиоканала навигационно-космических аппаратов ГЛОНАСС 701K и ГЛОНАСС 702K.

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 main characteristics of the GLONASS 701K and GLONASS 702K satellite are presented.

Keywords: global navigation satellite systems, GLONASS, navigation signal power measurements, the antenna system, electric drive, software.

В рамках дальнейших исследований перспективных возможностей системы ГЛОНАСС в НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана в течение последних трех лет был разработан, изготовлен, смонтирован и введен в эксплуатацию аппаратно-программный комплекс для исследования сигналов бортовых передатчиков навигационно-космического комплекса (НКА) в сантиметровом диапазоне длин волн [1, 2].

Комплекс смонтирован на площадке Радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ в окрестностях г. Дмитрова Московской области. В течение последних нескольких лет на Радиотелескопе РТ-7,5 проводятся исследования, связанные с мониторингом сигналов спутниковых систем, в том числе и навигационных в диапазонах L1, L2, L3, S [3, 4]. Представленный комплекс расширяет его возможности в сторону диапазона сантиметровых волн.

На сегодняшний день с помощью комплекса успешно решена задача получения оценок энергетических характеристик сигналов НКА в Ku-диапазоне, а также задача регистрации спектров сигналов. В настоящее время осуществляется реализация метода диаграммного сканирования для повышения точности определения угловых координат, проводится оценка точности определения углового положения НКА по сигналам ГНСС «ГЛОНАСС-К» в Ku-диапазоне. К перспективным задачам относится построение канала автоматического сопровождения НКА и оценка потенциальной точности определения угловых координат НКА в этом режиме, а также доработка приемной аппаратуры для когерентного приема радионавигационных сигналов в Ku-диапазоне

Аппаратно-программный комплекс включает в себя: двухзеркальную параболическую осесимметричную антенну диаметром 2,1 м, установленную на полноповоротном электромеханическом опорно-поворотном устройстве, жестко закрепленном на массивном фундаменте (рис. 1). Вблизи первичного фокуса главного зеркала установлен плоский подвижный контррефлектор, отражающий сигнал в сторону 120-градусного облучателя, сигнал с которого пода-



Рис. 1. Внешний вид двухзеркальной антенной системы комплекса

ется 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-угломестное 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).

Более подробно конструкция комплекса представлена на функциональной схеме (рис. 3) Кроме перечисленных выше элементов здесь показаны элементы локальной вычислительной сети, по которой осуществляются управление и передача данных. Вычислительные средства комплекса состоят из сервера управления и удаленного терминала управления.

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 Ku-диапазоне на протяженных временных интервалах.

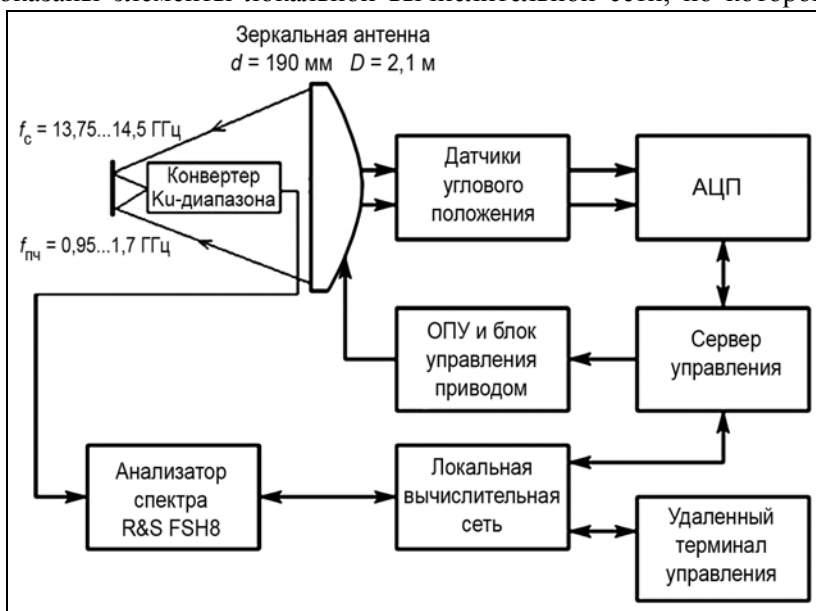


Рис. 2. Схема аппаратно-программного комплекса

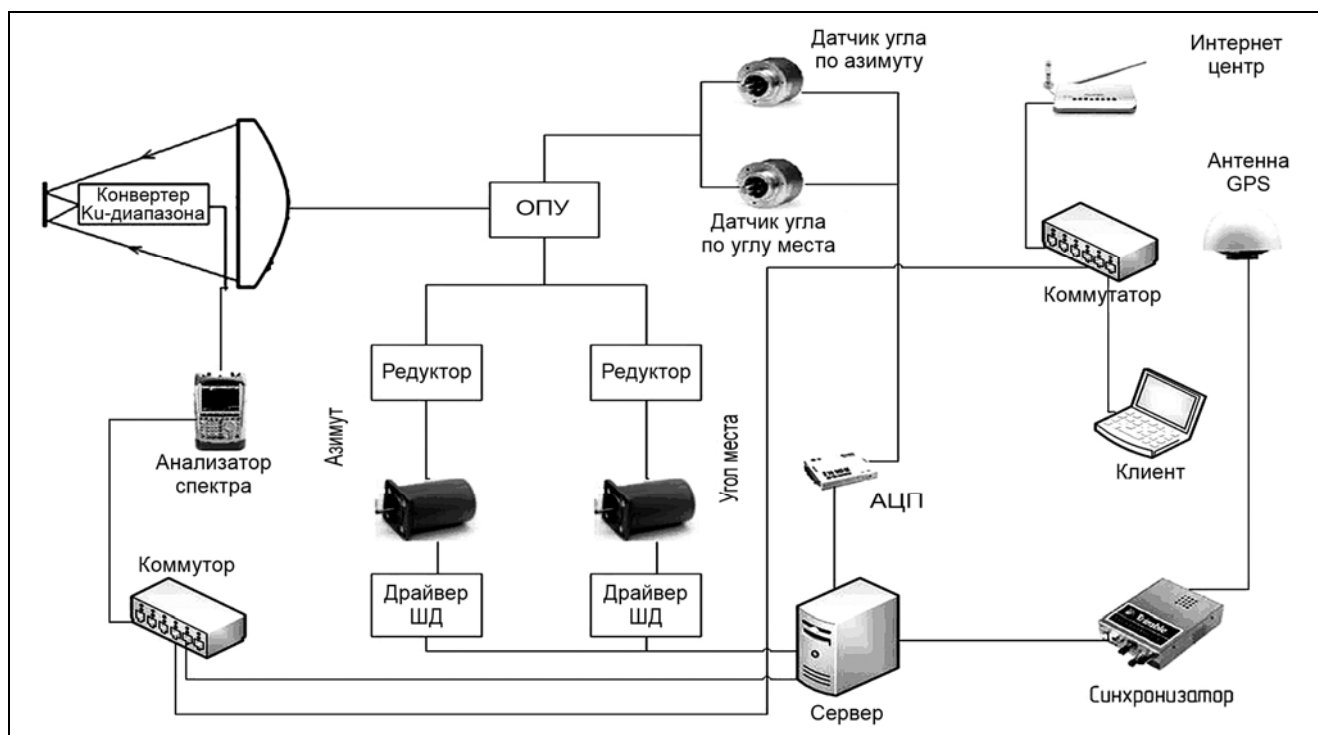


Рис. 3 Функциональная схема аппаратно-программного комплекса

Разработанные программные продукты позволяют проводить юстировку, 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.

Программное обеспечение комплекса включает как общеизвестные продукты, так и программы собственной разработки. Так, целеуказание осуществляется на основе свободно распространяемых «NASA Two Line Element format» (TLE) файлов, 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 вперед эфемериды передаются в программу управления приводом антенны стенда. Для отображения спектрограмм сигналов с выхода приемного тракта и записи их на жесткий диск используется стандартная программа-регистратор фирмы «Rohde & Schwarz». Оригинальный программный продукт используется для управления подвижным контррефлектором. Из окна программы можно видеть текущее положение главного лепестка диаграммы направленности антенной системы, задавать тип сканирования, темп сканирования и угол отклонения луча антенны

Технические характеристики аппаратно-программного комплекса

Тип антенной системы	двухзеркальная осесимметричная
Схема облучения	из вторичного фокуса
Диаметр главного зеркала, м	2,1
Диаметр контррефлектора, м	0,19
Тип монтировки	полноповоротная азимутальная
Диапазон рабочих углов:	
по азимуту, град	-150...150
по углу места, град	0...90
Потенциальная точность привода, угл.с	2...3
Схема облучения	из вторичного фокуса
Принимаемая поляризация	линейная/круговая
Диапазон рабочих частот, ГГц	13,75...14,5
Коэффициент усиления антенны ($\lambda = 2$ см), дБ	48
КИП ($\lambda = 2$ см)	0,65
Ширина ДН ($\lambda = 2$ см), град	0,7
Шумовая температура системы ($\beta = 30^\circ$), К	250

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.

Поскольку комплекс создавался для оценки параметров угломерного канала перспективных НКА, таких как ГЛОНАСС 701К и ГЛОНАСС 702К, важен выбор метода определения угловых координат. Были рассмотрены следующие варианты:

- фазовый метод – при очевидных преимуществах в виде максимальной потенциальной точности, был отклонен в первую очередь, так как для реализации требовал две антенные системы с фазовой синхронизацией приемного оборудования на частотах около 15 ГГц;
- моноимпульсный метод малоэффективен из-за больших энергетических потерь и сложности изготовления облучателя и других элементов волноводного тракта;
- вариант с перемещением всей антенной системы штатным электроприводом был опробован, но показал малую эффективность ввиду очень низкого темпа сканирования, в свою очередь обусловленного большой массой антенной системы;
- метод, основанный на небольшом отклонении луча антенны с помощью легкого подвижного контррефлектора.

В итоге было принято решение о преобразовании уже имевшейся однозеркальной антенной системы в двухзеркальную с подвижным управляемым контррефлектором. Изготовлены и опробованы две конструкции: 1) с поворотом контррефлектора по одной координате шаговым двигателем; 2) с поворотом контррефлектора по двум координатам с помощью четырех электродинамических актуаторов.

Первый вариант, представлявший собой алюминиевый диск, закрепленный непосредственно на валу шагового двигателя, показан на рис. 4.

К преимуществам данной конструкции можно отнести очевидную простоту и надёжность, простые управляющие сигналы, большие углы отклонения. К недостаткам относятся довольно низкий темп сканирования (до 1 Гц) и сложность организации двухкоординатного сканирования. Поэтому была опробована ещё одна конструкция, позволившая реализовать метод двухкоординатного сканирования (рис. 5). Данная конструкция обеспечивает:

- реализацию любых видов сканирования (коническое, спиральное, растровое);
- простое оперативное управление параметрами сканирования;
- высокий темп сканирования (десятки Гц).

Однако данная конструкция не лишена таких недостатков, как высокая сложность и нетехнологичность, а также небольшой угол отклонения контррефлектора.

На рис. 6 конструкция данного блока диаграммного сканирования показана в виде 3D-модели, выполненной в среде Solidworks. В качестве актуаторов использованы элементы головок динамических громкоговорителей – цилиндрические катушки, расположенные в сильном магнитном поле замкнутых магнитных систем. Перемещение катушек при подаче в них токов определенной величины через легкие, жесткие нейлоновые штифты передается контррефлектору.

Контррефлектор диаметром 190 мм, изготовленный из фольгированного стеклотекстолита толщиной 0,4 мм, армирован ребрами жесткости из того же материала. Общий вес контррефлектора – около 60 г, что дает возможность реализовать темп сканирования до нескольких десятков герц.

При разработке блока управления диаграммным сканированием (рис. 7) ставилась задача наиболее простого подключения к ПК. Был выбран параллельный (LPT) порт, бинарные сигналы с которого с помощью простейшего ЦАП на резисторах с весовыми коэффициентами преобразуются в аналоговые управляющие сигналы, которые затем усиливаются интегральными усилителями низкой частоты. Принципиальная электрическая схема (рис. 8) содержит всего порядка 20 радиоэлементов.

В качестве первых экспериментальных данных, полученных после включения в состав комплекса угломерного канала, на рис. 9 приведены спектры сигналов бортовых передатчиков НКА ГЛОНАСС новой серии.

На показанных спектрограммах видно, что аппарат 702К существенно мощнее своего предшественника 701К. Эксперимент проводился в один день и примерно в одно и то же время.



Рис. 4. Блок диаграммного сканирования на основе шагового двигателя

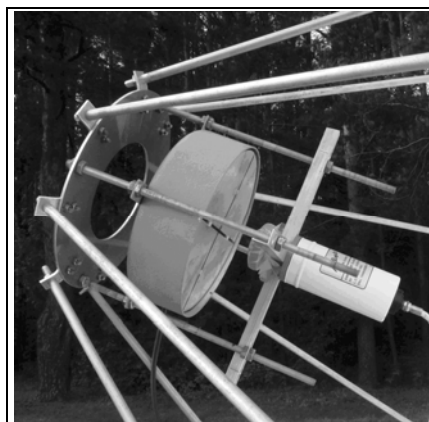


Рис. 5. Двухкоординатный блок диаграммного сканирования на электродинамических актуаторах

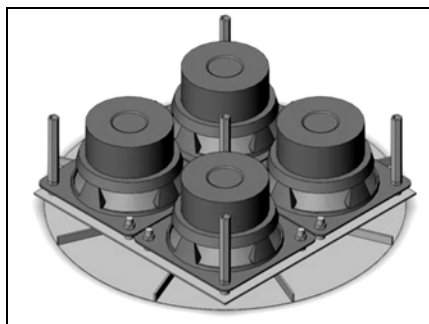


Рис. 6. 3D-модель блока диаграммного сканирования

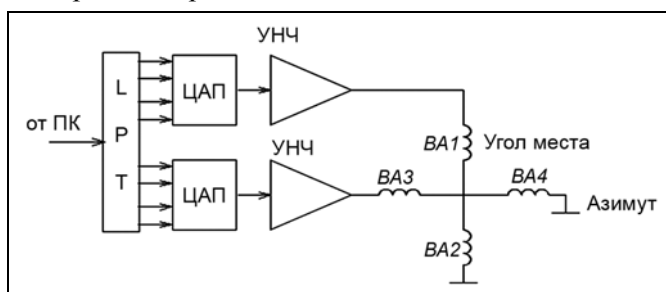


Рис. 7. Схема блока управления диаграммным сканированием

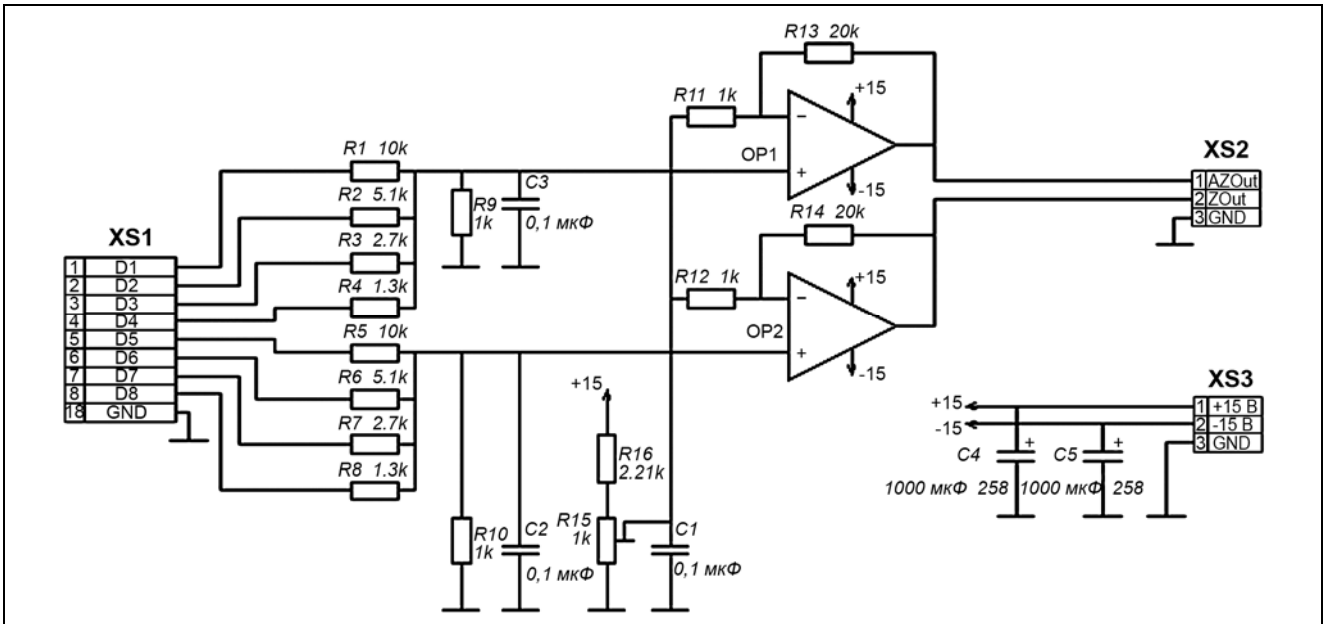


Рис. 8. Принципиальная электрическая схема блока управления диаграммным сканированием

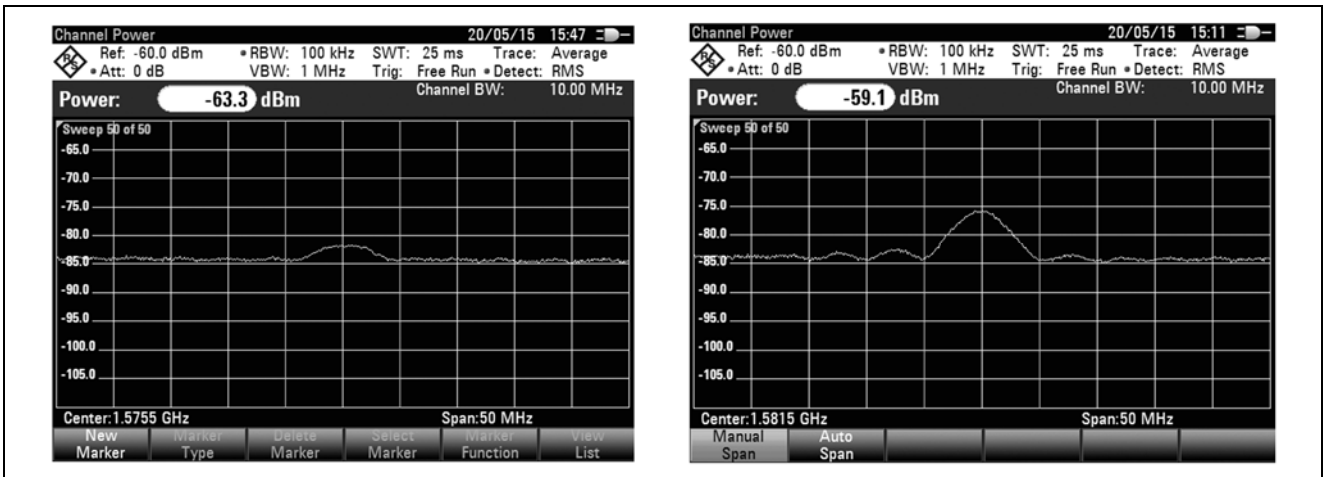


Рис. 9. Спектры сигналов бортовых передатчиков НКА ГЛОНАСС 701К и НКА ГЛОНАСС 702К

Принятая сигналограмма в режиме диаграммного сканирования имеет вид, показанный на рис. 10.

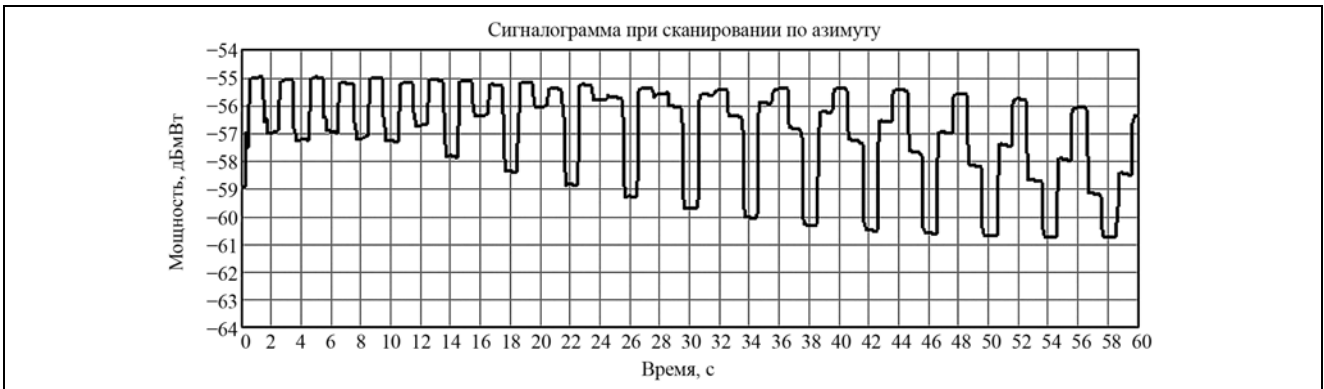


Рис. 10. Результат однократного сканирования при прохождении источника

При медленном прохождении источника от центра к краю, сигнал, принятый при крайних положениях диаграммы направленности, имеет сначала симметричный вид, затем проявляется нарастающая асимметрия, пропорциональная смещению источника сигнала.

На рис. 11 представлены 15 реализаций начального участка предыдущего графика, наложенные друг на друга. Хорошо видна фазовая стабильность при довольно больших амплитудных флуктуациях. Последние объясняются нестабильностью прохождения в атмосфере Земли, отрицательно влияющей на результат при медленном (порядка единиц герц) темпе сканирования.

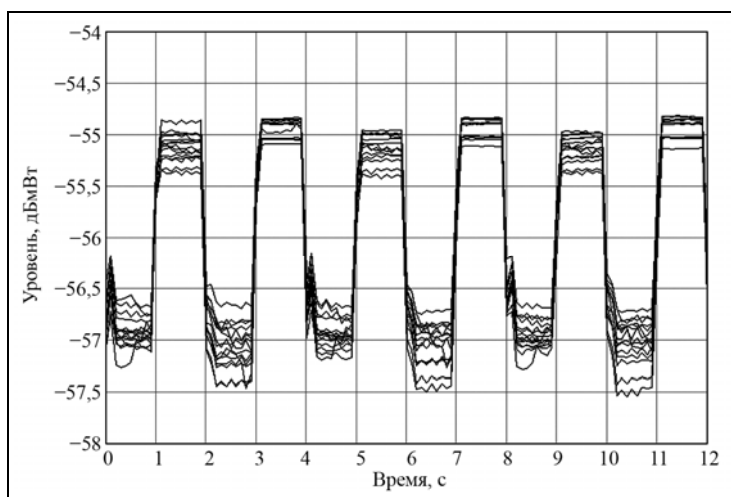


Рис. 11. Реализации 15 сканов при ведении центра источника



Рис. 12. Исходные кривые для построения дискриминационной характеристики

Для построения результирующей дискриминационной характеристики угломерного канала были получены две зависимости уровня принятого сигнала во времени при прохождении источника слева направо и в обратном направлении (рис. 12).

Результирующая дискриминационная характеристика (рис. 13) имеет линейный рабочий участок протяженностью порядка 30 угл. м.

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 Ku-диапазоне в рамках программы по исследованию перспективных возможностей системы ГЛОНАСС.

В ближайшей перспективе – доработка оборудования и создание программного обеспечения для реализации возможности автосопровождения НКА по сигналам бортовых передатчиков Ku-диапазона. В дальнейшем запланирована доработка приемного тракта для обеспечения возможности использования стандартного навигационного оборудования, что, в свою очередь, потребует разработку

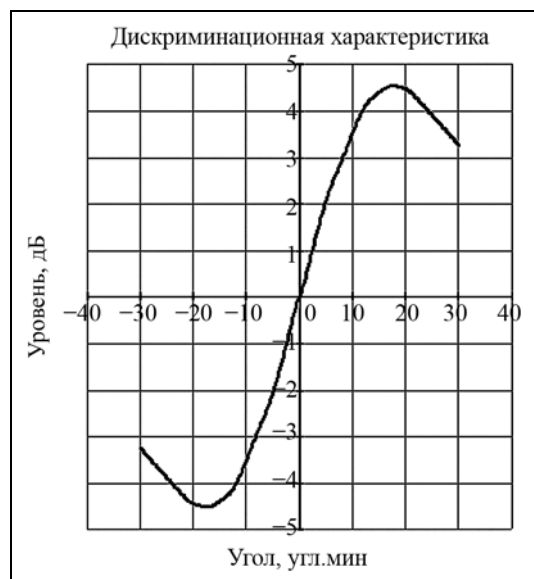


Рис. 13. Итоговая дискриминационная характеристика угломерного канала комплекса

и изготовление высокостабильного гетеродина входного конвертора на основе синтезатора частоты с прецизионным опорным кварцевым генератором.

Литература

1. Шебшаевич Б.В., Толяков 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-К» // 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 Всеросс. науч.-технич. конф. «Метрология в радиоэлектронике», 17–19 июня 2014 г. Менделеево, 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 в приборостроении. 2012. С. 182–190.
4. Радионавигационные технологии: Коллективная монография / под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника. 2013. Вып. 3. 162 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, занимающимся 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

Применение остронаправленных антенн для мониторинга глобальных навигационных спутниковых систем

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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.С. Рыжов – инженер, кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства», МГТУ им. Н.Э. Баумана
E-mail: vlasov@bmstu.ru

Представлены основные результаты применения крупноапертурной антенны РТ-7,5 для задач мониторинга глобальных навигационных спутниковых систем в режиме некогерентного приема сигнала.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы, ГЛОНАСС, радиотелескоп РТ-7,5, контроль качества сигналов, измерение мощности навигационного сигнала.

The article shows the main results of the large aperture antenna RT-7.5 for GNSS verification tasks in case incoherent receiving.

Keywords: global navigation satellite systems, GLONASS, radio telescope RT-7.5, signal quality monitoring, navigation signal power measurements.

Большое число зарубежных работ, посвящённых применению остронаправленных антенн для задач мониторинга сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), и отсутствие отечественных исследований в этой области, побудило к созданию собственных экспериментальных систем на базе полноповоротных зеркальных антенн.

По состоянию на конец 2015 г. можно выделить: комплекс мониторинга на базе антенны диаметром 7,75 м радиотелескопа миллиметрового диапазона РТ-7,5 (МГТУ им. Н.Э. Баумана) (рис. 1,а) [1–4], аппаратуру контроля энергетических характеристик навигационных сигналов АКЭХ ФГУП «ВНИИФТРИ» с диаметром зеркала 3,0 м (рис. 1,б) [5] и экспериментальный стенд мониторинга навигационных сигналов ГНСС филиала ОАО «ОРКК» – «НИИ КП» с антенной диаметром 3,7 м (рис. 1,в) [6]. В табл. 1 представлены основные технические характеристики указанных систем.

Остронаправленная антенна позволяет за счет высокого отношения сигнал/шум на входе приемника и высокой пространственной избирательности исследовать высокочастотную структуру сигнала, излучаемого отдельным навигационным космическим аппаратом (НКА). В этом случае принятый сигнал может быть записан цифровым регистратором для последующей постобработки.

Высокое отношение сигнал/шум позволяет также проводить высокоточные измерения энергетических характеристик навигационных сигналов. Преимущество когерентной обработки в этом случае незначительно и возможно использование полностью некогерентного приема, который может быть реализован с применением стандартного проверенного средства измерения мощности в заданной полосе частот, например анализатора спектра.

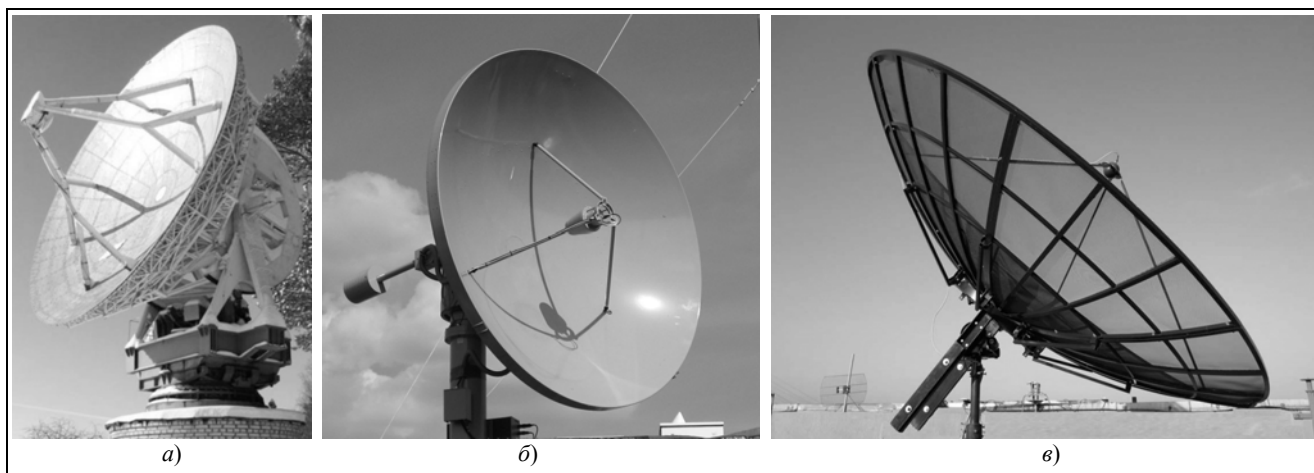


Рис. 1. Внешний вид антенн: а – РТ-7,5; б – АКЭХ; в – «НИИ КП»

Таблица 1. Основные технические характеристики отечественных систем мониторинга, применяющих остронаправленные антенны

Характеристика	РТ-7,5	АКЭХ	НИИ КП
Диаметр апертуры, м	7,75	3,0	3,7
Рабочий диапазон частот, МГц	1100...1700	1000...2000	1160...1620
Коэффициент эллиптичности антенны, дБ, не менее	минус 2	минус 1	Нет данных
Коэффициент усиления антенны (1,6 ГГц), дБ	40	30	31
Полный коэффициент передачи (1,6 ГГц), дБ	65	57	55
Калибровка радиотракта	По астрономическим радиоисточникам (Солнце, Кассиопея А, Лебедь А)	По наземному источнику	Без абсолютной калибровки (на 2014 г.)
Приём радионавигационного сигнала	Некогерентный / когерентный	Некогерентный	Некогерентный / когерентный
Пределы допускаемой погрешности измерений мощности (с доверительной вероятностью 0,95), дБ	$\pm 1,0$	$\pm 2,5$	Нет данных

В настоящей статье представлены некоторые результаты применения остронаправленной антенны РТ-7,5 в интересах мониторинга ГНСС.

Методы юстировки и калибровки РТ-7,5. На точность измерения энергетических характеристик сигналов НКА оказывают влияние следующие основные факторы:

- точность наведения остронаправленной антенны, которая, в свою очередь, определяется точностью проведенной юстировки;
- точность абсолютной калибровки радиотракта;
- точность знания формы диаграммы направленности (ДН) бортовой антенны НКА.

Наиболее часто используемым способом юстировки остронаправленных антенн является метод радиоюстировки с применением космических источников радиоизлучения с точно известным положением на небесной сфере. В радиоастрономии для этой цели используются естественные космические источники: остатки взрывов сверхновых звезд, радиогалактики и пр.

В диапазонах частот, отведенных для спутниковой радионавигации, также возможно применение радиоастрономических источников для целей юстировки (в том числе и Солнца), однако целесообразнее использовать сигналы самих НКА, спектральная плотность потока мощности (СППМ) которых на центральной частоте на несколько порядков превышает СПМ мощности радиоастрономических источников.

Максимальная точность наведения антенны достигается в том случае, если юстировочные поправки к расчетным значениям координат источника определяются непосредственно перед проведением измерений по выбранному НКА, т.е. для рабочего положения электрической оси приемной антенны.

Для одиночной остронаправленной антенны юстировочные поправки возможно определить только методом амплитудной пеленгации.

Простейший метод амплитудной пеленгации осуществляется качанием электрической оси приемной антенны, посредством вращения опорно-поворотного устройства. Для радионавигационного сигнала минимальной мощности, принимаемого антенной с усилением 40 дБ, при времени некогерентного накопления одного отсчета 0,1 с, отношение сигнал/шум на выходе приемника составляет около 50 дБ. В этом случае точность амплитудной пеленгации определяется глубиной замирания поля при прохождении сигнала в турбулентной атмосфере Земли. Характерное время быстрых флуктуаций амплитуды принятого сигнала составляет 1...10 с.

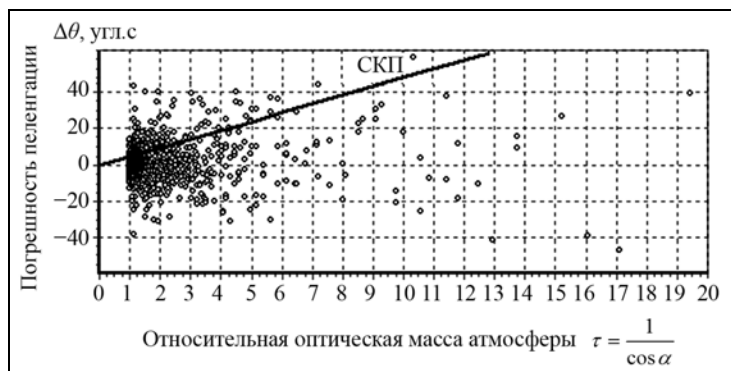


Рис. 2. Данные натурального эксперимента по определению погрешности амплитудной пеленгации для антенны РТ-7,5

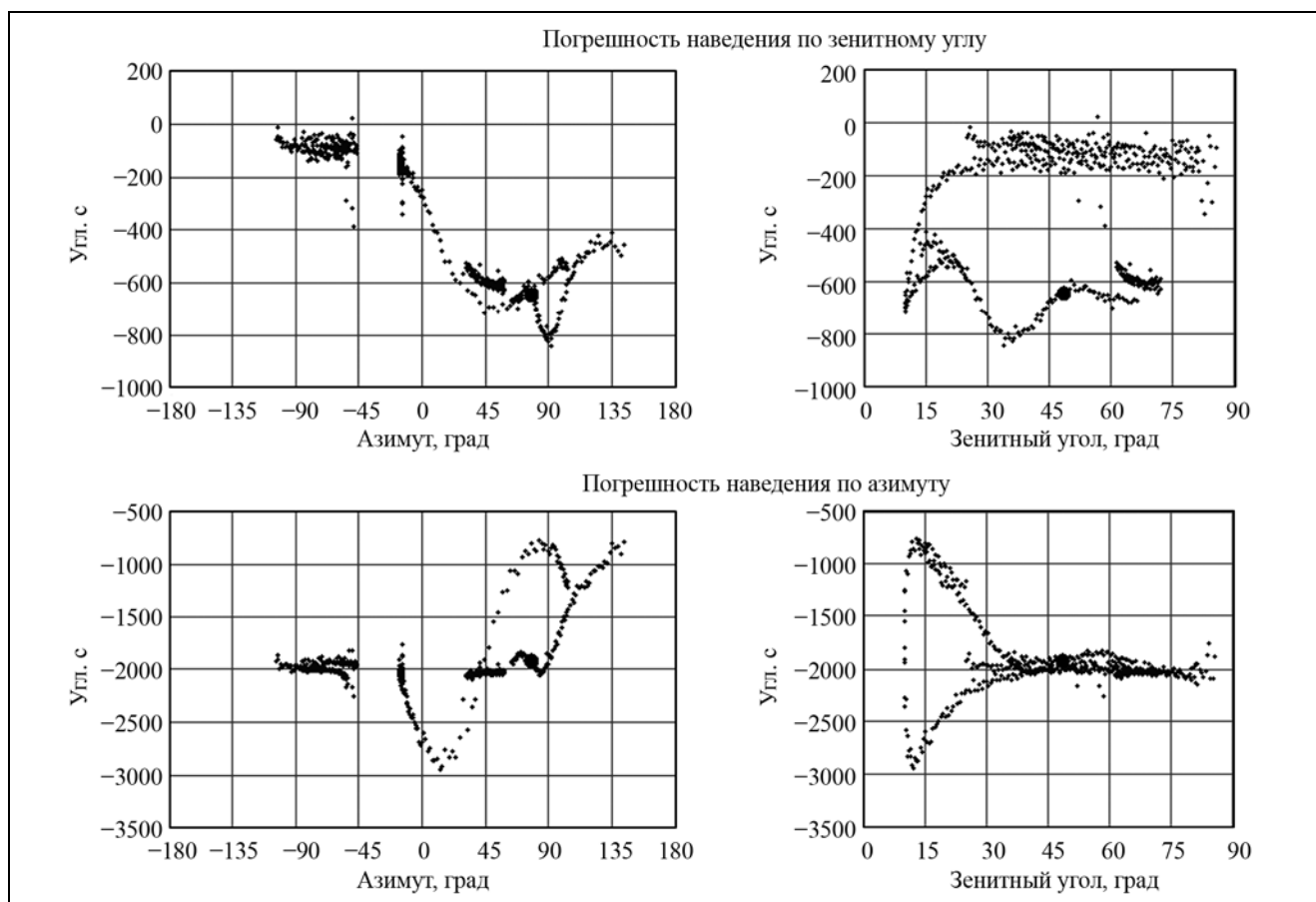


Рис. 3. Результаты эксперимента по определению погрешности наведения электрической оси антенны РТ-7,5 на НКА

На рис. 2 представлены результаты натурального эксперимента, показавшего, что для антенны РТ-7,5 погрешность амплитудной пеленгации по сигналам НКА при периоде двухкоординатного сканирования 1 мин с доверительной вероятностью 0,95 не превышает 20 угл. с для углов места более 5 град.

Для случая применения более сложного в реализации моноимпульсного метода, а также метода быстрого качания луча точность пеленгации приближается к потенциальной. Потенциальная точность амплитудной пеленгации по сигналам НКА для антенны РТ-7,5 составляет около 1 угл. с при времени выдачи решения 20 с.

На рис. 3 представлены измеренные погрешности наведения электрической оси РТ-7,5 по двум координатам в зависимости от положения НКА в полусфере (рис. 4). Погрешность наведения рассчитывалась как разность между измеренным положением радиосточника в системе координат, связанной с антенной и расчетным положением радиосточника в местной горизонтальной системе координат.

Особенностью погрешности наведения является ее зависимость от угловой ориентации электрической оси антенны [7]. Для РТ-7,5 размах значений погрешности достигает 10 угл. мин, что составляет около 10% от ширины ДН (рис. 3).

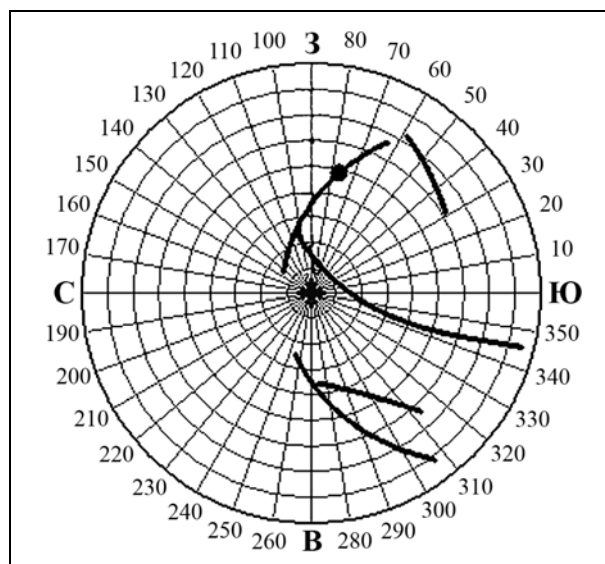


Рис. 4. Положение НКА в эксперименте по определению погрешности наведения

Одним из способов расчета поправок наведения для любой точки на небесной сфере по ограниченному числу измерений погрешности наведения является поиск *методом наименьших квадратов погрешностей* установки осей опорно-поворотного устройства, которые затем могут применяться для расчета поправок наведения для любых углов ориентации электрической оси.

Возможно решение обратной задачи – определение углового положения НКА на небесной сфере при известных поправках наведения для данных углов ориентации электрической оси антенны.

Для калибровки радиотракта остронаправленных антенн удобно использовать эталонные астрономические радиоисточники шумового неполяризованного радиоизлучения, например Кассиопея А, Лебедь А и др.

Для антенны РТ-7,5 был разработан и исследован *метод калибровки с применением солнечного радиоизлучения* [8]. В диапазонах частот спутниковой радионавигации СППМ солнечного радиоизлучения почти на три порядка превышает СППМ эталонных космических радиоисточников и примерно соизмерима с СППМ радионавигационных сигналов. Основной недостаток метода – зависимость СППМ от текущего уровня солнечной активности – устраняется привлечением данных сторонних систем солнечного мониторинга.

Натурные эксперименты с доверительной вероятностью 0,95 не выявили значимого расхождения результатов калибровок радиотракта РТ-7,5 по радиоизлучению Солнца и Кассиопеи А на частоте 1350 МГц. Среднеквадратическая погрешность (СКП) абсолютной калибровки радиотракта РТ-7,5 по одному измерению составляет около 0,3 дБ [4].

Подтверждение метода калибровки с применением солнечного радиоизлучения. В июле 2014 г. были проведены совместные измерения энергетических характеристик сигналов НКА ГЛОНАСС в диапазонах L1 и L2 с применением комплексов РТ-7,5 и АКЭХ [9]. На рис. 5, а и б представлена эквивалентная мощность, излучаемая НКА в направлении на станцию мониторинга, для различных углов места НКА в диапазоне L1 и L2 соответственно.

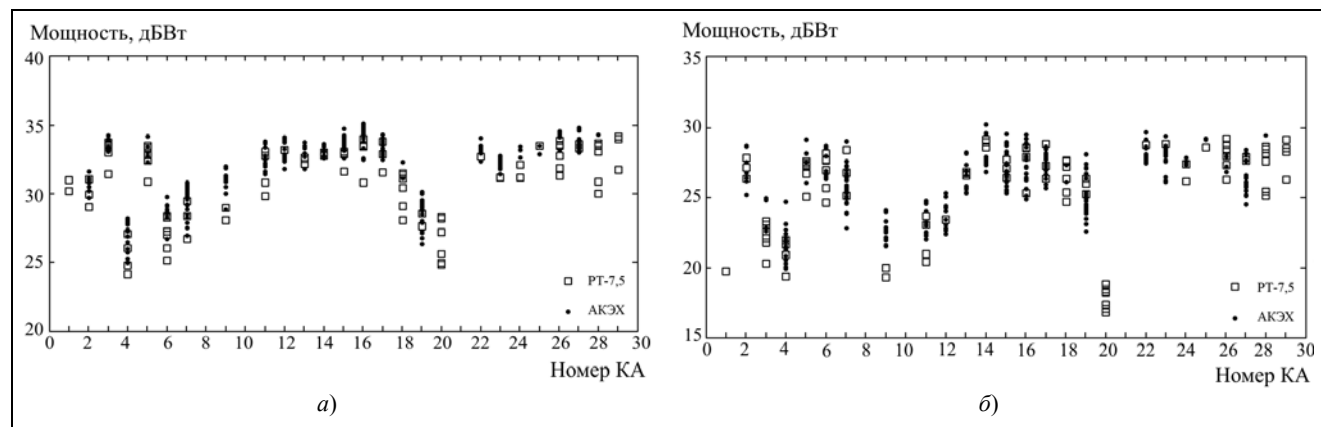


Рис. 5. Эквивалентная мощность, излучаемая НКА в направлении на станцию мониторинга, в диапазоне L1 (а) и L2 (б)

В этом эксперименте не контролировалась одномоментность измерений, и для сравнения результатов требуется расчет эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ). Для расчета ЭИИМ необходима информация о ДН бортовой антенны, достоверные данные о которой для каждого НКА ГЛОНАСС отсутствуют в литературе.

Благодаря тому, что измерения проводились в широком диапазоне углов места НКА, имеется возможность получить данные о форме ДН из самих результатов измерений. В этом случае для каждого диапазона формировалась простая двухпараметрическая модель двумерной ДН:

$$F_{0КА}(f, \alpha) = \exp\left(\frac{-(\alpha - c_2(f))^2}{c_1^2(f)}\right) + \exp\left(\frac{-(\alpha + c_2(f))^2}{c_1^2(f)}\right). \quad (1)$$

Параметры модели $c_1(f)$, $c_2(f)$ находились методом наименьших квадратов. Минимизировалось СКО рассчитанной выборки приведенных к единому среднему значений ЭИИМ.

Таблица 2. Параметры модели ДН бортовой антенны по данным РТ-7,5 и АКЭХ

Параметр	Значение по данным РТ-7,5	Значение по данным АКЭХ
$c_1(f_{L1})$	11,2°	11,2°
$c_2(f_{L1})$	13,3°	13,4°
$c_1(f_{L2})$	14,3°	14,4°
$c_2(f_{L2})$	17,1°	17,2°
СКО	0,34 дБ	0,70 дБ

Анализ результатов показал, что для 75% совместных оценок ЭИИМ не было выявлено значимого расхождения с доверительной вероятностью 0,95, что, в первую очередь, говорит об отсутствии грубых систематических погрешностей калибровки радиотрактов РТ-7,5 и АКЭХ, ввиду применения различных методов калибровки (см. табл. 1).

Найденные минимальные значения СКО (табл. 2) характеризуют случайную погрешность единичного измерения для каждой системы. С учетом некоторой поправки, СКП единичного измерения ЭИИМ для РТ-7,5 составило 0,5 дБ, для АКЭХ – 1,0 дБ.

На рис. 6 представлена полученная модель ДН бортовой антенны НКА ГЛОНАСС в диапазонах L1 и L2.

Уточнение форм ДН бортовых антенн НКА. Применение полноповоротной остронаправленной антенны позволяет получать непрерывные записи принимаемой мощности в широком диапазоне углов места, которые затем могут быть использованы для определения фрагментов ДН отдельного НКА.

На рис. 7 представлены полученные РТ-7,5 фрагменты бортовых ДН шести различных НКА в одной плоскости сечения. Можно отметить большое отклонение отдельных ДН от принятой модели.

В записях принимаемой мощности были обнаружены периодические флуктуации с периодом около 10 мин, которые (предположительно) вызваны погрешностью угловой ориентации продольной оси спутника (рис. 8).

В записях принимаемой мощности были обнаружены периодические флуктуации с периодом около 10 мин, которые (предположительно) вызваны погрешностью угловой ориентации продольной оси спутника (рис. 8).

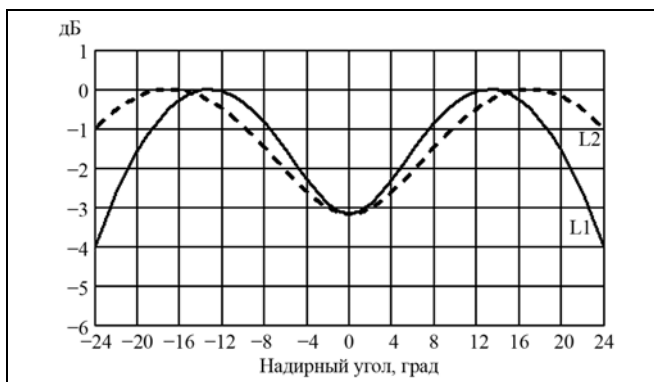


Рис. 6. Модель ДН бортовой антенны НКА ГЛОНАСС в диапазонах L1 и L2

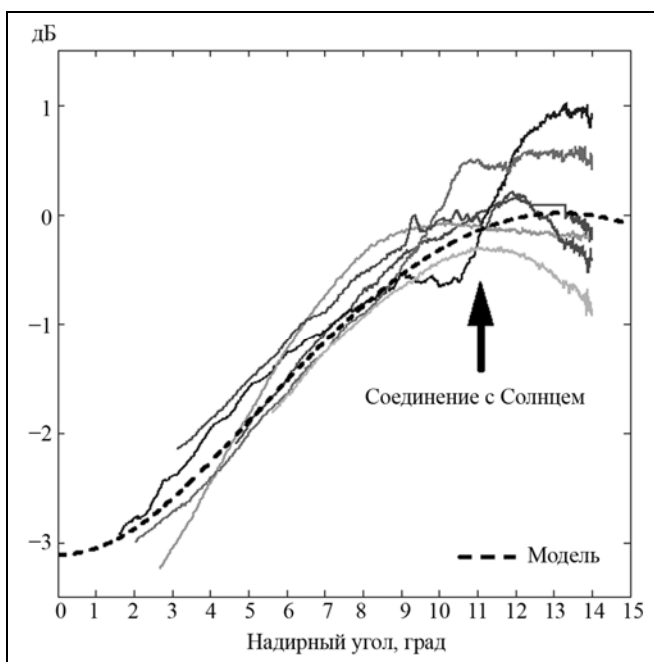


Рис. 7. Фрагменты сечений бортовых ДН шести различных НКА в одной плоскости сечения, полученные РТ-7,5 (диапазон L1)

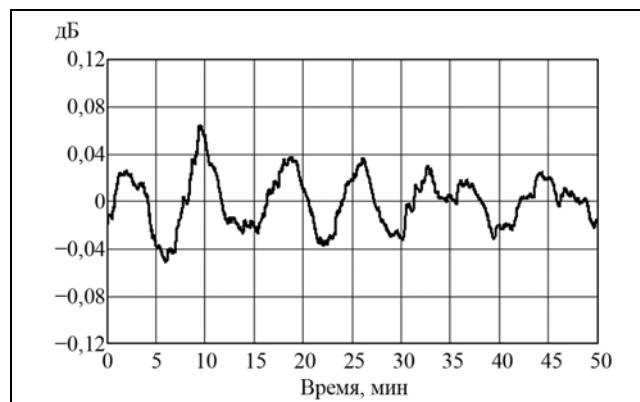


Рис. 8. Периодические флуктуации мощности принятого сигнала НКА ГЛОНАСС (диапазон L1)

Кроме того, для четырех НКА наблюдались моменты соединения с Солнцем, в которые происходит плановый разворот корпуса спутника. Вблизи этих моментов были отмечены сильные одиночные выбросы принимаемой мощности (см. рис. 7).

Применение данных о текущих значениях ЭИИМ сигналов НКА. Проводя периодические измерения ЭИИМ радионавигационных сигналов, можно получить некоторую информацию о состоянии бортового радиопередающего устройства. Анализ результатов измерений ЭИИМ полной спутниковой группировки ГЛОНАСС, проведенных на РТ-7,5 с 2013 по 2015 гг., выявил в диапазоне L1 значительное снижение (3...7 дБ) излучаемой мощности сигналов четырех НКА (рис. 9). Мощность сигнала одного из них, НКА № 721 (№ 7 на рис. 9), в диапазоне L1 по результатам измерений 2015 г. не удовлетворяет требованию Интерфейсного контрольного документа (ИКД) ГЛОНАСС [10].

Текущие оценки ЭИИМ, переданные потребителю, могут позволить снизить время поиска сигналов в навигационном приемнике. Необходимый объем выборки для принятия решения о наличии полезного сигнала с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложных тревог обратно пропорционален информации Кульбака–Лейблера – математическому ожиданию логарифма отношения правдоподобия.

Известно выражение для информации Кульбака–Лейблера для модели сигнала с постоянной амплитудой и постоянной неизвестной фазой:

$$m(z / H_1) = -a_1^2 + \ln I_0(2a_1U), \quad (2)$$

где a_1 и U – амплитуды расчетного и принятого сигналов соответственно, нормированные относительно СКО шума.

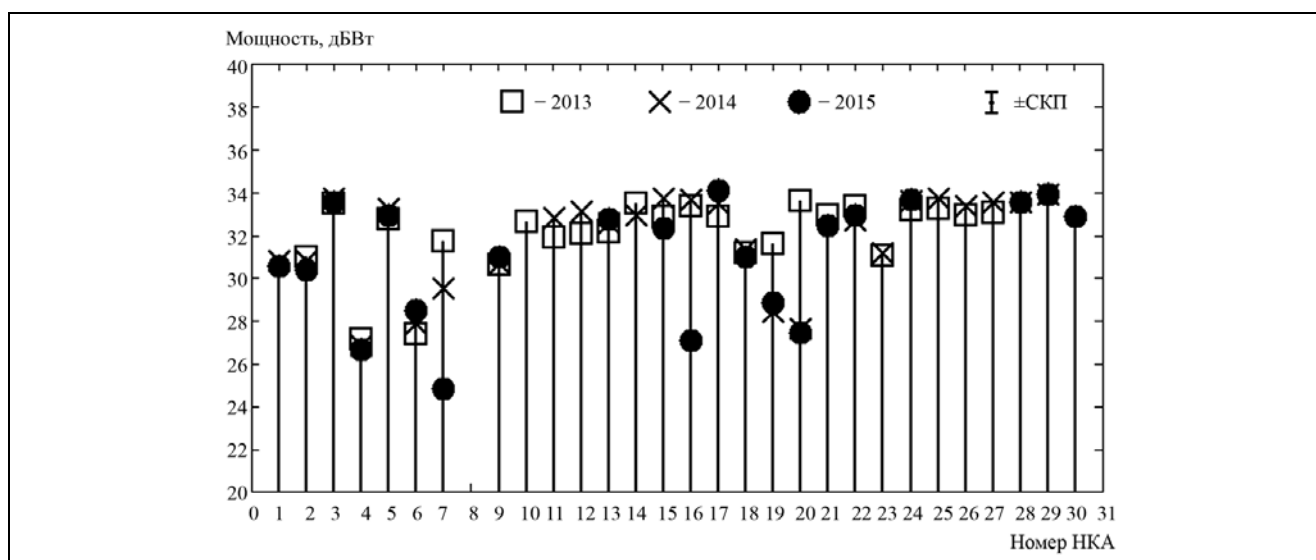


Рис. 9. Результаты измерений ЭИИМ сигналов полной спутниковой группировки ГЛОНАСС в 2013–2015 гг. в диапазоне L1 по данным РТ-7,5

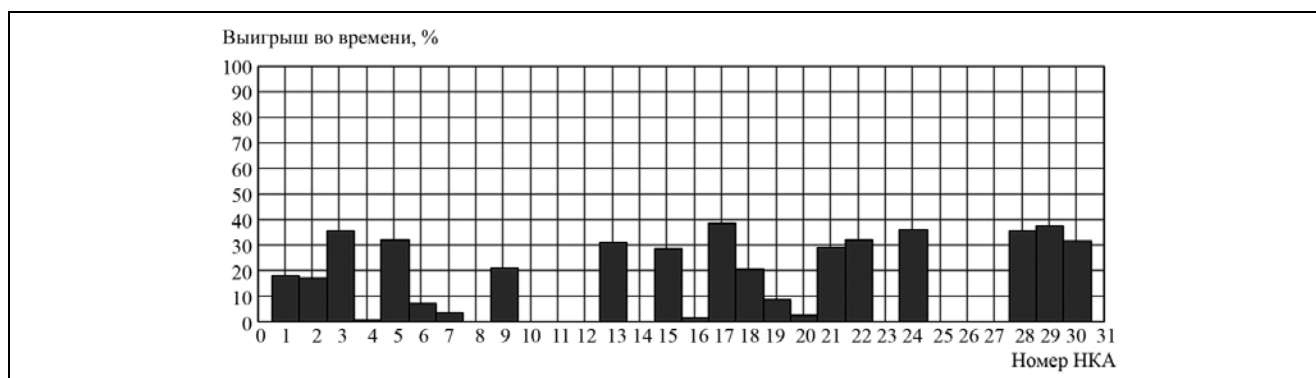


Рис. 10. Выигрыш во времени при поиске навигационного сигнала в диапазоне L1

Производя расчет для случая сигнала с неизвестной и для случая с полностью известной амплитудой, можно оценить выигрыш во времени поиска сигнала при использовании априорной информации об уровне ЭИИМ.

На рис. 10 представлена оценка выигрыша во времени при поиске сигналов каждого НКА в диапазоне L1 при отношении сигнал/шум на входе порогового устройства 10 дБ. Среднее значение выигрыша составляет около 22 %.

Некогерентный прием спутникового радионавигационного сигнала остронаправленной полноповоротной антенной позволяет получать различную информацию о состоянии бортовых систем отдельного НКА, применение которой потенциально повышает тактико-технические характеристики систем, использующих сигналы ГНСС.

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. Спец. вып. № 7. «Радиооптические технологии в приборостроении». 2012. С. 182–190.
2. Радионавигационные технологии: Коллективная монография / под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. Выпуск 3. М.: Радиотехника. 2013. 162 с.
3. Власов И.Б., Гаврилов А.И., Кушнир А.А., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С. Комплекс измерения характеристик сигналов ГНСС на базе радиотелескопа РТ-7,5 МГТУ им. Н.Э. Баумана // Метрология в радиоэлектронике. Тезисы докладов IX Всеросс. науч.-технич. конф. (17–19 июня 2014 г.). Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ». 2014.
4. Радионавигационные технологии: Коллективная монография / под ред. А.И. Перова. Выпуск 4. М.: Радиотехника. 2014. 144 с.
5. Аппаратура контроля энергетических характеристик навигационных сигналов АКЭХ: Руководство по эксплуатации НЦПВ.464214.001РЭ.
6. Вольский С.В., Крылов С.М., Тюбалин В.В. Экспериментальные результаты мониторинга навигационных сигналов ГНСС // VIII Междунар. форум по спутниковой навигации. Москва. 23–24 апреля 2014 г.
7. Михельсон Н.Н. Некоторые вопросы теории альт-азимутальной монтировки // Известия ГАО. 1966. № 181. С. 23–41.
8. Власов И.Б., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С. Калибровка радиотракта радиотелескопа РТ-7,5 при мониторинге сигналов навигационных космических аппаратов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2014. № 6. С. 96–107.
9. Рыжов В.С., Загородний А.С. Сравнение оценок энергетических характеристик сигналов космических аппаратов ГЛОНАСС по результатам совместных наблюдений РТ-7,5 и АКЭХ // Вестник метролога. 2015. № 2. С. 8–12.
10. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный сигнал в диапазоне L1, L2. Редакция 5.1, 2008 г.

Некоторые особенности адаптивного метода ESPRIT

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

М.А. Гладышева – инженер, АО «РИРВ»

E-mail: marygladyшева@yandex.ru

А.В. Немов – к.т.н., руководитель проектного направления, АО «РИРВ»

E-mail: an.nilov2011@yandex.ru

Разработан алгоритм оценивания пеленгов на источники радиоизлучения в условиях априорной неопределенности относительно количества и природы источников, основанный на методе Unitary ESPRIT. Основное внимание уделено двумерной реализации Unitary ESPRIT на гексагональных антенных решетках. Работа алгоритма в целом проверена экспериментально в безэховой камере. Подтверждена высокая эффективность.

Ключевые слова: антенная решетка, пеленгация, ESPRIT, сигнальное подпространство, шумовое подпространство, унитарное преобразование.

A modification of Unitary ESPRIT for the case of an unknown number of signal sources is presented in this paper. The paper is mainly focused on the 2D case adapted for hexagonal antenna arrays. The high performance of the algorithm is substantiated in an anechoic room.

Keywords: antenna array, direction-finding, ESPRIT, signal subspace, noise subspace, unitary transformation.

В настоящее время значительное внимание уделяется методам пеленгации, использующим эффект сверхразрешения. Под «сверхразрешением» понимается разрешение источников излучения в статистическом смысле, численно превосходящее разрешение по детерминистскому критерию Рэлея.

Одним из сверхразрешающих методов является ESPRIT («Estimation of Signal Parameters via Rotational Techniques») – оценка параметров сигналов с использованием преобразований, инвариантных относительно оператора поворота). Преимущество ESPRIT перед другими методами «сверхразрешения» заключается в том, что ESPRIT позволяет получать оценки пеленгов расчетным путем без осуществления процедуры поиска локальных максимумов по координатам. В результате вычислительная сложность оценки существенно сокращается. Пеленгование на основе ESPRIT реализуется при цифровой обработке сигналов, принятых антенными решетками (АР), содержащими принципиально не менее трех приемных элементов (ПЭ) [1].

Для функционирования ESPRIT необходима информация о размерности сигнального подпространства, как результата разложения ковариационной матрицы принятых АР колебаний по собственной системе и разбиения пространства собственных векторов на сигнальное и шумовое подпространства. Известные методы оценивания количества сигналов [2, 3] в реальных условиях работают недостаточно надежно. Авторам данного труда удалось развить градиентный метод оценивания сигнального подпространства и обеспечить успешную адаптацию ESPRIT к условиям априорной неопределенности относительно количества источников излучения и их природы.

Цель работы – разработка эффективной реализации метода ESPRIT для плоских антенных решеток.

Модель данных и постановка задачи. Пусть L – количество источников излучения, направления на которые характеризуются пеленгами (ϕ_l, θ_l) , $l = 1, 2, \dots, L$ относительно центра выбранной системы координат. Плоская АР, состоящая из M ПЭ, расположена в дальней зоне по отношению к источникам излучения. В момент времени t_k наблюдения на выходах M -элементной АР можно записать в виде

$$\mathbf{x}(t_k) = \sum_{l=1}^L s_l(t_k) \mathbf{a}_l + \mathbf{n}(t_k), \quad (1)$$

где \mathbf{a}_l – комплексный вектор, описывающий амплитудно-фазовое распределение l -го сигнала на ПЭ; $s_l(t_k)$ – комплексная амплитуда сигнального колебания от l -го источника излучения в k -й момент времени; вектор $\mathbf{n}(t_k)$ представляет собой комплексный вектор собственных шумов, приведенных к выходам ПЭ.

Выражение (1) можно переписать в матричной форме:

$$\mathbf{x}(t_k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t_k) + \mathbf{n}(t_k),$$

где $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_L]$; $\mathbf{s}(t_k) = [s_1(t_k), \dots, s_L(t_k)]^T$.

Матрицу \mathbf{A} , рассматриваемую как функцию от направлений на источники излучения, назовем *управляющей матрицей*.

Пусть $\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{s}(t_k)\mathbf{s}^H(t_k)\}$ – ковариационная матрица сигналов; $\mathbf{R}_n = E\{\mathbf{n}(t_k)\mathbf{n}^H(t_k)\}$ – ковариационная матрица шумов. Будем исходить из следующих предположений: а) сигналы – стационарные центрированные случайные процессы, могут быть статистически независимыми, частично коррелированными или когерентными; б) шумы – пространственно некоррелированные с дисперсией σ^2 . Тогда $\mathbf{R}_n = \sigma^2\mathbf{I}_M$ и ковариационная матрица принятых колебаний (ковариационная матрица данных) на выходах M антенных каналов имеет вид

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_M.$$

Если сигналы независимы или частично коррелированы, то ранг $\text{rank}(\mathbf{R}_s) = L$. Если есть когерентные источники, то $\text{rank}(\mathbf{R}_s) < L$. Далее предположим, что все пеленгуемые источники сигналов не когерентны. Если столбцы матрицы \mathbf{A} линейно независимы (что выполняется, когда направления на источники излучения различны), тогда $\text{rank}(\mathbf{A}) = L$ и $\text{rank}(\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H) = L$. Таким образом, матрица $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H$ имеет L ненулевых собственных чисел (СЧ), и $M - L$ – нулевых. Пусть $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H = \sum_{m=1}^M \lambda_m^c \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ есть разложение эрмитовой матрицы [4] $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H$ по собственной системе, где вещественные СЧ расположены в порядке убывания:

$$\lambda_1^c \geq \lambda_2^c \geq \dots \geq \lambda_L^c \geq \lambda_{L+1}^c = \lambda_{L+2}^c = \dots = \lambda_M^c = 0, \quad (2)$$

а $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$ – соответствующие им собственные векторы.

Поскольку $\mathbf{R}_n = \sigma^2\mathbf{I}_M$, собственные векторы матрицы \mathbf{R} совпадают с собственными векторами $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H$, а ее СЧ (2) можно записать в виде $\lambda_m = \lambda_m^c + \sigma^2$, если $1 \leq m \leq L$, или в виде $\lambda_m = \sigma^2$, если $L+1 \leq m \leq M$. Ортонормированные собственные векторы $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$ могут быть сгруппированы в две матрицы: $\mathbf{E}_s = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_L]$, которая формирует сигнальное подпространство, и $\mathbf{E}_g = [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_M]$, которая формирует шумовое подпространство. Эти два подпространства являются ортогональными.

Таким образом, для собственных векторов, соответствующих шумовому подпространству, выполняется равенство $\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H \mathbf{e}_m = \mathbf{0}$, $L+1 \leq m \leq M$. Следовательно, $\mathbf{A}^H \mathbf{e}_m = \mathbf{0}$, поскольку матрицы \mathbf{A} и \mathbf{R}_s полного ранга. Это означает, что векторы $\{\mathbf{a}_l\}_{l=1}^L$ ортогональны шумовому подпространству. Ввиду ортогональности сигнального подпространства шумовому линейные оболочки сигнального подпространства \mathbf{E}_s и матрицы управляющих векторов \mathbf{A} совпадают. Следовательно, существует такая невырожденная $L \times L$ матрица \mathbf{T} , что

$$\mathbf{E}_s \mathbf{T} = \mathbf{A}. \quad (3)$$

На практике доступно конечное количество K_t отсчетов данных $\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N}$, где $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(t_1), \dots, \mathbf{x}(t_{K_t})]$, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(t_1), \dots, \mathbf{s}(t_{K_t})]$, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}(t_1), \dots, \mathbf{n}(t_{K_t})]$, по которым можно получить состоятельную и асимптотически эффективную оценку матрицы \mathbf{R} :

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K_t - 1} \sum_{k=1}^{K_t} \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) = \frac{1}{K_t - 1} \mathbf{X}\mathbf{X}^H.$$

Unitary ESPRIT. Алгоритм ESPRIT. Инвариантность сигнального подпространства относительно оператора поворота обусловлена инвариантностью выбранной структуры AP относительно оператора сдвига.

В алгоритмах ESPRIT AP принципиально разбивается на две идентичные подрешетки, разнесенные в пространстве на некоторое расстояние (обычно на половину длины волны $\lambda/2$). Управляющие матрицы этих подрешеток связаны через некую матрицу, содержащую информацию о пеленгах на источнике излучения.

Так как каждая строка в матрицах \mathbf{A} и \mathbf{X} соответствует определенному ПЭ, то конфигурация подрешеток может быть определена матрицами выбора подрешеток \mathbf{J}_1 и \mathbf{J}_2 , которые при умножении их на управляющую матрицу выбирают нужные строки этой матрицы.

Матрицы выбора подрешеток должны быть центрально симметричны друг относительно друга, т.е. должно выполняться свойство

$$\mathbf{J}_2 = \mathbf{\Pi}_{M_1} \mathbf{J}_1 \mathbf{\Pi}_M, \quad (4)$$

где M_1 – количество ПЭ в подрешетке, а $\mathbf{\Pi}_M = \{\Pi_{ij}\}$ – $M \times M$ матрица, элементы которой удовлетворяют выражению

$$\Pi_{ij} = \begin{cases} 1, & i = M - j + 1; \\ 0, & i \neq M - j + 1. \end{cases}$$

Свойство (4) играет ключевую роль в алгоритме ESPRIT. Благодаря указанному выбору матриц \mathbf{J}_1 и \mathbf{J}_2 мы имеем две идентичных, но разнесенных друг относительно друга в пространстве подрешетки. Это означает, что управляющий вектор для 2-й подрешетки $\mathbf{J}_2 \mathbf{a}_l$ представляет собой управляющий вектор 1-й подрешетки $\mathbf{J}_1 \mathbf{a}_l$, умноженный на определенный коэффициент, а именно

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{a}_l e^{j\psi_l} = \mathbf{J}_2 \mathbf{a}_l, \quad l = 1, 2, \dots, L. \quad (5)$$

Данное свойство инвариантности (5) относительно сдвига всех L управляющих векторов может быть описано следующей компактной формулой:

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{A} \mathbf{\Phi}_\Psi = \mathbf{J}_2 \mathbf{A}, \quad (6)$$

где $\mathbf{\Phi}_\Psi = \text{diag}\{\varphi_{\psi,l}\}_{l=1}^L = \text{diag}\{e^{j\psi_l}\}_{l=1}^L$ является унитарной диагональной матрицей размерности $(L \times L)$ фазовых сдвигов между сигналами, наводимых в подрешетках L источниками излучения.

Равенство (3) справедливо в асимптотике, когда количество $K_t \rightarrow \infty$, поэтому свойство инвариантности (6) может быть выражено с помощью матрицы \mathbf{E}_s следующим образом:

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \mathbf{T} \mathbf{\Phi}_\Psi = \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s \mathbf{T} \Leftrightarrow \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \mathbf{\Psi} = \mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s, \quad (7)$$

где

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi}_\Psi \mathbf{T} = \mathbf{E}_\Psi \mathbf{\Phi}_\Psi \mathbf{E}_\Psi^{-1} \quad (8)$$

– невырожденная матрица $L \times L$.

Так как $\mathbf{\Phi}_\Psi$ – диагональная матрица, то выражение (8) представляет собой разложение по собственным векторам, где \mathbf{E}_Ψ – матрица собственных векторов матрицы $\mathbf{\Psi}$. Данный факт означает, что фазовые сдвиги $\varphi_{\psi,l}$, $l = 1, 2, \dots, L$ являются собственными числами матрицы $\mathbf{\Psi}$.

Матрица $\mathbf{\Psi}$ может быть найдена из уравнения инвариантности (7) методом наименьших квадратов LS (least squares), методом обобщенных наименьших квадратов TLS (total least squares) или методом SLS (structured least squares) [5], специально разработанным для случаев, когда подрешетки AP выбираются с перекрытием.

Унитарное преобразование. В алгоритме Unitary ESPRIT для сокращения вычислительных затрат производится переход от комплексных матриц к вещественным с помощью унитарного преобразования.

В общем случае ковариационная матрица данных \mathbf{R} – эрмитова. Для получения вещественной матрицы выполняют следующие преобразования.

Вычисляется центрально-эрмитова матрица $\mathbf{R}^{цэ}$:

$$\mathbf{R}^{цэ} = \mathbf{R} + \mathbf{\Pi}_M \mathbf{R}^* \mathbf{\Pi}_M,$$

а далее – вещественная матрица $\mathbf{R}^{вещ}$:

$$\mathbf{R}^{вещ} = \mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}^{цэ} \mathbf{Q}_M.$$

Матрицы \mathbf{Q} размерности $p \times q$, удовлетворяющие выражению $\mathbf{\Pi}_p \mathbf{Q}^* = \mathbf{Q}$, называются левыми $\mathbf{\Pi}$ -вещественными. Унитарные матрицы

$$\mathbf{Q}_{2m+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & \mathbf{0}_m & j\mathbf{I}_m \\ \mathbf{0}_m^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}_m^T \\ \mathbf{\Pi}_m & \mathbf{0}_m & -j\mathbf{\Pi}_m \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q}_{2m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & j\mathbf{I}_m \\ \mathbf{\Pi}_m & -j\mathbf{\Pi}_m \end{bmatrix}$$

являются левыми $\mathbf{\Pi}$ -вещественными. Если матрица \mathbf{R} – вещественная, то матрица \mathbf{QR} – левая $\mathbf{\Pi}$ -вещественная.

Методы семейства ESPRIT применимы к АР с регулярной структурой [6], в частности, к гексагональным плоским АР (ГАР).

Unitary ESPRIT для ГАР. На рис. 1 для примера изображена семиэлементная ГАР, которую назовем ГАР-7, в плоскости направляющих косинусов $u_x = \cos(\phi)\sin(\theta)$, $u_y = \sin(\phi)\sin(\theta)$.

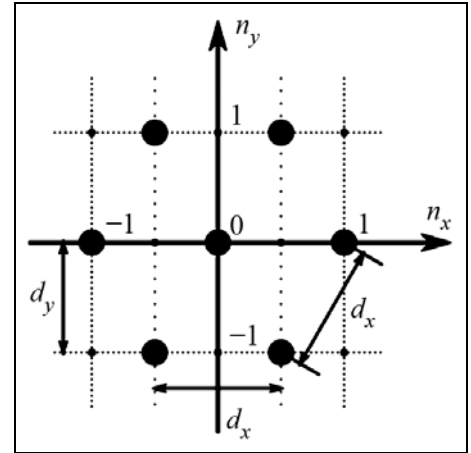


Рис. 1. Семиэлементная ГАР

Рассмотрим ГАР, ПЭ которых расположены в узлах треугольной сетки со стороной $d_x = 0,57\lambda$. Расстояние между горизонтальными рядами ПЭ составляет $d_y = (\sqrt{3}/2)d_x$.

Для применения алгоритма Unitary ESPRIT к ГАР необходимо перейти из пространства направляющих косинусов $\mathbf{u} = [u_x \ u_y]^T$ ГАР в такое пространство направляющих косинусов $\mathbf{v} = [v_x \ v_y]^T$, в котором бы ПЭ находились в узлах прямоугольной сетки. Это преобразование описывается формулой

$$[6]: \mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{u}, \text{ а обратное преобразование – формулой}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \mathbf{v}. \tag{9}$$

На рис. 2 продемонстрировано преобразование из \mathbf{u} -пространства в \mathbf{v} -пространство для ГАР-7.

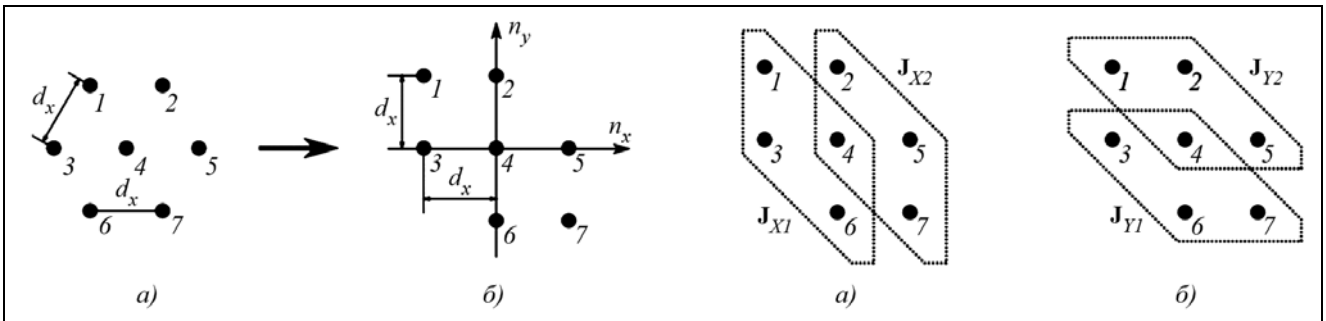


Рис. 2. Преобразование из \mathbf{u} -пространства в \mathbf{v} -пространство для ГАР-7

Оценка сигнального подпространства. Вычислим $\mathbf{E}_s \in \mathbb{C}^{M \times L}$ как L левых сингулярных векторов $M \times K_t$ матрицы данных $\mathbf{X}^{\text{вещ}}$, соответствующих L наибольшим сингулярным числам матрицы данных $\mathbf{X}^{\text{вещ}}$, или как L собственных векторов корреляционной матрицы данных $\mathbf{R}^{\text{вещ}}$, соответствующих L наибольшим СЧ матрицы данных $\mathbf{R}^{\text{вещ}}$.

Решение уравнения инвариантности. Решить системы уравнений

$$\mathbf{J}_{X1}^{\text{вещ}} \mathbf{E}_s^{\text{вещ}} \Psi_x^{\text{вещ}} \approx \mathbf{J}_{X2}^{\text{вещ}} \mathbf{E}_s^{\text{вещ}} \quad \text{и} \quad \mathbf{J}_{Y1}^{\text{вещ}} \mathbf{E}_s^{\text{вещ}} \Psi_y^{\text{вещ}} \approx \mathbf{J}_{Y2}^{\text{вещ}} \mathbf{E}_s^{\text{вещ}} \quad (10)$$

с помощью методов LS, TLS или SLS. В уравнениях (10) матрицы $\mathbf{J}_{X1}^{\text{вещ}}$, $\mathbf{J}_{X2}^{\text{вещ}}$, $\mathbf{J}_{Y1}^{\text{вещ}}$ и $\mathbf{J}_{Y2}^{\text{вещ}}$ задаются формулами

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{X1}^{\text{вещ}} &= \text{Re}\{\mathbf{Q}_{M1}^H \mathbf{J}_{X2} \mathbf{Q}_M\}, & \mathbf{J}_{Y1}^{\text{вещ}} &= \text{Re}\{\mathbf{Q}_{M1}^H \mathbf{J}_{Y2} \mathbf{Q}_M\}, \\ \mathbf{J}_{X2}^{\text{вещ}} &= \text{Im}\{\mathbf{Q}_{M1}^H \mathbf{J}_{X2} \mathbf{Q}_M\} & \text{и} & \quad \mathbf{J}_{Y2}^{\text{вещ}} = \text{Im}\{\mathbf{Q}_{M1}^H \mathbf{J}_{Y2} \mathbf{Q}_M\} \end{aligned} \quad (11)$$

где \mathbf{J}_{X1} , \mathbf{J}_{X2} , \mathbf{J}_{Y1} и \mathbf{J}_{Y2} – матрицы выбора подрешеток по двум осям, в направлениях которых смещаются подрешетки ГАР. Авторами данной работы были получены формулы для матриц (11) выбора подрешеток ГАР в общем виде.

Оценка пространственных частот в v -пространстве. Вычислим собственные числа комплексной матрицы

$$\Psi_x^{\text{вещ},v} + j\Psi_y^{\text{вещ},v} = \mathbf{T}^{\text{вещ},v} \Phi_\Psi^v (\mathbf{T}^{\text{вещ},v})^{-1},$$

где $\Phi_\Psi^v = \text{diag}\{\varphi_{\psi,l}^v\}_{l=1}^L$; $\psi_{x,l}^v = 2 \arctg(\text{Re}\{\varphi_{\psi,l}^v\})$; $\psi_{y,l}^v = 2 \arctg(\text{Im}\{\varphi_{\psi,l}^v\})$, $l = 1, 2, \dots, L$.

Переход в u -пространство. Вычисление направляющих косинусов источников излучения в u -пространстве:

$$v_{x,l} = \frac{\psi_{x,l}^v}{2\pi d_x^v}, \quad v_{y,l} = \frac{\psi_{y,l}^v}{2\pi d_y^v}, \quad l = 1, 2, \dots, L. \quad (12)$$

Вычисление направляющих косинусов источников излучения в u -пространстве производится приложением преобразования (9) к формулам (12):

$$u_{x,l} = v_{x,l}, \quad u_{y,l} = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{x,l} + \frac{2}{\sqrt{3}}v_{y,l}, \quad l = 1, 2, \dots, L.$$

Некоторые результаты экспериментальной проверки Unitary ESPRIT для ГАР-7. Эксперименты, проведенные в безэховой камере АО «РИРВ», показали эффективность разработанного метода оценивания сигнального подпространства, а также работоспособность метода Unitary ESPRIT для ГАР-7 при пеленговании одного и двух источников излучения по углам азимута и места. Результаты эксперимента (истинные значения углов и полученные оценки углов) сведены в таблицу.

Таблица. Результаты экспериментальной проверки метода Unitary ESPRIT

№ эксперимента	$\phi_{\text{аз1}}$, град	$\hat{\phi}_{\text{аз1}}$, град	$\phi_{\text{мест1}}$, град	$\hat{\phi}_{\text{мест1}}$, град	$\phi_{\text{аз2}}$, град	$\hat{\phi}_{\text{аз2}}$, град	$\phi_{\text{мест2}}$, град	$\hat{\phi}_{\text{мест2}}$, град
1	0°	0,02°	0°	0,04°	–	–	–	–
2	–	–	–	–	20,0°	20,9°	2°	2,08°
3	0°	4,04°	0°	0,61°	20,0°	18,22°	2°	2,45°
4	–	–	–	–	16,6°	18,64°	2°	1,45°
5	0°	6,55°	0°	0,82°	16,6°	16,33°	2°	0,66°
6	0°	3,45°	0°	1,29°	14,3°	14,42°	2°	–0,42°
7	0°	5,7°	0°	0,98°	13,0°	5,7°	2°	0,98°

На контурных диаграммах рис. 3 для наглядности звездочками показаны экспериментальные результаты оценивания азимута источников излучения, по осям отложены направляющие косинусы.

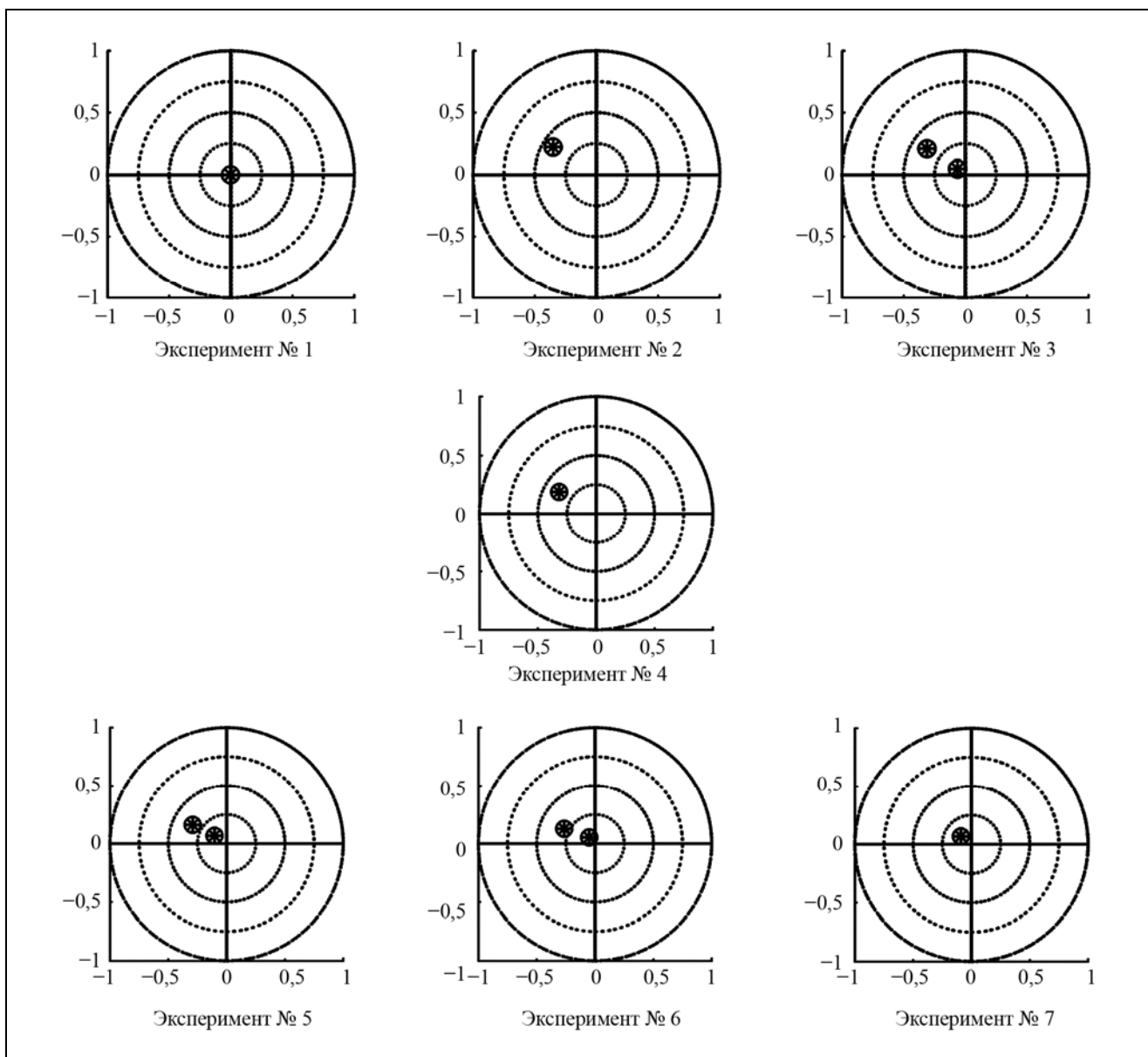


Рис. 3. Контурные диаграммы

Эксперимент № 6 по отношению к экспериментам № 5 и № 7 задает граничное значение разнесения источников излучения по азимуту, при котором источники еще разрешаются. В эксперименте № 7 разрешение потеряно. Эксперимент № 6 подтверждает достижение сверхразрешения, поскольку угловое разнесение источников излучения ($14,3^\circ$) менее полуширины главного лепестка диаграммы направленности ГАР-7.

В представленном материале впервые в отечественной литературе дано цельное изложение алгоритма оценивания пеленгов на основе двумерного метода Unitary ESPRIT. Эффективность метода и достижение «сверхразрешения» подтверждены экспериментально на примере гексагональной АР из 7-ми приемных элементов.

Литература

1. Немов А.В., Добырин В.В., Кузнецова Е.В. Сравнение разрешающей способности псевдооценки углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–32.
2. Wax M., Kailath T. Detection of signal by information theoretic criteria // IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing. 1985. V. ASSP-33. № 4. P. 387–392.
3. Akaike H. A new look at the Statistical Model Identification // IEEE Trans. Autom. Control. 1974. V. AC-19. № 6. P. 716–723.
4. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир. 1990. 584 с.
5. Roy R., Kailath Th. ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. V. 37. № 7. P. 984–995.
6. Van Trees H.L. Optimum Array Processing. New York: Wiley. 2002.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу

Радионавигационные технологии. Выпуск 4 **Под ред. А.И. Перова**

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.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу: 107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.

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

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ

Экспериментальное исследование особенностей поиска непериодических ВОС-сигналов

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

Е.Н. Болденков – к.т.н., доцент, кафедра «Радиотехнические системы»,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»

И.В. Липа – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы»,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Д.В. Днепров – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы»,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Приведены результаты экспериментального исследования характеристик поиска навигационного сигнала с модуляцией ВОС на примере ВОС(5;2,5). Получены характеристики обнаружения для сигнала при использовании различных методов поиска сигналов с ВОС-модуляцией и при различной ширине зоны неопределенности.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, алгоритмы поиска и обнаружения, аппаратура потребителей, модуляция на поднесущих частотах.

The experimental research results of acquisition algorithms of navigation signal with BOC-modulation are listed. Experimental research includes application of different acquisition methods and their comparison and research of acquisition algorithms performance for various sizes of signal's parameters uncertainty area.

Keywords: navigation systems, signal acquisition methods, user apparatus, BOC modulation, binary offset carrier.

Последние годы общемировой тенденцией является использование навигационных радиосигналов с модуляцией на поднесущих, обозначаемой ВОС(n,m), где параметры n и m определяют темп модуляции сигнала поднесущей и дальномерным кодом [1]. Данный тип сигналов позволяет снизить шумовую составляющую ошибки измерения псевдодальности и имеет ряд других положительных свойств. В то же время введение ВОС-модуляции в сигнал приводит к усложнению его обработки.

Существенной проблемой обработки ВОС-сигналов является поиск. Данный вопрос рассмотрен во многих зарубежных и отечественных изданиях [2–4] и др. Одним из вопросов разработки аппаратуры потребителей является обеспечение разумного соотношения между сложностью алгоритмов и качеством получаемых характеристик. В данной статье приведены результаты экспериментального исследования характеристик наиболее часто рекомендуемых алгоритмов.

Постановка задачи. Характеристики поиска сигнала с модуляцией ВОС(n,m) зависят от его параметров – коэффициентов n , m и базовой частоты. Рассмотрим в качестве примера сигнал с параметрами $n = 5$, $m = 2,5$ и базовой частотой 1,023 МГц, описанный в [1], кратко обозначаемый ВОС(5; 2,5).

Задачей поиска является принятие решения о наличии или отсутствии навигационного сигнала и оценка его параметров.

Известны различные методы поиска навигационных сигналов с модуляцией ВОС: direct, BPSK-like, BPSK-like-SOB, SSB, SCPC [2–4]. Методы отличаются между собой по сложности реализации и по характеристикам поиска.

Дополнительным фактором, влияющим на характеристики блока поиска, является диапазон поиска по задержке.

Рассмотрим зависимость характеристик поиска от типа алгоритма, а также влияние на характеристики зоны неопределенности по задержке.

Общие положения. В соответствии с теорией оптимальной обработки сигналов [5] навигационный приемник вычисляет корреляционные интегралы между принимаемым сигналом $y(t)$ опорными сигналами $S_{\text{оп},I}$, $S_{\text{оп},Q}$, определяемыми следующими выражениями:

$$y(t) = Ah_{\text{дк}}(t - \tau) \text{sign}(\sin(\Omega(t - \tau))) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + n(t); \quad (1)$$

$$S_{\text{оп},I} = Ah_{\text{дк}}(t - \tau_{\text{оп}}) \text{sign}(\sin(\Omega(t - \tau_{\text{оп}}))) \cos(\omega_{\text{оп}} t); \quad (2)$$

$$S_{\text{оп},Q} = Ah_{\text{дк}}(t - \tau_{\text{оп}}) \text{sign}(\sin(\Omega(t - \tau_{\text{оп}}))) \sin(\omega_{\text{оп}} t), \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала; $h_{\text{дк}}(t)$ – дальномерный код; τ – задержка принимаемого сигнала; Ω – частота поднесущей; ω_0 – несущая частота принимаемого сигнала; $\varphi(t)$ – фаза сигнала; $n(t)$ – шумы наблюдений; $\tau_{\text{оп}}$ – задержка опорного сигнала; $\omega_{\text{оп}}$ – несущая частота опорного сигнала.

Частота, фаза и задержка сигнала неизвестны, но известны границы их интервалов неопределенности. Используется квадратурная схема приемника с разбиением диапазонов возможных значений частоты и задержки сигнала на конечное число дискретных значений [6]. Для каждой комбинации частоты и задержки рассчитываются корреляционные интегралы для синфазной I и квадратурной Q компонент.

Далее рассчитывается огибающая R :

$$R^2 = I^2 + Q^2. \quad (4)$$

Решение о наличии сигнала в принятой реализации принимается при выполнении условия $R^2 > h$, где h – порог обнаружения.

Задачу поиска навигационного сигнала можно рассмотреть, как решение множества задач обнаружения во всех ячейках заданного диапазона. Диапазон поиска по задержке и частоте определяет количество процедур обнаружения, в каждой из которых производится расчет корреляционных интегралов и сравнение огибающей R с порогом h . В соответствии с теоремой Бернулли вероятность ложной тревоги P'_F на все поле поиска связана с вероятностью ложной тревоги в отдельной процедуре обнаружения P'_F :

$$P'_F = 1 - (1 - P_F)^{1/N},$$

где N – число ячеек поиска.

Таким образом, с увеличением поля поиска будет увеличиваться вероятность ложной тревоги. Для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги – с увеличением поля поиска необходимо увеличивать порог, что приводит к уменьшению вероятности верного обнаружения. Влияние данного фактора на характеристики проанализировано в [7], а в данной статье приведены результаты экспериментального исследования.

Описание методов поиска ВОС-сигналов. Особенности задачи поиска сигналов с модуляцией ВОС(m,n) выявляются при сравнении с задачей поиска сигналов BPSK(n). Корреляционная функция сигнала с ВОС-модуляцией приведена на рис. 1. В отличие от BPSK-сигнала она имеет несколько пиков. Главный пик корреляционной функции сигнала с модуляцией ВОС(m,n) при одной и той же скорости следования символов дальномерного кода (при равных n) оказывается уже пика корреляционной функции BPSK(n)-сигнала.

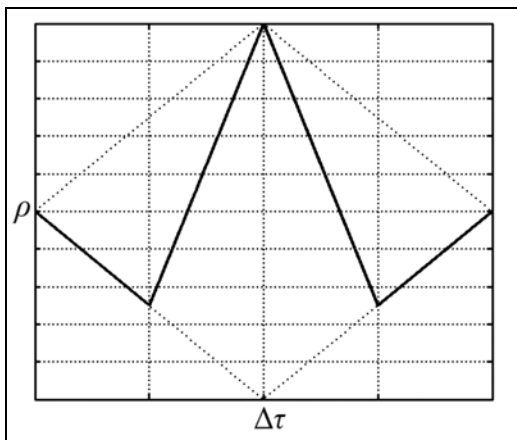


Рис. 1. Корреляционные функции сигналов с модуляцией BPSK(1) и ВОС(1,1)

При поиске навигационных сигналов шаг поиска по задержке определяется шириной главного пика корреляционной функции. Для сигналов ВОС(m,n) сужение главного пика корреляционной функции вызывает необходимость уменьшения шага поиска по задержке. Это, в особенности для сигналов с большой частотой поднесущего колебания по сравнению с частотой дальномерного кода (например, в сигнале ВОС(5;2,5)), приводит к увеличению числа ячеек поиска по задержке и существенно усложняет аппаратную реализацию.

Также при увеличении отношения частоты поднесущего колебания mf_b ($f_b = 1,023$ МГц) к частоте следования символов дальномерного кода nf_b возрастает число пиков корреляционной функции ВОС-сигнала. При этом различия в уровнях соседних пиков уменьшаются, что с учетом шумовой составляющей может привести к ошибочному определению главного пика корреляционной функции. Некоторые методы поиска [2, 3] позволяют не решать вопрос о неоднозначности корреляционного пика, вынося его за рамки задачи поиска. Корреляционная функция сигнала ВОС(5, 2.5) приведена на рис. 2

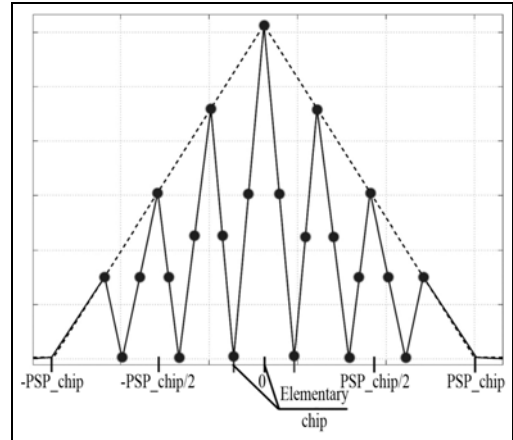


Рис. 2. Корреляционные функции сигналов с модуляцией BPSK(2,5) и ВОС(5;2,5)

Рассматриваемые методы так или иначе позволяют свести сложность задачи поиска ВОС-сигналов к задаче поиска BPSK-сигналов и допускают возможность реализации в рамках одного аппаратного проекта путем переключения дополнительных блоков.

Метод поиска BPSK-like. В данном методе поиска сигнал с ВОС-модуляцией представляется в виде суммы двух BPSK-сигналов, смещенных в спектральной области на частоту поднесущей. Благодаря такому представлению возможна обработка отдельно «верхней» и «нижней» частей спектра исходного сигнала. Структура блока поиска приведена на рис. 3. Корреляционная функция сигнала в каждом спектральном канале соответствует корреляционной функции сигнала BPSK(n), следовательно, шаг поиска по задержке будет таким же, как при поиске сигнала BPSK(n) и не будет уменьшаться при увеличении индекса m .

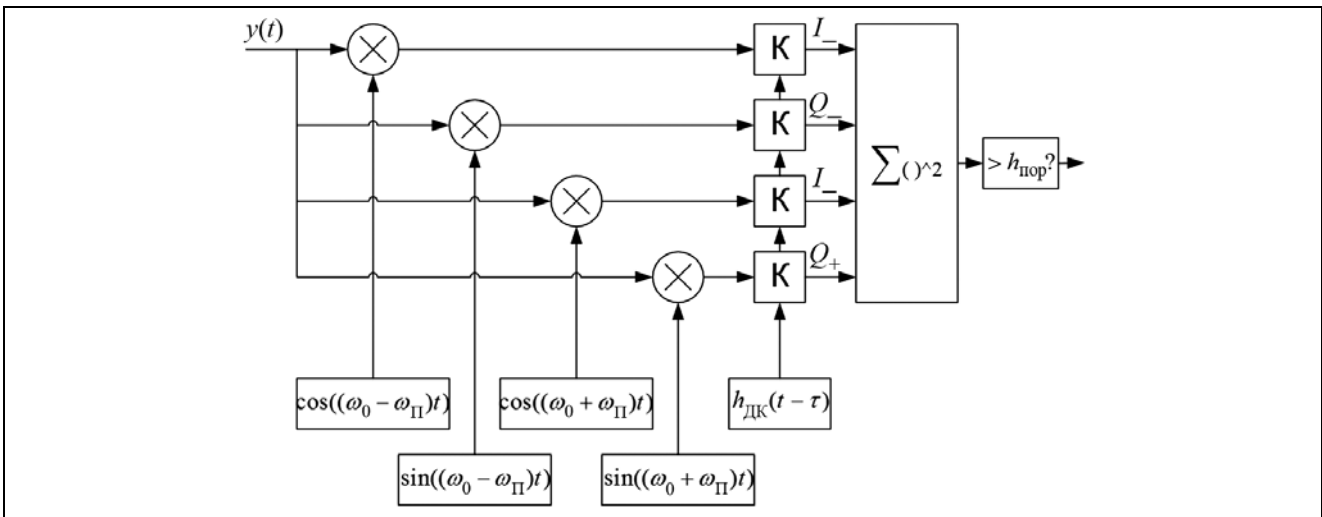


Рис. 3. Схема поиска методом BPSK-like

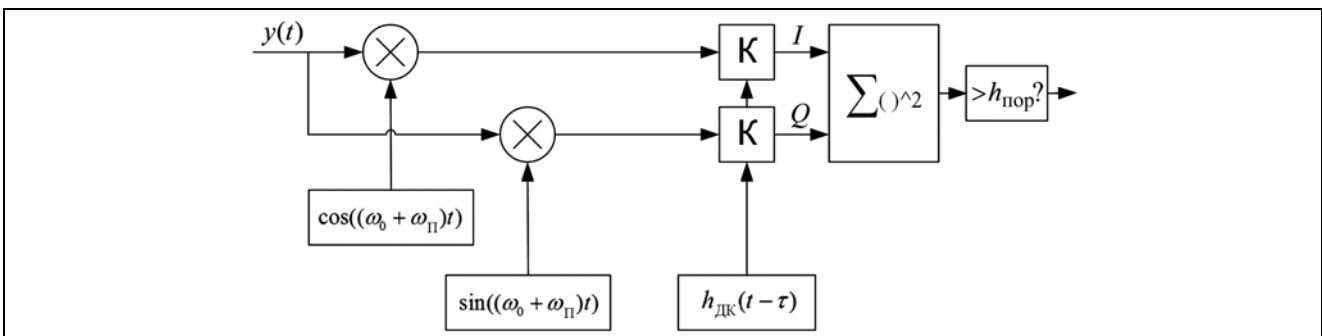


Рис. 4. Схема поиска методом SSB

Метод поиска SSB. В данном методе поиска сигнал с ВОС(m, n)-модуляцией, аналогично методу BPSK-like, представляется в виде двух сигналов с модуляцией BPSK(n) (рис. 4). Отличие от метода BPSK-like состоит в том, что в данном методе используется либо только «верхняя», либо только «нижняя» спектральная составляющая. Данный метод ожидаемо проигрывает методу BPSK-like в энергетике за счет использования только одной из двух составляющих сигнала, но все же остается пригодным для поиска сигналов с ВОС-модуляцией. Достоинством его является полная совместимость с блоком поиска стандартного сигнала BPSK.

Сравнение методов по аппаратным затратам. В описанных методах поиска используется различное число корреляторов и каналов обработки. Также различны шаг поиска по задержке и объем поля поиска.

Произведение числа корреляторов одного канала, умноженное на число ячеек поля поиска, показывает необходимое количество корреляторов для полностью параллельного поиска.

Для сравнения методов друг с другом выразим отношение требуемого числа корреляторов каждого из методов для полностью параллельного поиска по задержке ВОС-сигналов к числу корреляторов, необходимому для параллельного поиска по задержке BPSK-сигнала. Это отношение назовем «увеличением сложности» и обозначим как R .

Поиск BPSK(n)-сигналов. Требуется два коррелятора на канал. Число каналов по задержке $N = T / \Delta\tau$, где $\Delta\tau = \tau_{\text{ПСП}} / 2$ – шаг поиска; $\tau_{\text{ПСП}} = 1 / (f_0 n)$ – длительность одного чипа ПСП; $f_0 = 1,023$ МГц.

Таким образом, число корреляторов для параллельного поиска по задержке требуется $Nk = 2 \cdot T \cdot 2 \cdot f_0 n = 4Tf_0 n$.

Метод BPSK-like. Требуется четыре коррелятора на канал. Число каналов по задержке $N = T / \Delta\tau$, где $\Delta\tau = \tau_{\text{ПСП}} / 2$ – шаг поиска; $\tau_{\text{ПСП}} = 1 / (f_0 n)$ – длительность одного чипа ПСП; $f_0 = 1,023$ МГц.

Таким образом, число корреляторов для параллельного поиска по задержке требуется $Nk = 4 \cdot T \cdot 2 \cdot f_0 n = 8Tf_0 n$. Увеличение сложности по отношению к поиску BPSK(n): $R = 2$.

Метод SSB. Требуется два коррелятора на канал. Число каналов по задержке $N = T / \Delta\tau$, где $\Delta\tau = \tau_{\text{ПСП}} / 2$ – шаг поиска; $\tau_{\text{ПСП}} = 1 / (f_0 n)$ – длительность одного чипа ПСП; $f_0 = 1,023$ МГц.

Таким образом, число корреляторов для параллельного поиска по задержке требуется $Nk = 2 \cdot T \cdot 2 \cdot f_0 n = 4Tf_0 n$. Увеличение сложности по отношению к поиску BPSK(n): $R = 1$.

Описание экспериментальной установки. Для получения экспериментальных характеристик обнаружения сигналов создан навигационный приемник. В составе установки приемник подключен через МШУ к генератору сигналов Rohde&Schwartz SMBV100A. Для имитации сигналов BPSK и ВОС использовалась опция Custom Digital Modulation, позволяющая формировать произвольные сигналы с различными видами модуляции.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 5. Управление установкой осуществляется с персонального компьютера (ПК) через среду MatLab. Генератор сигналов R&S SMBV100A имеет возможность подключения к локальной сети и поддерживает команды управления из среды MatLab, что позволяет удаленно настраивать тип и параметры сигнала, модуляцию и выходное отношение сигнал/шум. Измерения с блока поиска навигационного приемника также поступают на ПК и обрабатываются в среде MatLab.

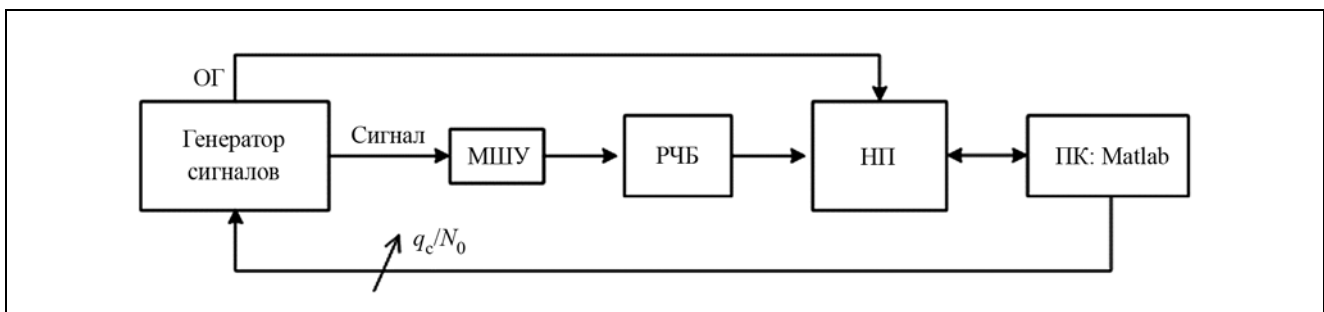


Рис. 5. Схема экспериментальной установки

Описание аппаратной части. Блок поиска сигналов с возможностью перенастройки на различные методы поиска реализован на ПЛИС.

Схема одного ядра блока поиска, эквивалентная двухканальному квадратурному обнаружителю, представлена на рис. 6. При необходимости в реализации методов поиска, использующих более двух корреляторов, возможно подключение второго ядра блока поиска с последующим суммированием результатов с обоих блоков. Схема с двумя ядрами и соответствующими опорными сигналами применяется в методе BPSK-like.

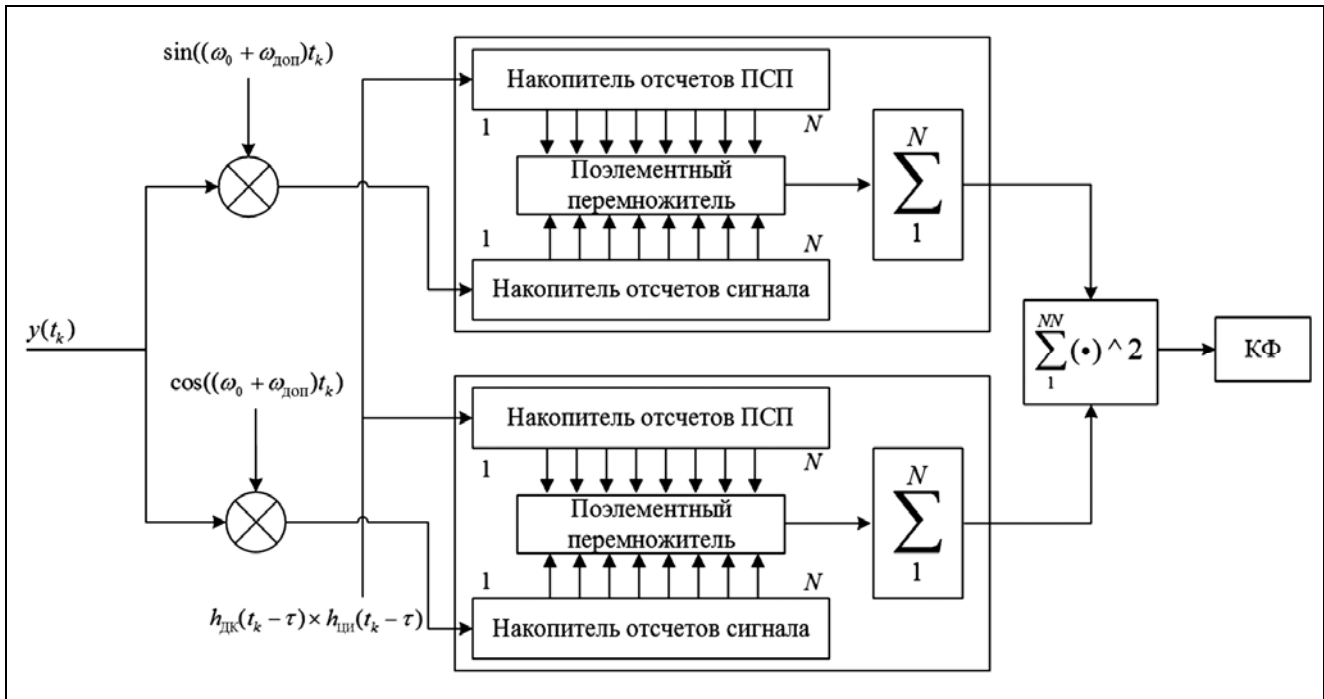


Рис. 6. Ядро блока поиска

Описание программной части. Программное обеспечение НП в связке с программой обработки результатов накопления сигнала, реализованной в среде MatLab, позволяет рассчитывать характеристики обнаружения сигнала при заданном отношении сигнал/шум. Блок поиска передает в программу-обработчик численный результат накопления сигнала на заданном интервале накопления. Для набора статистики, расчета порога обнаружения и вычисления характеристик обнаружения в программе предусмотрена возможность перезапуска блока поиска, изменения параметров поиска и удаленного изменения выходного отношения сигнал/шум генератора сигналов.

Результаты. Сравнение характеристик обнаружения при поиске различными методами приведено на рис. 7. На данном графике по оси абсцисс отложено отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума q , а по оси ординат – вероятность правильного обнаружения P_d . Сплошная кривая представляет поиск обычного BPSK-сигнала со скоростью символов ПСП 2,5·1,023 МГц. Оставшиеся кривые соответствуют поиску сигнала ВОС(5;2,5). Чувствительность поиска методом BPSK-like и SSB в сравнении с поиском BPSK-сигнала оказывается хуже на 1,3 и 3 дБ соответственно. Теоретически ожидаемое ухудшение характеристик для этих методов составляет 1 и 3 дБ соответственно.

Анализ влияния зоны неопределенности по задержке на статистические характеристики проведен для сигнала ВОС(5; 2,5) методом BPSK-like с диапазоном поиска по задержке 2;10;100 мс. Число каналов поиска по частоте – 3; время накопления – 2 мс; 2 некогерентных сложения. Результаты приведены на рис.8

По полученным зависимостям можно сделать вывод, что увеличение зоны поиска по задержке снижает характеристики поиска. При увеличении зоны поиска с 2 до 100 мс потери составили 0,8 дБ.

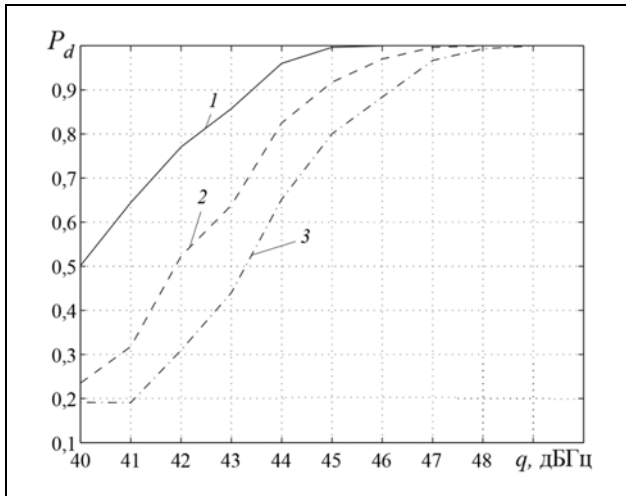


Рис. 7. Характеристики поиска в зависимости от метода: 1 – BPSK (2,5); 2 – BOC(5;2,5) BPSK-like; 3 – BOC(5;2,5) SSB

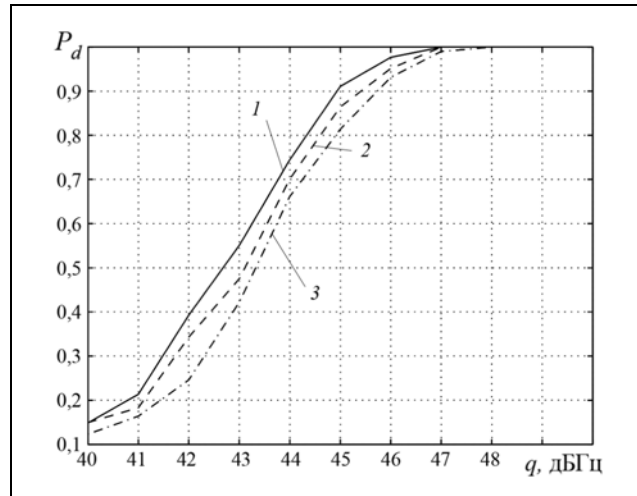


Рис. 8. Характеристики поиска в зависимости от зоны неопределенности 1 – BOC (5;2,5) 2 мс; 2 – BOC(5;2,5) 10 мс; 3 – BOC(5;2,5) 100 мс

Получены экспериментальные результаты характеристик поиска BOC-сигналов методами BPSK-like и SSB.
Оценено влияние индивидуальных особенностей методов реализации поиска, а также зоны неопределенности по задержке на потери.

Литература

1. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
2. Martin N., Leblond V., Guilloye G., Heiries V. BOC(x,y) signal acquisition techniques and performances. ION GNSS. 2003.
3. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V. Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance. ION GNSS. 2004.
4. Li Yang, Chen Jiapin, Li Zhenbo, Chen Nongji. A Second Order BPSK-like (SOB) Method for the Acquisition of BOC(1,1). ION GNSS. 2007.
5. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника. 2003. 400 с.
6. ГЛОНАСС Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
7. Луна И.В., Болденков Е.Н. Анализ влияния априорной неопределённости частоты и задержки на характеристики поиска // Радиотехника. 2014. № 9. С. 125–128.

Экспериментальные исследования по определению местоположения источника помех в диапазоне глобальных навигационных спутниковых систем с использованием адаптивной антенной решетки

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

В.С. Павлов – вед. инженер, отдел ОКР, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»
E-mail: ra4sbc@mail.ru

А.В. Пастухов – к.т.н., нач. отдела ОКР, Департамента навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»
E-mail: apastukhov@abselectro.com

Р.И. Маганет – инженер 1-й категории, отдел ОКР, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»
E-mail: rmaganet@abselectro.com

А.А. Салтыков – инженер 3-й категории, отдел ОКР, Департамент навигационных и связных систем, ОАО «ВНИИР-Прогресс»
E-mail: asaltykov@abselectro.com

А.А. Оганесян – к.т.н., доцент, ВА РВСН
E-mail: glonass-gnss@yandex.ru

Представлен алгоритм определения наличия помех и их параметров (количество, направление, мощность) на основе адаптивной антенной решетки. Приведена методика проведения и результаты экспериментальных исследований по возможности определения местоположения источника помехи. Описан алгоритм определения местоположения источника помехи.

Ключевые слова: спутниковая навигация, глобальные навигационные спутниковые системы, адаптивные антенные решетки, пространственная обработка, мониторинг радионавигационного поля, помехоустойчивость, помехи.

Algorithms for determining the presence of jammers and their parameters (number of sources, direction, power) is presented. Methodology and the results of experimental studies of possibility to determine location of jammer are shown. In addition, algorithm for determining location of jammer has been briefly described.

Keywords: satellite navigation, GNSS, adaptive antenna arrays, space adaptive processing, navigation field monitoring noise stability, jamming.

В настоящее время в связи с резким ростом массовости и степени внедрения технологий глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) значительно возросло внимание к вопросам помехозащиты и мониторингу помеховой обстановки [1, 2]. В этой статье рассматривается вторая проблема – проблема мониторинга помеховой обстановки, а именно задача определения местоположения источника помех. Ранее в работе [3] подробно рассматривались оптимальный алгоритм обнаружения и определения числа помех, а также оптимальный алгоритм определения направления углов на помеху. Следующим логичным шагом, который и рассматривается в данной работе, является определение координат местоположения помехи.

Ц е л ь р а б о т ы – разработка алгоритма определения пространственных координат помехи с помощью приемника с адаптивной антенной решеткой и экспериментальная апробация разработанного алгоритма.

Описание алгоритма определения координат помехи. В данной работе рассматривался метод определения пространственных координат помехи с использованием адаптивной антенной решетки, позволяющей определять направление на источник помехи.

Основную идею алгоритма можно описать следующим образом. На первом этапе определяются углы на источник помехи в нескольких пространственно разнесенных точках. Далее оценки указанных углов используются для определения пространственных координат помехи при известных координатах антенной решетки.

В качестве основного инструмента – приемника с адаптивной антенной решеткой – использовалась 4-элементная антенная решетка на базе прибора «КОМЕТА» [4], в которой был реализован алгоритм определения направления на источник помехи [3].

Непосредственно метод определения координат помехи реализуется по схеме (рис. 1).

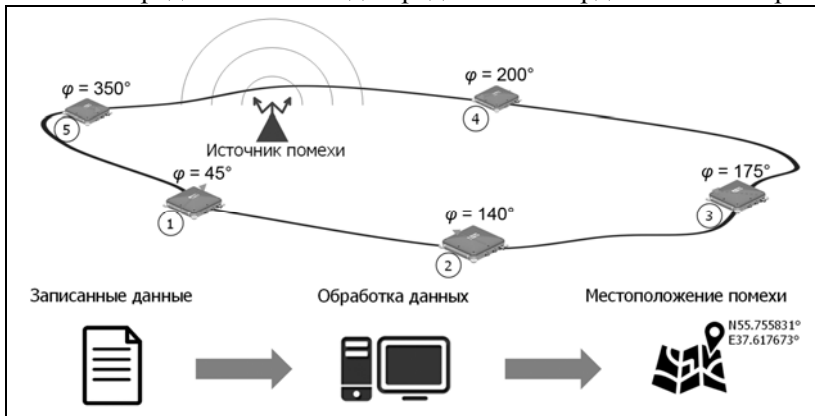


Рис. 1. Схема метода определения координат помехи



Рис. 2. Структура алгоритма определения местоположения помехи

2. Расчет угла от каждой точки траектории приемника до 1-го узла сетки:

$$\varphi_1 = \arctg\left(\frac{y_t - y_1}{x_t - x_1}\right),$$

где x_1 и y_1 – координаты узла сетки; x_t и y_t – координаты точек траектории приемника.

3. Расчет разниц: $\Delta_t = |\hat{\varphi}_t - \varphi_1|$.

4. Суммирование полученных разниц: $\Delta_1 = \sum_t \Delta_t$.

5. Сохранение полученного значения в массив.

6. Повторение пунктов 2–5 для каждого узла. Итогом является массив со значением сумм разниц, полученных для каждого узла сетки.

7. Нахождение минимума в полученной матрице. Итогом данной процедуры являются координаты узла сетки с минимальным значением суммы разниц, т.е. наиболее вероятное расположение помехи.

8. Приравнивание центра сетки к координатам узла с наименьшей суммой разниц.

9. Построение сетки со стороной равной шагу предыдущей сетки (построение более мелкой подсетки).

Общая структура алгоритма определения координат источника помехи (в рамках экспериментального исследования) показана на рис. 2.

Непосредственно сам алгоритм определения местоположения помехи реализовывался в режиме пост-обработки.

Подготовительная часть алгоритма решает следующие задачи:

- чтение моментов времени измерений из файла NMEA;
- чтение координат приемника из файла NMEA;
- чтение данных об измерении направлений на помеху;
- объединение и синхронизация измерений координат приемника и оценок углов направления на помеху по времени.

Входными данными для основной части являются: *координаты приемника и измерения углов направления на помеху*.

Определение координат помехи происходит по следующему алгоритму [5, 6]:

1. Построение координатной сетки (центр сетки был принят равным центру траектории).

10. Повторение пунктов 2–9 (как показали вычисления для получения удовлетворительных характеристик, указанные шаги достаточно повторить 2–3 раза).

Далее осуществляется процедура отсеивания аномальных измерений углов направления на помеху по следующей схеме:

11. Вычисляется СКО измерения углов:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (d^2 - (M[d])^2)}{n-1}}, \quad d = \hat{\varphi}_i - \varphi(x_0, y_0),$$

где x_0, y_0 – промежуточные расчетные координаты помехи.

12. Отбрасывание значений углов, выданных приемником, которые удовлетворяют неравенству:

$$|\hat{\varphi}_i - \varphi(x_0, y_0)| > 2\sigma.$$

13. Повторение пунктов 2–8 (увеличение количества узлов сетки).

14. Повторение пунктов 11–13.

Для оценки точности измерений строится *эллипс ошибок*. Для этого рассчитываем матрицу ковариации и угол поворота эллипса:

$$K = \left(\sum_t \frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}^T} \right)^{-1} \cdot \sigma_\varphi^2 = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & r\sigma_x\sigma_y \\ r\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 \end{bmatrix};$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{2 \cdot r\sigma_x\sigma_y}{\sigma_x^2 - \sigma_y^2} \right),$$

где \mathbf{X} – вектор с координатами x, y ; σ_x и σ_y – СКО оценки координат помехи; r – коэффициент корреляции.

Получаем эллипс с полуосями, равными σ_x , и углом поворота α относительно меридиана.

Результаты экспериментальных исследований. Для апробации алгоритма и методики оценки местоположения помехи были проведены два эксперимента с различными траекториями (замкнутыми) движения измерительного приемника относительно точки расположения источника помехи. В рамках данных экспериментальных исследований решалась двухкоординатная задача, т.е. определялись две координаты местоположения источника помех в плоскости.

На рис. 3 показана схема размещения измерительного оборудования (приемника).

На рис. 4 показаны положение помехи относительно траектории движения приемника и размещение оборудование источника помехи в первом эксперименте.

На рис. 5 также показаны положение помехи относительно траектории движения приемника и размещение оборудование источника помехи во втором эксперименте.

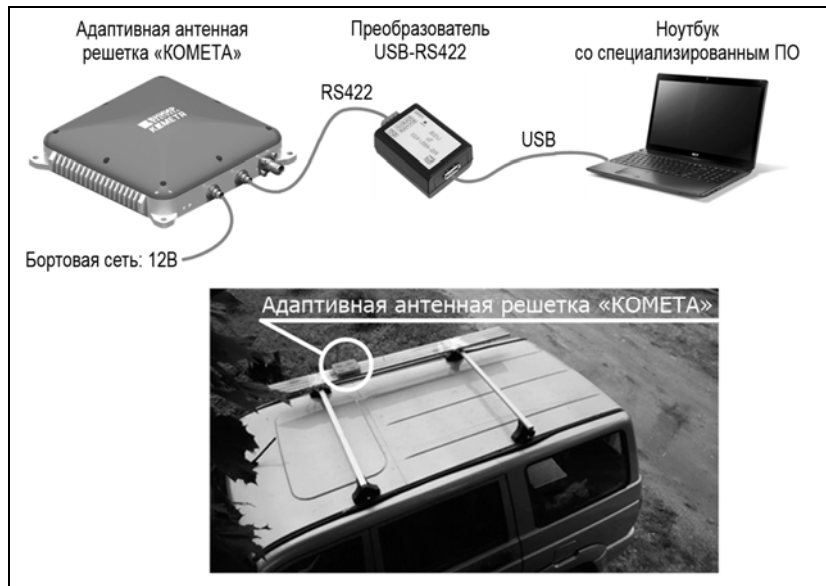


Рис. 3. Схема размещения измерительной аппаратуры

Параметры помехи:

тип помехи шумовая широкополосная;
 ширина полосы помехи 4 МГц;
 центральная частота 1575,42 МГц (диапазон L1 GPS).

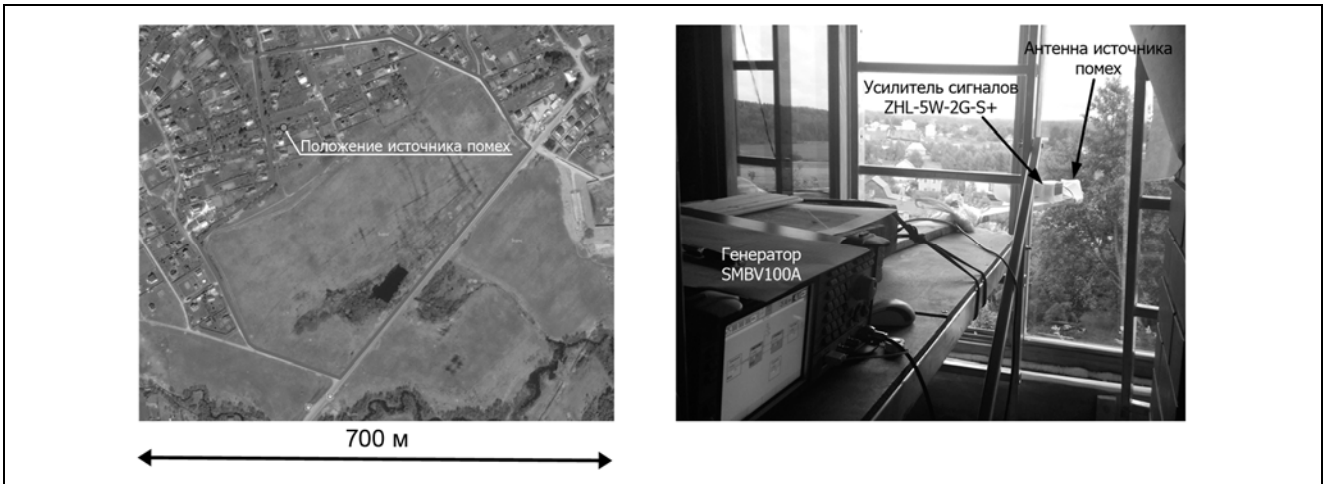


Рис. 4. Размещение источника помехи в первом эксперименте

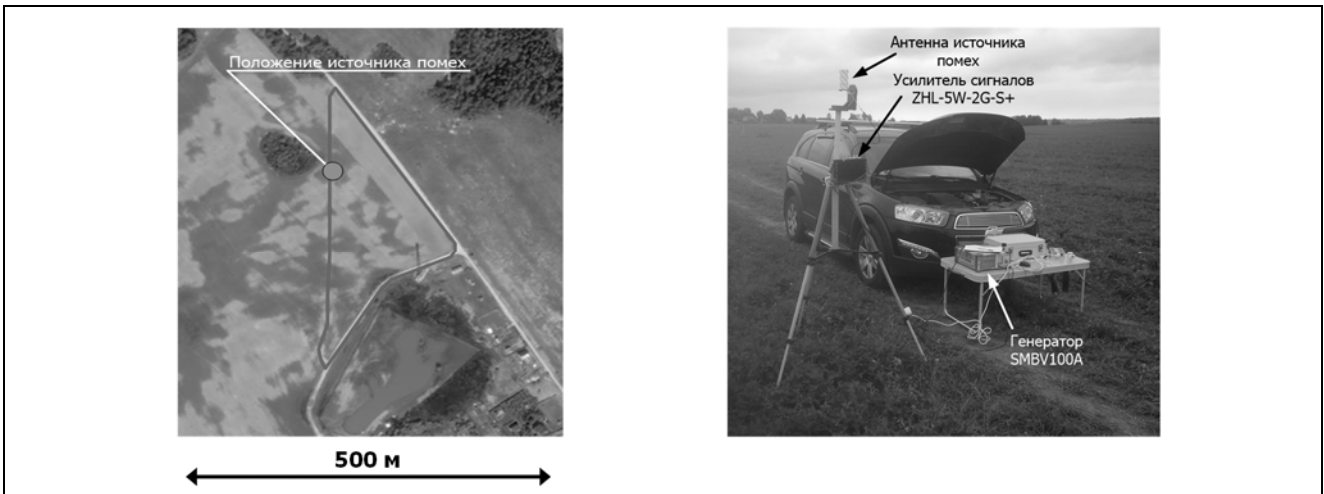


Рис. 5. Размещение источника помехи во втором эксперименте

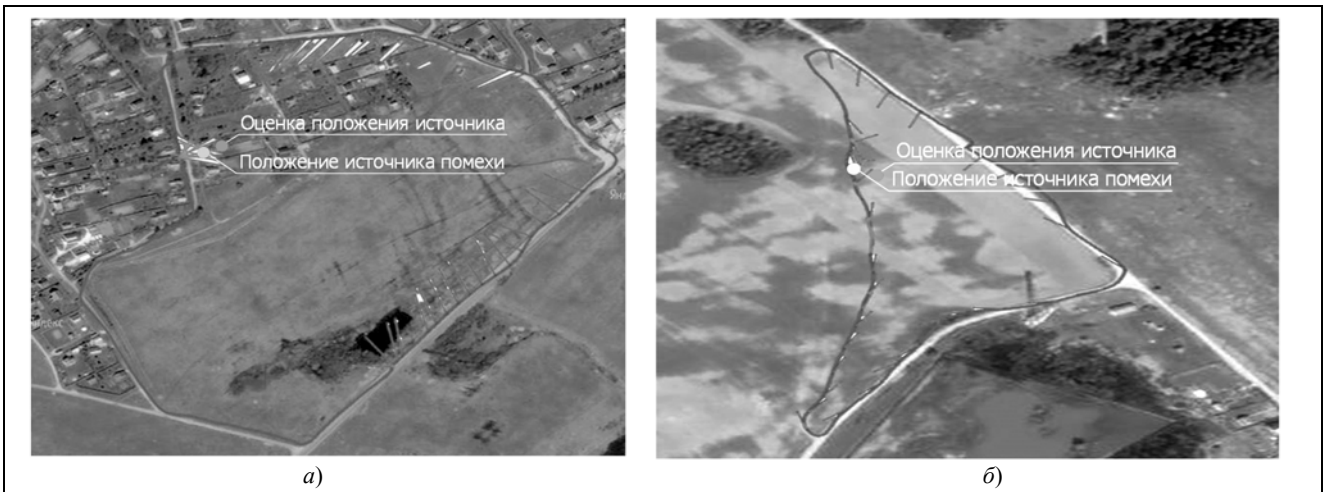


Рис. 6. Результаты апробации алгоритма в первом (а) и во втором (б) эксперименте

На рис. 6,а показаны траектория движения автомобиля с измерительным приемником, истинное положение помехи и его оценка, полученная по результатам постобработки измерений, полученных в первом эксперименте. Ошибка определения (длина вектора ошибок) местоположения помехи в данном случае составила 13 м.

На рис. 6,б показаны аналогичные результаты, полученные во втором эксперименте. Ошибка определения (длина вектора ошибок) местоположения помехи во втором случае составила **10 м**.

Большая ошибка в первом эксперименте связана с тем, что в данном случае траектория проходила по пересеченной местности с элементами застройки, что привело к большим искажениям измерений направлений углов на источник помехи вследствие многолучевости.

Разработаны алгоритм и экспериментальная методика определения пространственных координат источника помехи с использованием адаптивных антенных решеток.

Предложенный алгоритм местоопределения положения помехи прошел экспериментальную апробацию.

По результатам проведенных экспериментов ошибки (модуль вектора ошибок) определения положения источника помехи не превысили 13 м.

В результате проведенных теоретических и экспериментальных исследований показана принципиальная возможность определения пространственных координат местоположения источника помехи с помощью приемников с адаптивной антенной решеткой.

Литература

1. Fontanella D., Bauerfeind R., Eissfeller B., Hein G. In-car GNSS jammer localization using vehicular ad-hoc networks // InsideGNSS. 2013. V. 8. № 3. P. 70–80. (<http://www.insidegnss.com/auto/mayjune13-WP.pdf>).
2. Bhatti J.A., Humphreys T.E., Ledvina B.M. Development and Demonstration of a TDOA-Based GNSS Interference Signal Localization System // Position Location and Navigation Symposium (PLANS). 2012. P. 455–469 (http://radionavlab.ae.utexas.edu/images/stories/files/papers/tdoa_based_gnss_ils.pdf).
3. Пастухов А.В., Оганесян А.А., Головин П.М., Павлов В.С., Медведев П.В., Гаврилов А.И. Мониторинг помеховой обстановки в диапазоне глобальных навигационных спутниковых систем. Практическая реализация // Радиотехника. 2014. № 9. С. 135–140.
4. Малогабаритные адаптивные антенные решетки четырехэлементные серии «КОМЕТА»: <http://www.vniir-progress.ru/production/malogabaritnye-adaptivnye-antennnye-reshetki-chetyrelementnye-serii-kometa>.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
6. Платонов А.К., Иванов Д.С. Методическое пособие к курсу «Методы навигации в условиях неопределенности». М. 2013. 84 с.

Экспериментальное исследование характеристик навигационного приемника с антенной решеткой и фокусировкой на навигационные спутники

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

И.В. Корогодин – к.т.н., доцент, кафедра «Радиотехнические системы», Национальный исследовательского университет «МЭИ»

А.И. Перов – д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Радиотехнические системы», Национальный исследовательского университет «МЭИ»

В.В. Днепров – аспирант, кафедра «Радиотехнические системы», Национальный исследовательского университет «МЭИ»

С.А. Савельев – директор научно-производственного комплекса, филиал ОАО «ОРКК»–«НИИ КП» (Москва)

Приведены результаты экспериментальных исследований характеристик навигационного приемника с 7-элементной антенной решеткой и фокусировкой на навигационные спутники, иллюстрирующее возможность улучшения характеристик точности и помехоустойчивости.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, антенная решетка, фокусировка на навигационные спутники.

This article represents bench test results of a user apparatus with 7-element antenna array and beam former. The beam former algorithm consists of several difference carrier phase lock loops. Estimates of difference carrier phase are later used to focus correlator outputs on a satellite vehicle. Beam former algorithm is implemented in receiver's software. Series of experiments are given in paper and proof that antenna array and beam forming can improve user apparatus accuracy and increase its antijam capability.

Keywords: beam former, antenna array, user apparatus, global navigation satellite systems.

Современные навигационные приемники специального назначения спутниковой радионавигационной системы (СРНС) ГЛОНАСС в своем составе содержат антенную решетку (АР), радиочастотный блок, блок пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС), многоканальный коррелятор и навигационный вычислитель. С целью дальнейшего улучшения характеристик навигационного приемника в него целесообразно включать блок фокусировки на навигационные спутники (НС), который можно ставить либо сразу после блока ПВОС, либо после многоканального коррелятора. В настоящей статье рассматривается второй из указанных вариантов. Схема навигационного приемника представлена на рис. 1, где: РЧБ – радиочастотный блок; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦМПО – цифровой модуль первичной обработки.

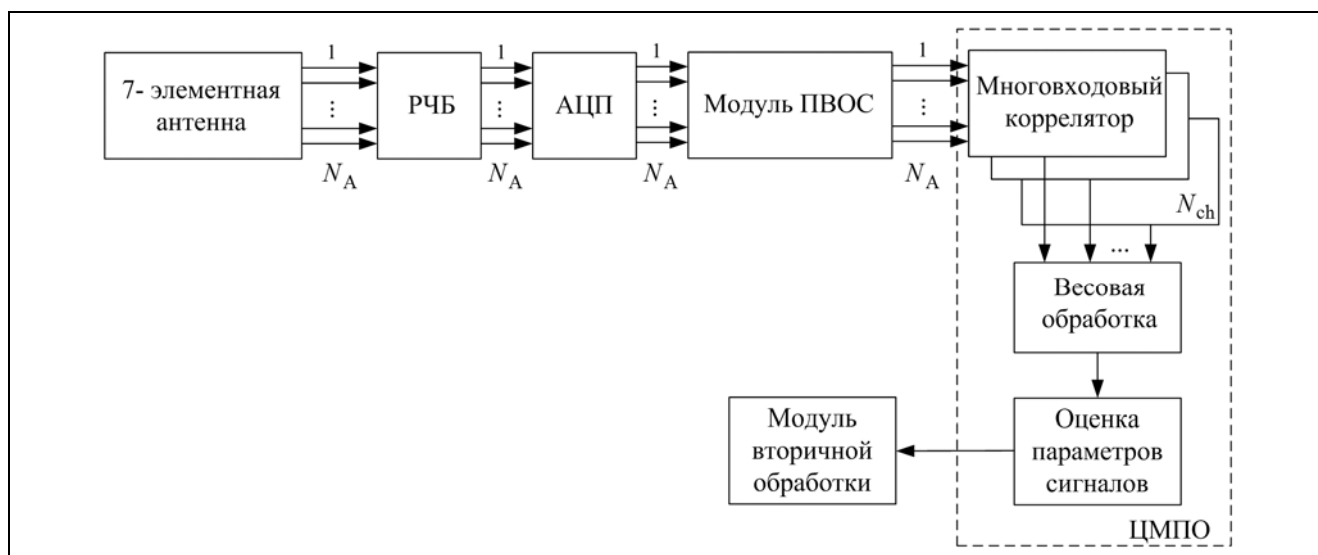


Рис. 1. Схема навигационного приемника

Электромагнитный сигнал поступает на N_A антенных элементов, где $N_A = 7$. С каждого антенного элемента сигнал проходит свой отдельный аналоговый тракт, в котором происходят фильтрация, усиление сигнала, перенос по частоте, после чего осуществляется многоканальное аналого-цифровое преобразование. В цифровом виде все N_A сигналов поступают в модуль ПВОС, где осуществляется подавление помех. На выходе блока формируется N_A обработанных сигналов с пониженной разрядностью, каждый из которых по фазе соответствует своему антенному входу. Все N_A сигналов поступают в блок корреляционной обработки, содержащий многоканальный коррелятор для каждого из принимаемых N_{ch} навигационных сигналов. В каждом отдельном канале коррелятора, соответствующего отдельному спутнику, накапливаются корреляционные интегралы для каждого антенного входа отдельно. Все результаты накопления доступны для чтения процессором приёмника. В программном обеспечении процессора для каждого принимаемого сигнала осуществляется считывание результатов накопления корреляционных интегралов со всех антенных элементов. Программно осуществляется умножение на вектор весовых коэффициентов (фокусировка на НС), после чего результаты складываются, и формируется результат накопления для заданной диаграммы направленности на спутник. Далее реализуются системы слежения и оценки параметров сигналов, интерфейс с модулем вторичной обработки.

Пусть $\dot{y}(t)$ – комплексный вектор сигналов на выходах АР. Так как в аналоговых трактах РЧБ-сигналы приобретают неидентичные фазовые набег, то вектор комплексных амплитуд на выходе радиотрактов можно представить как

$$\dot{y}_{тр}(t) = \dot{M}_{тр} \dot{y}(t),$$

где $\dot{M}_{тр}$ – квадратная диагональная матрица с соответствующими фазовыми множителями на главной диагонали.

Рассмотрим алгоритм обработки одного навигационного сигнала, приходящего от НС, характеризующегося направлением α_c . Алгоритм пространственной обработки сигналов с выходов радиотрактов можно представить в виде [1]:

$$\dot{y}_{вых}(t) = \dot{H}^{*T}(\alpha_c) \dot{M}_{тр}^{-1} \dot{\beta}^* \dot{y}_{тр}(t), \quad (1)$$

где $\dot{H}(\alpha_c)$ – комплексная матрица, характеризующая фазовые набег для навигационного сигнала, приходящего с направления α_c , на различных элементах АР; $\dot{\beta}^*$ – матрица пространственной обработки сигналов с выхода РЧБ.

Матрица $\dot{M}_{тр}^{-1}$ оценивается при начальной калибровке приемника по тестовому зенитному сигналу в безэховой камере.

Введем вектор сигналов на выходе блока ПВОС:

$$\dot{y}_1(t) = \dot{\beta}^* \dot{y}_{тр}(t) \quad (2)$$

и запишем (1) в виде

$$\dot{y}_{вых}(t) = \dot{H}^{*T}(\alpha_c) \dot{M}_{тр}^{-1} \dot{y}_1(t). \quad (3)$$

Отметим, что алгоритм (2) является общим для всех сигналов, тогда как алгоритм (3) необходимо выполнять для каждого навигационного сигнала из-за индивидуальных векторов фокусировки $\dot{H}^{*T}(\alpha_c)$.

Дальнейшая корреляционная обработка сигнала $\dot{y}_{вых}(t)$ предполагает домножение на опорный сигнал и накопление:

$$\dot{X}_{IQ,k} = \int_{t_{k-1}}^{t_k} \dot{y}_{вых}(t) h_{дк}(t - \tau_{оп}) \cdot e^{j\varphi_{оп}(t)} dt, \quad (4)$$

где $h_{\text{дк}}(t - \tau_{\text{оп}})$ – функция дальномерного кода, принимающая значения ± 1 ; $\tau_{\text{оп}}$ – задержка опорного колебания; $\varphi_{\text{оп}}(t)$ – фаза опорного колебания.

Подставив (3) в (4), получим

$$\dot{X}_{IQ,k} = \dot{\mathbf{H}}^{*\text{T}}(\mathbf{a}_c) \dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}^{-1} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \dot{\mathbf{y}}_1(t) h_{\text{дк}}(t - \tau_{\text{оп}}) \cdot e^{j\varphi_{\text{оп}}(t)} dt. \quad (5)$$

Алгоритм (5) предполагает выполнение фокусировки на НС после корреляторов, как это приведено на рис. 1. Для реализации данного алгоритма необходимо:

выполнить калибровку ЦМПО и найти элементы матрицы $\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}^{-1}$; $\dot{\mathbf{M}}_{\text{тр}}$ – диагональная матрица размерностью $N_A \times N_A$, элементы которой отражают фазовые набег в соответствующих каналах РЧБ;

рассчитать вектор фокусировки $\dot{\mathbf{H}}^{*\text{T}}(\mathbf{a}_c)$.

Для расчета $\dot{\mathbf{H}}^{*\text{T}}(\mathbf{a}_c)$ необходима следующая информация:

1. Координаты приемника в глобальной системе координат ECEF: $\mathbf{X}_{\text{ККС}} = [x \ y \ z]^T$. Эти координаты полагаются известными.

2. Текущие координаты спутника на момент вычисления вектора $\dot{\mathbf{H}}^{*\text{T}}(\mathbf{a}_c)$: $\mathbf{X}_{\text{сп}} = [x_{\text{сп}} \ y_{\text{сп}} \ z_{\text{сп}}]^T$. Эти координаты вычисляются по эфемеридной информации либо по данным альманаха системы с использованием стандартных процедур, приведенных в интерфейсном контрольном документе (ИКД).

3. Ориентация AP в глобальной системе координат, заданная матрицей ориентации $\mathbf{C}_{ECEF}^{\text{AP}}$. Эта матрица вычисляется по результатам геодезической привязки AP по азимуту и горизонту.

4. Координаты фазовых центров элементов AP в системе координат антенной решетки: $\mathbf{r}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$, $i = 1 \dots 7$. Данные координаты считаются известными (рассчитываются по чертежам конструкции AP).

Находим направление на спутник в виде радиуса-вектора единичной длины в координатах AP:

$$\mathbf{r}_{\text{сп}} = \mathbf{C}_{ECEF}^{\text{AP}} \cdot \frac{(\mathbf{X}_{\text{сп}} - \mathbf{X}_{\text{НАП}})}{\|\mathbf{X}_{\text{сп}} - \mathbf{X}_{\text{НАП}}\|}.$$

Набег фазы сигнала для i -го антенного элемента относительно координатного центра AP будет определяться проекцией радиуса-вектора координат элемента \mathbf{r}_i на линию визирования, заданную вектором $\mathbf{r}_{\text{сп}}$:

$$d_i = \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_{\text{сп}}.$$

Отсюда вектор фокусировки $\dot{\mathbf{H}}$ можно записать как

$$\dot{\mathbf{H}} = \left[e^{-j\frac{2\pi d_1}{\lambda}} \ e^{-j\frac{2\pi d_2}{\lambda}} \ \dots \ e^{-j\frac{2\pi d_7}{\lambda}} \right]^T,$$

где λ – длина волны навигационного сигнала.

Фокусировка выполняется в соответствии с алгоритмом (5). В результате получаем один комплексный отсчет коррелятора, сфокусированного на НС.

Рассмотрим фокусировку подробнее для сигнала одного НС. Задача фокусировки – когерентно сложить принимаемый на разные антенны сигнал КА. Пусть имеются 7 комплексных выходов многоходового коррелятора, образованных центральными («rgomt») синфазной и квадратурной компонентами:

$$\dot{\mathbf{Z}} = [\dot{Z}_1, \dots, \dot{Z}_7] = [I_1 + jQ_1, \dots, I_7 + jQ_7].$$

Сигнал каждой антенны имеет различный фазовый сдвиг ψ относительно остальных компонент из пространственного разнесения антенн. Схематично это отражено на рис. 2.

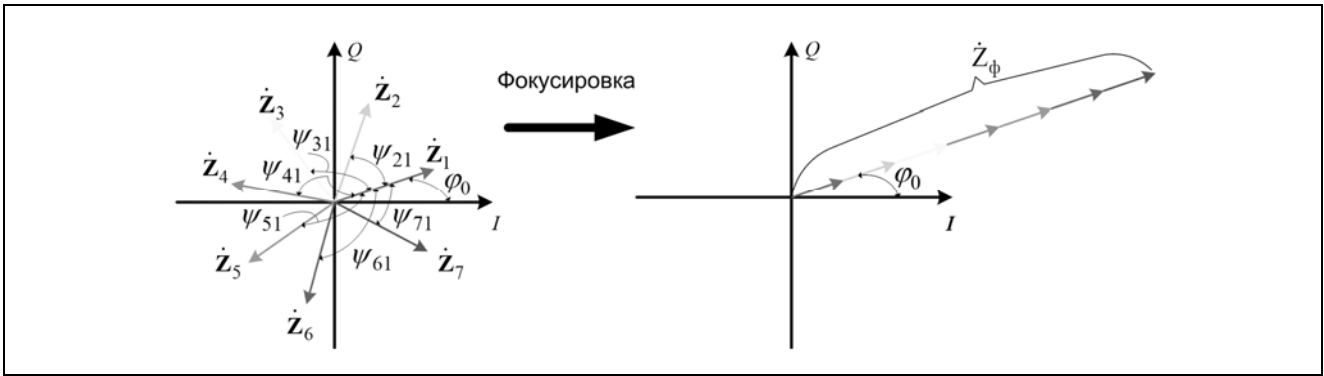


Рис. 2. Схема процесса фокусировки после коррелятора

При этом не показаны шумы наблюдений; амплитуды сигналов в разных каналах многовходового коррелятора также для простоты показаны одинаковыми. Для осуществления фокусировки необходимо когерентно сложить векторы $\dot{Z}_1, \dots, \dot{Z}_7$. Для этого нужно выбрать один вектор как основной и «довернуть» по фазе остальные векторы к нему. После чего сложение векторов $\dot{Z}_1, \dots, \dot{Z}_7$ даст сфокусированный вектор \dot{Z}_ϕ .

Таким образом, для осуществления фокусировки наряду с описанным ранее весовым алгоритмом обработки можно предложить следующий подход. Необходимо оценить разность фаз между одной, выбранной за основную, и остальными выходными компонентами многовходового коррелятора; помножить комплексные выходы $\dot{Z}_2, \dots, \dot{Z}_7$ коррелятора на вектор фокусировки $\mathbf{H} = [1, e^{j\psi_{21}}, \dots, e^{j\psi_{71}}]^T$ и сложить результат:

$$\dot{Z}_\phi = \mathbf{H}^{*T} \dot{\mathbf{Z}}$$

Рассмотрим далее алгоритм оценивания разности фаз.

Разность фаз является изменяющимся во времени параметром, поэтому для ее оценки целесообразно использовать следящую систему за разностью фаз (ССРФ). Синтез и анализ такого алгоритма приведен в [2]. Схема применения ССРФ для фокусировки сигнала одного КА представлена на рис. 3.

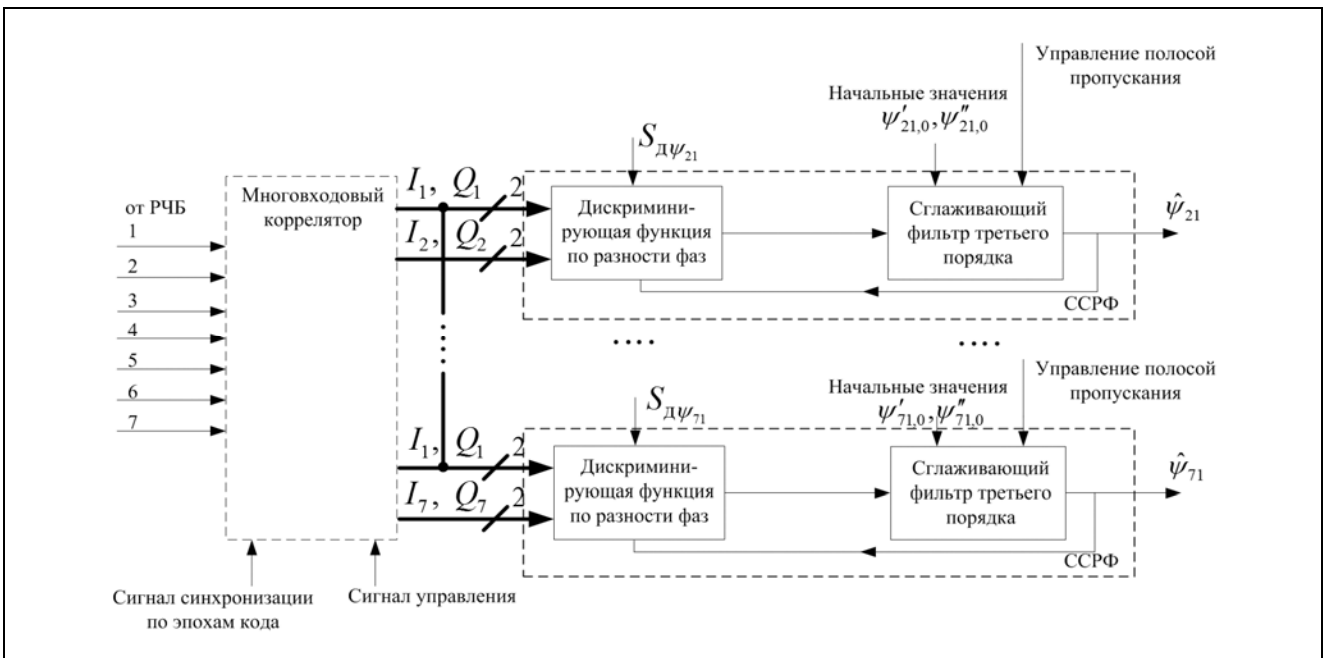


Рис. 3. Применение ССРФ для фокусировки на НС

При таком подходе, в программно-математическом обеспечении ЦМПО, наряду с обычными системами слежения за фазой, частотой, задержкой, организуются $N_A - 1$ ССРФ для каждого сигнала, подлежащего пространственно-временной обработке. В векторном виде ССРФ за разностью фаз первой и m -й антенны описывается следующим уравнением фильтрации:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\psi m,k} = \tilde{\mathbf{x}}_{\psi m,k} + \mathbf{K}_{\psi} u_{\psi m,k} / S_{д\psi},$$

где

$$\hat{\mathbf{x}}_{\psi m,k} = [\psi_{m1,k}, \psi'_{m1,k}, \psi''_{m1,k}]^T \text{ – вектор оценок разности фаз и ее производных;}$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\psi m,k} = [\tilde{\psi}_{m1,k}, \tilde{\psi}'_{m1,k}, \tilde{\psi}''_{m1,k}]^T \text{ – вектор экстраполированных оценок;}$$

$$u_{\psi m,k} = \text{atan2}(Q_m, I_m) - \text{atan2}(Q_1, I_1) \text{ – отсчет дискриминирующей функции;}$$

$S_{д\psi}$ – крутизна дискриминирующей функции для приведенной функции $S_{д\psi} = 1$.

В контуре ССРФ используется сглаживающий фильтр третьего порядка, который в развернутом виде описывается соотношениями:

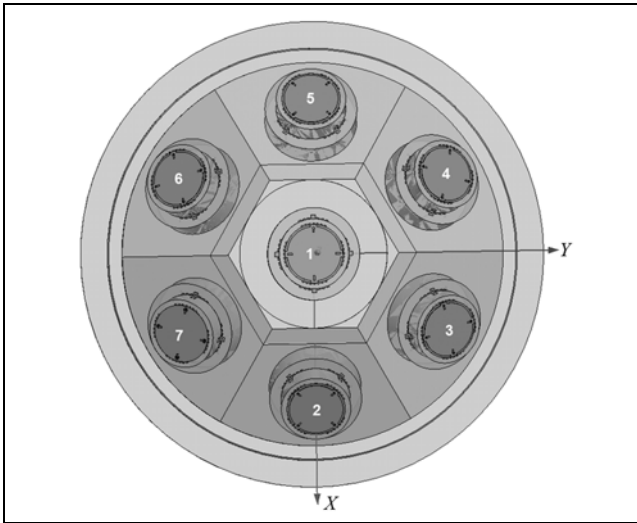


Рис. 4. Расположение антенных элементов в БАР-7

$$\hat{\psi}_{m1,k} = \tilde{\psi}_{m1,k} + K_1 u_{д\psi m,k} / S_{д\psi};$$

$$\hat{\psi}'_{m1,k} = \tilde{\psi}'_{m1,k} + K_2 u_{д\psi m,k} / S_{д\psi};$$

$$\hat{\psi}''_{m1,k} = \tilde{\psi}''_{m1,k} + K_3 u_{д\psi m,k} / S_{д\psi};$$

$$\tilde{\psi}_{m1,k} = \hat{\psi}_{m1,k-1} + \tilde{T} \hat{\psi}'_{m1,k-1};$$

$$\tilde{\psi}'_{m1,k} = \hat{\psi}'_{m1,k-1} + \tilde{T} \hat{\psi}''_{m1,k-1}.$$

где \tilde{T} – темп работы фильтра; K_1, K_2, K_3 – весовые коэффициенты фильтра, которые удобно представить в виде $K_1 = K_{1н} \tilde{T}$, $K_2 = K_{2н} \tilde{T}$, $K_3 = K_{3н} \tilde{T}$, причем рекомендуется использовать $K_{1н} = 2(K_{3н})^{1/3}$, $K_{2н} = 2(K_{3н})^{2/3}$.

Значение коэффициента $K_{3н}$ определяется требуемой полосой пропускания $\Delta f_{ССРФ}$ ССРФ в соответствии с формулой

$$K_{3н} = 1,2(\Delta f_{ССФ})^3.$$

Результаты экспериментальных исследований. В ходе экспериментальных исследований использовалась 7-элементная АР БАР-7 (блок антенной решетки 7-элементный) разработки филиала ОАО «ОРКК»–«НИИ КП», которая конструктивно представляет собой усеченную шестигранную призму, на малом основании которой установлен центральный (основной) элемент, а на гранях призмы – шесть боковых АЭ. Угол между нормалью основания и нормалью к граням призмы составляет 30° . Внешний вид призмы, расположение элементов в составе решетки и положение системы координат представлены на рис. 4.

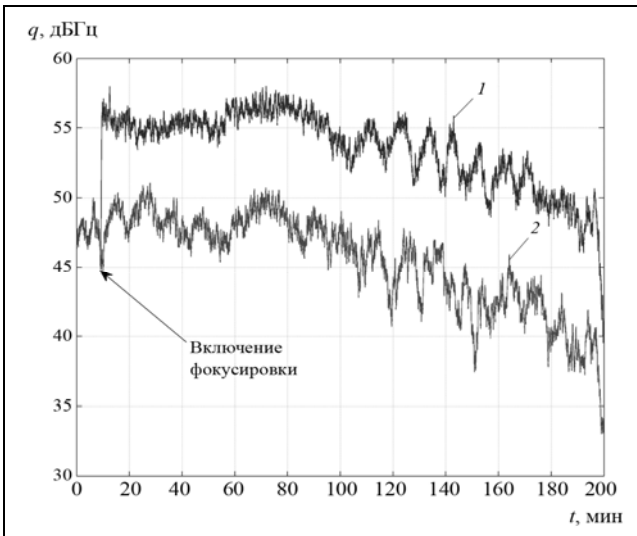


Рис. 5. Отношение сигнал/шум: 1 – с фокусировкой; 2 – без фокусировки

При проведении эксперимента первые 10 мин приемник работает без осуществления фокусировки; системы первичной обработки используют сигналы антенны №1, расположенной в центре БАР-7 горизонтально. На 10-й минуте подается команда на включение фокусировки.

На рис. 5 приведены зависимости отношения сигнал/шум q на выходах одного канала коррелятора до фокусировки и после фокусировки, из которых следует, что средний выигрыш в отношении сигнал/шум за счет фокусировки составляет 8 дБ.

На рис. 6 представлены рассчитанные в ходе эксперимента СКО оценки задержки сигнала по следующей методике. Формируемые в приемнике измерения разбиваются на равные интервалы (длину интервала можно менять); среди них выбирают интервалы с почти постоянным отношением сигнал/шум, рассчитывают на этих интервалах СКО[код-фаза-тренд]. Таким образом, набирается статистика. В результате строится график СКО на этих интервалах от среднего на этих интервалах отношения $q_{c/n0}$ сигнал/шум [дБГц]. Пример рассчитанной СКО для НС №15 сигнала ГЛОНАСС L1OF показан на рис. 6, из которого видно, что использование фокусировки позволяет получить выигрыш по СКО кодовых измерений дальности в 2–2,5 раза.

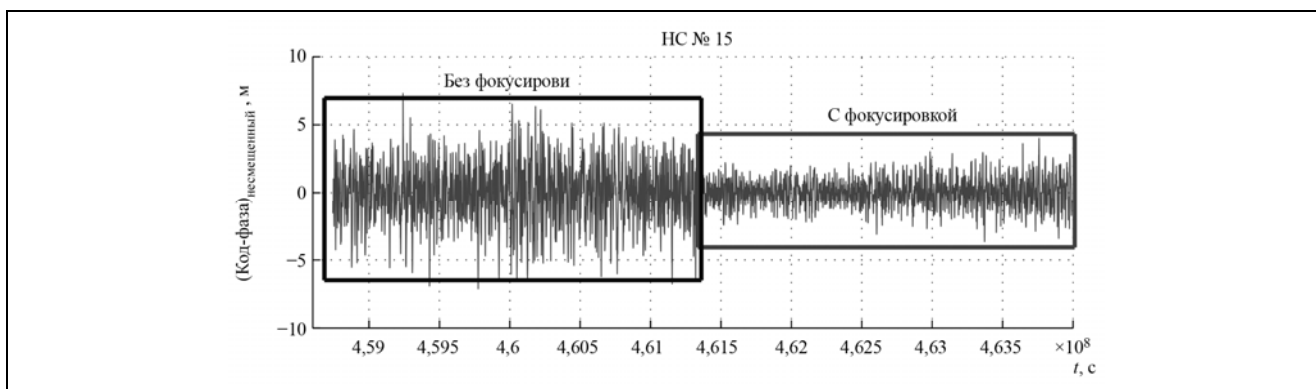


Рис. 6. Выборочные значения СКО

На рис. 7 представлен результат обработки приведенных на рис. 6 выборочных значений СКО (точки). Сплошной линией показана теоретическая кривая, соответствующая СКО шумовой ошибки в системе слежения за задержкой с фильтром второго порядка, полосой 0,5 Гц.

Приведены результаты экспериментальных исследований навигационного приемника с 7-элементной антенной решеткой и фокусировкой на навигационные спутники. Показано, что использование фокусировки на НС обеспечивает повышение отношения сигнал/шум на 8 дБ и снижение СКО кодовых измерений дальности в 2 – 2,5 раза.

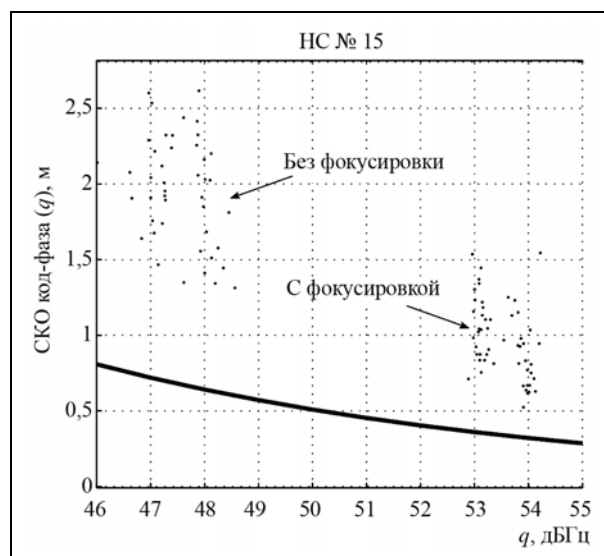


Рис. 7. СКО кодовых измерений дальности

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е. / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
2. Перов А.И., Корогодин И.В. Синтез и анализ дискриминаторов разностей фаз сигналов, принимаемых на множестве пространственно-разнесенных точек // Радиотехника. 2010. № 7. С. 84–92.

Аппаратура высокоточной синхронизации по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем – основные технические решения и результаты экспериментальных исследований

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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

А.С. Кондратьев – вед. инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

А.П. Кудревич – инженер-конструктор 1-й категории, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

К.А. Куличков – студент, Сибирский федеральный университет (г. Красноярск)

П.В. Шаршавин – аспирант, Сибирский федеральный университет (г. Красноярск)

Приведены результаты исследования потенциальных возможностей временной синхронизации удаленных объектов по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Предложены новый сигнал передачи шкалы времени и результаты экспериментальных исследований варианта реализации такого сигнала.

Ключевые слова: ГНСС, синхронизация, калибровка, метка времени.

In the article an implementation variant of complex time-frequency synchronization signal is considered, the block diagrams of signal former and receiver is proposed, the hardware implementation is presented, the spectrum of signal is shown.

Keywords: synchronization, modulation, error, correlation.

Высокоточная синхронизация шкал времени различных объектов, в том числе удаленных на значительные расстояния, является важной задачей, так как позволяет осуществлять сличение шкал времени стандартов частоты без их непосредственного перемещения. Одним из широко используемых способов синхронизации является применение навигационной аппаратуры потребителя (НАП), работающей по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). В общем случае схема работы для сличения шкал времени двух стандартов частоты выглядит следующим образом (рис. 1). Каждый стандарт частоты формирует опорные шкалы времени и частоты для навигационной аппаратуры, выполняющей измерения параметров сигналов НКА. Расчет разности шкал времени может быть осуществлен как в реальном времени, так и в постобработке по результатам измерений радионавигационных параметров сигналов ГНСС от двух НАП.

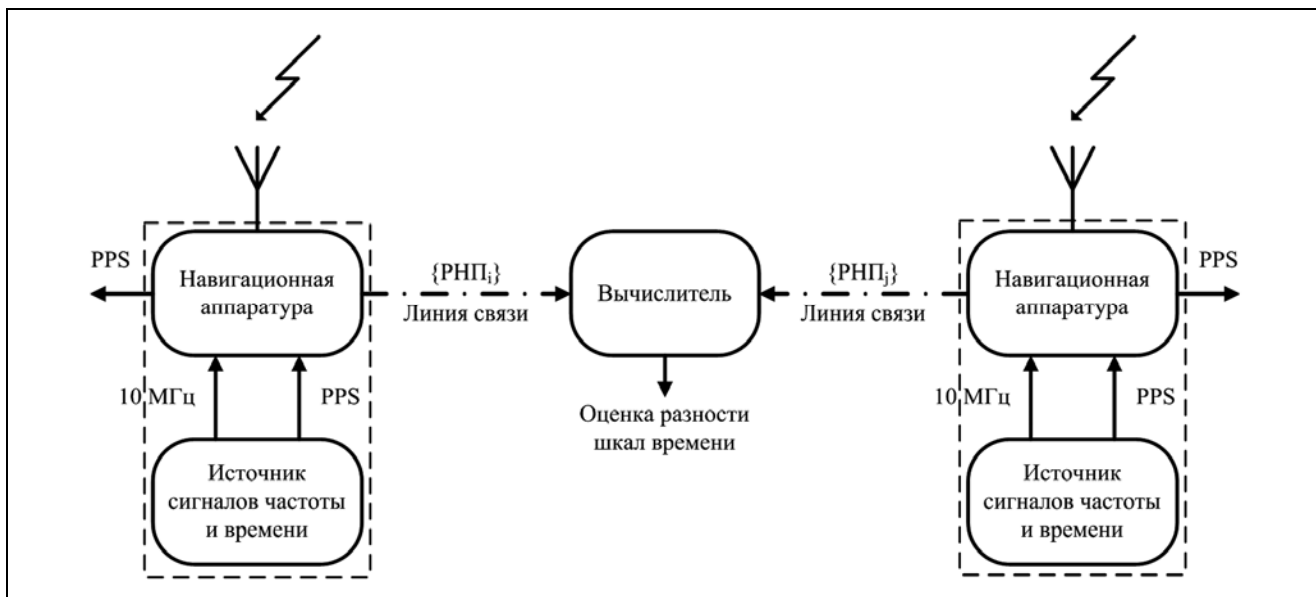


Рис. 1. Схема синхронизации удаленных объектов

Для оценки потенциальных возможностей синхронизации был проведен эксперимент, схема которого изображена на рис. 2. Схема представляет собой не что иное, как достаточно известный метод «нулевой базы», т.е. обе НАП работают на общую антенну, но, кроме того, шкалы времени и частоты двух НАП также являются общими.

Работа на одну антенну приводит к исключению погрешности синхронизации, вызванной многочисленными переотражениями сигналов ГНСС от местных объектов, поскольку в данном случае для двух НАП данная погрешность будет одинакова и при вычислении разности шкал времени исключается. Когда речь идет о калибровке систематических задержек в аппаратуре, то возникает вопрос о наличии эталона, например имитатора, формирующего сигналы НКА ГНСС, чьи задержки в аналоговых трактах также должны быть известны.

Однако существует более простой метод, заключающийся в оценке разностей измеренных псевдодальностей двух НАП, подключенных на общую антенну и имеющих общие шкалы времени и частоты. В таком случае разность псевдодальностей является разностью систематических задержек двух НАП. В данном случае реализуется не абсолютная калибровка, а относительная, корректная только для двух конкретных экземпляров НАП; тем не менее, для оценки потенциальной точности синхронизации этого вполне достаточно.

Эксперименты проводились в лаборатории базовой кафедры «Радиоэлектронная техника информационных систем» Сибирского федерального университета (СФУ), расположенной на НПП «Радиосвязь». В качестве источника временной шкалы использовался стандарт частоты и времени водородный Ч1-1007, в качестве НАП – опытные образцы аппаратуры частотно-временной синхронизации, разработанные СФУ совместно с ведущей отечественной компанией в области частотно-временной синхронизации – ЗАО «Время-Ч», в качестве антенны – Trimble Zephyr, установленной на точке с известными координатами.

На рис. 3 приведены результаты оценки разностей шкал времени после применения относительной калибровки.

В ходе экспериментов были получены следующие результаты по оценке разности шкал времени (среднеквадратическое отклонение):

по сигналам ГЛОНАСС – после относительной калибровки систематических задержек $\approx 0,2$ нс;

по сигналам GPS – после относительной калибровки систематических задержек $\approx 0,2$ нс.

Таким образом, потенциальная точность синхронизации шкал времени для одномоментных измерений, формируемых с темпом 1 с, не превышает 0,2 нс.

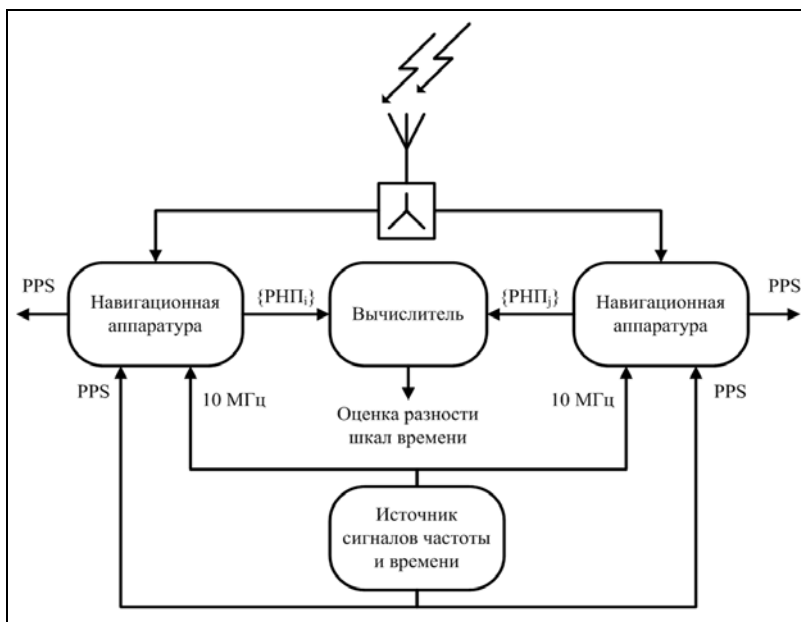


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

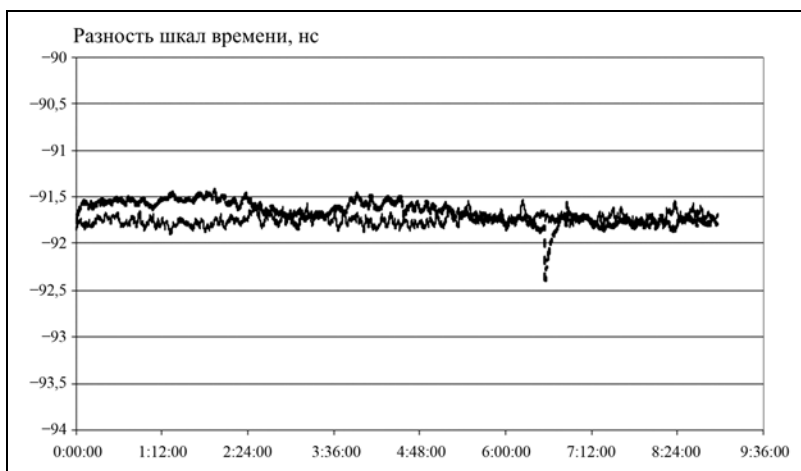


Рис. 3. Оценка разности шкал времени после калибровки задержек: 1 – ГЛОНАСС; 2 – GPS

Высокая точность синхронизации по сигналам ГНСС, полученная при проведении эксперимента, предъявляет высокие требования к точности сигналов синхронизирующих шкалы времени разнесенных объектов. В эксперименте, описанном выше, использовался традиционный набор сигналов синхронизации: импульсная метка времени с периодом 1 с – передача однозначного отсчета синхронизации (момента времени) и гармоническое колебание частотой 10 МГц – передача опорной частоты (скорость изменения времени). Для передачи опорной частоты используются фазовые методы, которые гарантируют одинаковую скорость изменения времени. Для передачи момента времени используется фронт сигнала импульсной метки времени – переход сигнала из состояния логического нуля в состояние логической единицы, однако точное значение амплитуды в момент переключения сигнала, которое соответствует передаваемому моменту времени, не определено, и область неопределенности будет зависеть от крутизны фронта. Очевидно, что чем короче фронт импульсного сигнала, тем меньше область неопределенности.

Рассмотрим на осциллографе передачу импульсного сигнала от источника к приемнику через кабельные сборки различной длины. Ожидаемая длина фронта сигнала импульсной метки времени составляет приблизительно 1 нс, соответственно для анализа сигнала нужен осциллограф с полосой пропускания не менее 1 ГГц. В эксперименте использовался осциллограф SDA 5000 фирмы «LeCroy», с полосой пропускания 5 ГГц. Результат эксперимента представлен на рис. 4. На верхней осциллограмме показан фронт импульсной метки времени, прошедший через кабель длиной 0,3 м, на нижней осциллограмме, фронт метки времени, прошедшей через кабель длиной 25 м. В таблице определены полученные значения длительности фронта.

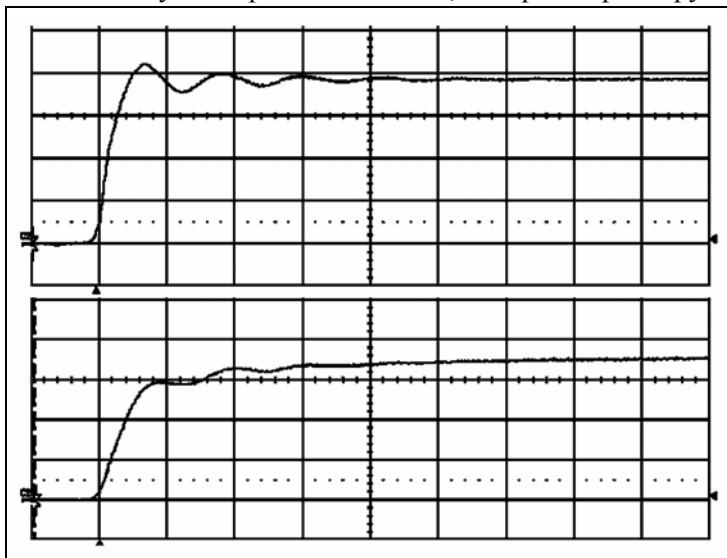


Рис. 4. Осциллограммы импульсной метки времени, прошедшие через кабельные сборки различной длины

Таблица. Длительность фронта импульсной метки времени

Параметр фронта	Длительность фронта	
	кабель 0,3 м	кабель 25 м
10–90%	1,9 нс	8,2 нс
20–80%	1,3 нс	2,8 нс

Полученные результаты показывают, что длительность фронта импульсного сигнала на входе приемника ощутимо зависит от длины кабеля, но даже использование самого короткого кабеля длиной всего 30 см дает область неоднозначности от 1,3 нс, что значительно больше потенциально достижимой точности синхронизации по сигналам ГНСС. Исходя из вышесказанного, следует, что традиционные сигналы синхронизации не отвечают предъявляемым требованиям по точности синхронизации разнесенных в пространстве объектов и добиться высокой точности с помощью импульсного сигнала метки времени и гармонического сигнала опорной частоты оказывается затруднительным [1].

По результатам проведенных экспериментов сформулируем следующие требования к новым сигналам частотно-временной синхронизации:

- потенциальная возможность достижения синхронизации с погрешностью на уровне десятков пикосекунд;
- передача цифровой информации и опорной частоты совместно с меткой времени;
- возможность передачи метки времени по кабелям на большие расстояния (вплоть до единиц километров);
- возможность «размножения» сигнала метки времени с использованием пассивных делителей мощности;
- возможность двунаправленной передачи метки времени по одному кабелю;
- частичная совместимость сигналов нового типа с традиционными сигналами.

Перспективный комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации (КСЧВС), по принципу формирования и приема аналогичный навигационному сигналу ГНСС, позволит обойти ограничения стандартного набора сигналов и добиться необходимой погрешности частотно-временной синхронизации [2]. В настоящей работе предложен один из вариантов реализации данного сигнала.

На рис. 5 представлена схема формирователя КСЧВС. Псевдослучайная последовательность (ПСП) формируется при помощи генератора ПСП (ГПСП) и претерпевает сглаживание переходов в блоке ограничения спектра (БОС) на основе прямого цифрового синтеза (ПЦС). После операции ограничения спектра, с помощью квадратурного преобразователя частоты, производится перенос спектра ПСП на поднесущую частоту. Данную частоту задает генератор поднесущей частоты (ГПН), также построенный по схеме ПЦС. На данной промежуточной частоте производится масштабирование уровня модулирующего сигнала и добавление постоянной составляющей, которая задает уровень несущей. Второе квадратурное преобразование частоты переносит спектр сигнала на несущую частоту, которая задается генератором несущей (ГН). Выделение однополосного сигнала с верхней боковой полосой производится вычитанием квадратурной составляющей сигнала из синфазной.

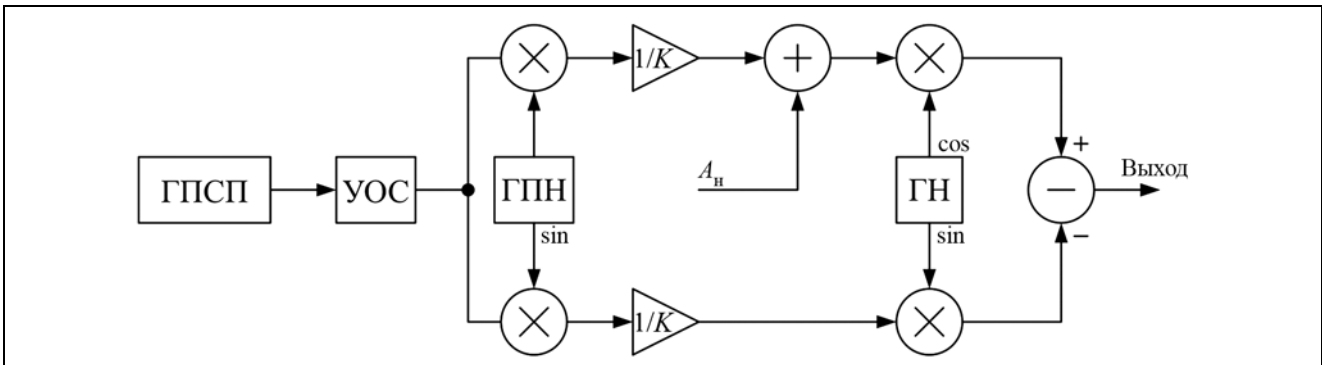


Рис. 5. Схема формирователя КСЧВС

Применяемая схема позволяет подстраивать большинство параметров формируемого сигнала: тактовая частота ПСП, задержка ПСП, частота и фаза поднесущей, частота и фаза несущей, уровень несущей.

Предлагаемый КСЧВС, спектр которого показан на рис. 6, состоит из двух компонент: несущее гармоническое колебание и модулирующий сигнал. Несущее гармоническое колебание является аналогом используемого в настоящее время сигнала опорной частоты и может использоваться в существующей аппаратуре синхронизации в качестве данного сигнала. Модулирующий сигнал состоит из ПСП и наложенного на нее сигнала цифровой информации. Данный сигнал обеспечивает разрешение фазовой неоднозначности измерений по фазе несущей, а также используется для передачи данных и для калибровки задержки линии передачи за счет возможности двунаправленной передачи сигнала с частотным, кодовым или временным разделением. С целью уменьшения влияния модулирующего сигнала на несущее колебание для обратной совместимости с существующими сигналами модуляция осуществляется на поднесущей частоте, а также производится ограничение спектра модулирующего сигнала. Для уменьшения влияния неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) линии передачи выбрана однополосная модуляция с верхней боковой полосой.

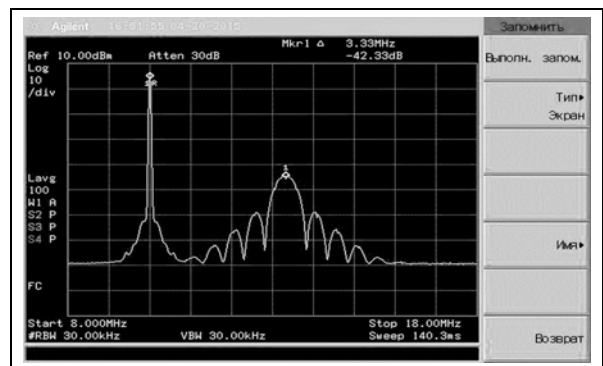


Рис. 6. Спектр комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации

Аппаратная реализация формирователя и приемника КСЧВС выполнена на языке описания аппаратуры VHDL и оформлена в виде IP-блоков. Для исследования характеристик предлагаемого КСЧВС собран лабораторный макет, состоящий из отладочной платы ZC706 с программируемой логической интегральной схемой Zynq-7000 XC7Z045 фирмы «XILINX», в которой размещается реализация формирова-

теля и приемника; отладочной платы FMC151 с цифроаналоговым преобразователем DAC3283 и аналого-цифровым преобразователем ADS62P49 фирмы «Texas Instruments»; анализатора спектра для отображения и анализа спектра КСВЧС. Внешний вид макета представлен на рис. 7. Спектр КСВЧС, показанный на рис. 6, получен на данном макете.

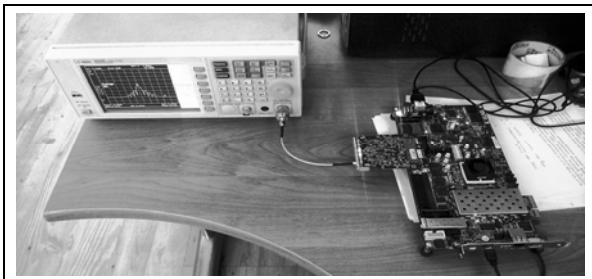


Рис. 7. Лабораторный макет для исследования КСЧВС

Кроме формирователя КСЧВС, в лабораторном макете был реализован и приемник КСЧВС и произведен ряд экспериментов, в ходе которых оценивались потенциально достижимые точности синхронизации с использованием КСЧВС; результаты продемонстрированы на рис. 8 и 9. На рис. 8 представлены графики кодового измерения.

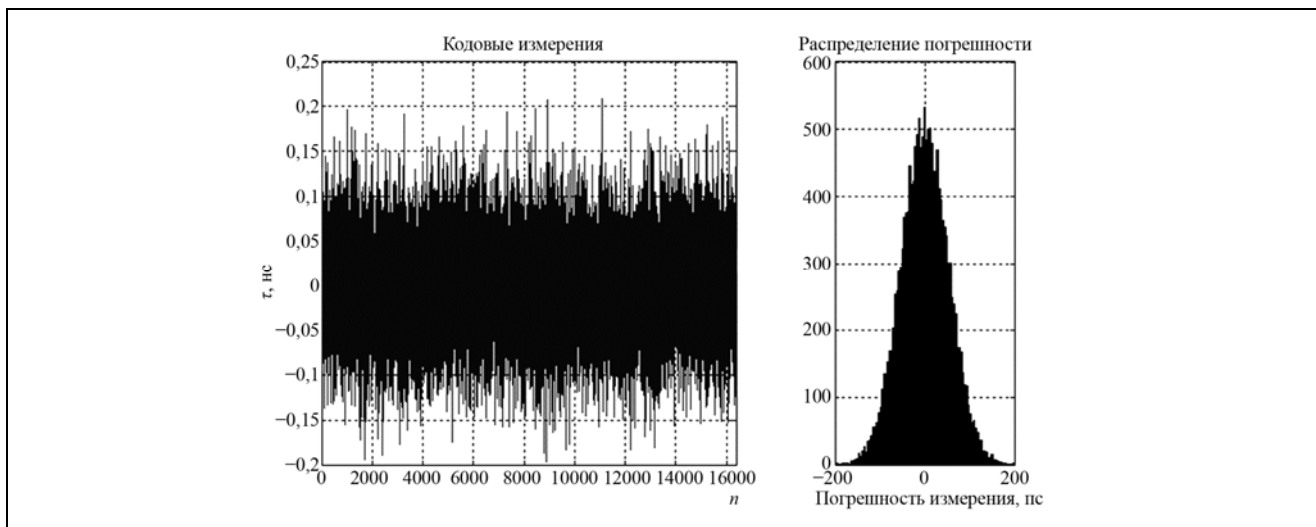


Рис. 8. Кодовые измерения

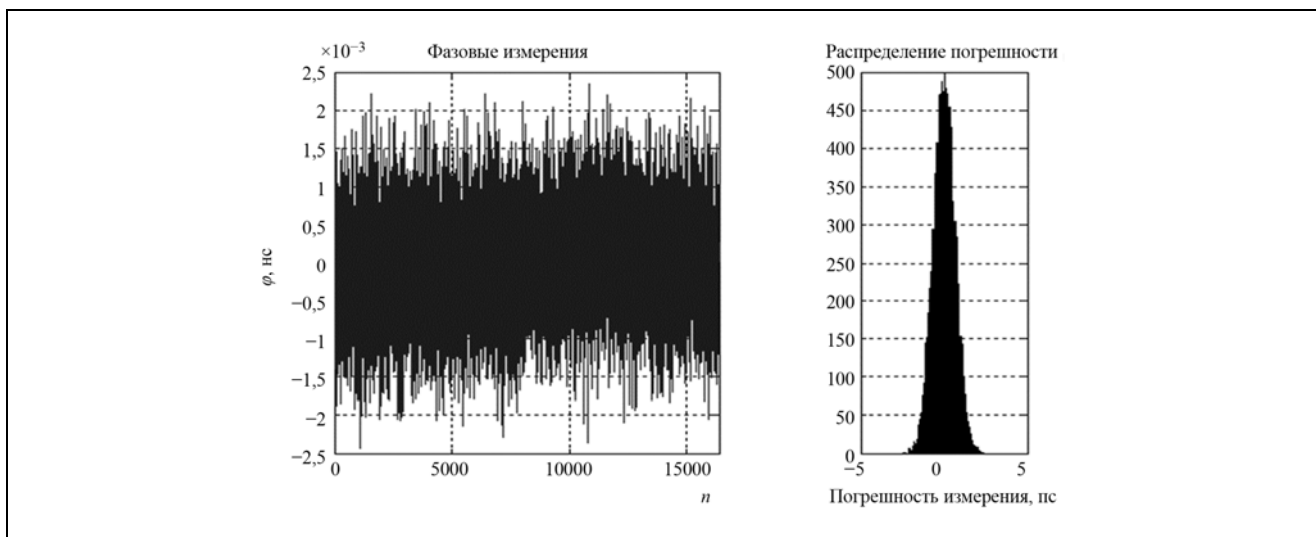


Рис. 9. Измерения по фазе несущей

Предельная погрешность (по уровню 0,68) миллисекундных измерений (пс) – 53,3. При увеличении времени накопления до 64 мс погрешность уменьшается до 7,95 пс.

На рис. 9 представлены графики измерения по фазе несущей частоты.

Предельная погрешность (по уровню 0,68) миллисекундных измерений фазы несущей (пс) – 0,64.

По результатам проведенных экспериментов произведена оценка достижимых уровней погрешности частотно-временной синхронизации для различных способов.

Потенциальная точность синхронизации шкал времени с использованием ГНСС следующая:

для одномоментных измерений, формируемых с темпом 1 с, погрешность не превышает 200 пс;

для суточных измерений, погрешность не превышает 50 пс;

погрешность (по уровню вероятности 0,68) синхронизации шкал времени с использованием рассмотренного варианта КСЧВС:

для одномоментных кодовых измерений, формируемых с темпом 1 мс, погрешность не превышает 53 пс, при усреднении на интервалах времени порядка 100 мс погрешность не превышает 8 пс;

для одномоментных фазовых измерений, формируемых с темпом 1 мс, погрешность не превышает 0,6 пс.

Наивысшую точность, как и следовало ожидать, обеспечивают фазовые измерения на опорной частоте; кодирование сигнала КСЧВС позволяет успешно устранить неоднозначность фазовых отсчетов.

Литература

1. Гребенников А.В., Кондратьев А.С., Сизасов С.В., Хазагаров Ю.Г. Аппаратура для калибровки и метрологической поверки источников навигационных сигналов ГНСС // Тезисы докладов 2-й Междунар. научно-технич. конф. «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека» (10–14 октября 2012 г.). Железногорск. 2012.
2. Кондратьев А.С., Быков А.С., Гребенников А.В., Хазагаров Ю.Г., Сизасов С.В., Кудревич А.П., Ячин А.В. Перспективные сигналы высокоточной синхронизации // Тезисы докладов VII Междунар. симпозиума «Метрология времени и пространства» (17–19 сентября 2014 г., г. Суздаль Владимирской обл.). Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ». 2014. 279 с.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу

Лавров А.А.

Радиолокационный скоростной портрет. Основы теории

Рассмотрены принципы построения и потенциальные характеристики авиационных и космических радиолокационных систем обзора морской поверхности в режиме формирования скоростного портрета, а также алгоритмы формирования изображений, некоторые требования к аппаратуре, пространственная разрешающая способность и точность измерения скорости. Представлены результаты экспериментальных исследований отражений когерентного радиолокационного сигнала от МП при высоком пространственном разрешении.

Для специалистов, занимающихся авиационными и космическими системами обзора поверхности Земли. Может быть полезна аспирантам и студентам, обучающимся по соответствующим дисциплинам.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.

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

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru

Юстировка угломерной навигационной аппаратуры ГЛОНАСС на объектах размещения

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

А.А. Фролов – начальник лаборатории, ФГУП «ВНИИФТРИ» (р.п. Менделеево Московск. обл.)

E-mail: frolov_aa@vniiftri.ru

Рассмотрена возникающая при начальной установке угломерной навигационной аппаратуры потребителей ГЛОНАСС на объект потребителя проблема совмещения измерительных осей угломерной навигационной аппаратуры и строительных осей объекта. Разработаны метод для определения действительных значений углов пространственной ориентации объекта установки и методы исключения нестационарной составляющей погрешности определения углов пространственной ориентации угломерной навигационной аппаратуры ГЛОНАСС.

Ключевые слова: угломерная навигационная аппаратура, многолучевость, юстировка, уменьшение погрешности.

Considered arises during setup goniometric receiver GLONASS to consumer problem combining measuring axes goniometric receiver GLONASS and construction axes object installation. A method and expressions are obtained for the determination of the actual values of the angles of the spatial orientation of the object installation and methods of exception non-stationary component error in determining spatial orientation angles goniometric receiver GLONASS.

Keywords: GNSS, multipath, object orientation.

Угломерная навигационная аппаратура ГЛОНАСС и других навигационных спутниковых систем (УНАП) находит все большее применение в системах навигации, ориентации, целеуказания и пр. в качестве основного или вспомогательного средства определения углов пространственной ориентации из-за отсутствия недостатков, которыми обладает инерциальная навигационная аппаратура:

необходимость привлечения внешних исходных данных при каждом включении аппаратуры;

накапливающаяся во времени систематическая погрешность определения углов пространственной ориентации.

Поскольку определение углов пространственной ориентации УНАП осуществляется по измерениям разности фаз несущего колебания сигнала навигационного космического аппарата (НКА), принятого в пространственно разнесенных точках (фазовых центрах антенн УНАП), а углы ориентации объекта установки УНАП (курс, крен и тангаж) образуются плоскостью местного горизонта, плоскостью меридиана и строительными осями объекта, необходимо аналитическое совмещение координатных осей, образованных фазовыми центрами УНАП, со строительными осями объекта установки.

Сложность аналитического совмещения измерительных осей УНАП и строительных осей объекта заключается:

а) в зависимости положения каждой измерительной оси УНАП от стабильности фазовых центров антенн УНАП;

б) в наличии дополнительных (чаще не стационарных) погрешностей определения углов УНАП, обусловленных внешними факторами (многолучевостью и пр.) (рис. 1);

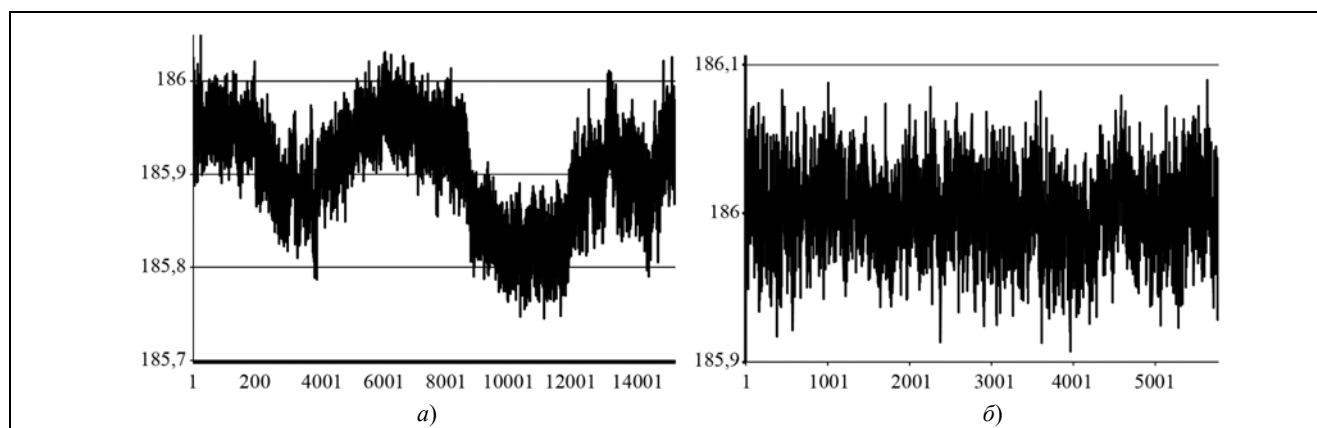


Рис. 1. Результаты измерения угла курса в условиях многолучевости (а) и без многолучевости (б)

в) погрешность юстировки должна быть меньше паспортных значений погрешностей УНАП.

Использование существующих методов начальной инициализации (применяемых, например, в инерциальной навигации), основанных на совмещении характерных точек корпуса инерциальной аппаратуры и объекта установки, не представляется возможным.

Таким образом, метод юстировки УНАП на объекте должен учитывать перечисленные выше особенности (а)–в)) и быть оптимизирован по времени и трудозатратам. Углы пространственной ориентации объекта установки считаем определенными заранее (например, по методике, изложенной в [1]) с погрешностью, сопоставимой с погрешностью юстировки.

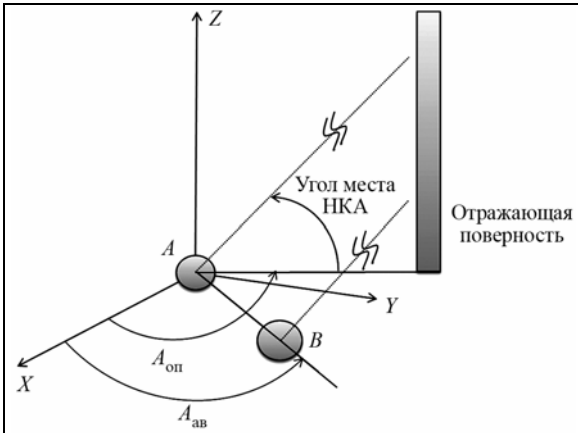


Рис. 2. Геометрические соотношения между прямым и отраженным сигналами для антенной системы, состоящей из двух элементов

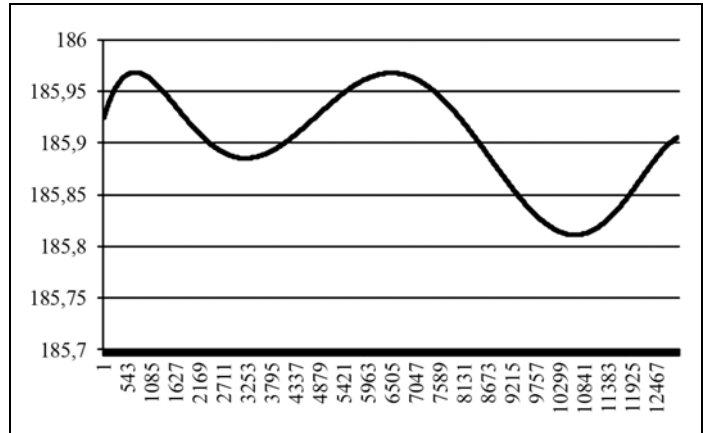


Рис. 3. Измерения угла пространственной ориентации, сглаженные полиномом

Минимизация инструментальных погрешностей УНАП достигается предварительными исследованиями ее составных частей (например, предварительное определение стабильности положения фазового центра антенны в зависимости от азимута и угла места НКА).

Для выработки рекомендаций по уменьшению влияния составляющей погрешности, обусловленной многолучевым распространением (МЛД), проведено исследование зависимости погрешности определения угла пространственной ориентации УНАП (δ) от изменения разности хода прямого и отраженного сигналов НКА во времени ($\Delta\varphi_{\text{МЛР}}$) (рис. 2):

$$\Delta\varphi_{\text{МЛР}} = \frac{2\pi}{\lambda} d_{\text{AB}} \cos(A_{\text{оп}} - A_{\text{AB}}) \cos\theta, \quad (1)$$

где λ – длина волны несущей, м; d_{AB} – расстояние между антеннами А и В, м; $A_{\text{оп}}$ – азимут отражающей поверхности, рад; A_{AB} – азимут антенной системы, рад; θ – угол места НКА, рад.

Результаты моделирования показали, что медленно меняющаяся составляющая погрешности определения углов пространственной ориентации УНАП имеет периодический характер и не вносит дополнительной систематической погрешности в определяемое значение угла пространственной ориентации на интервале наблюдения, равном периоду изменения погрешности.

Таким образом, проводя в реальном времени измерения угла пространственной ориентации (рис. 1,а), необходимо проводить сглаживание измерений (рис. 3) и дифференцирование сглаженных результатов. Измеренным УНАП значением угла для юстировки на объекте является

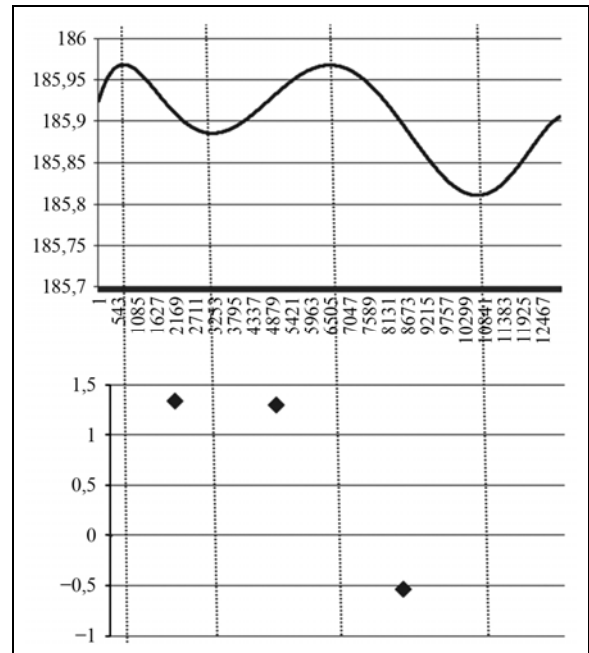


Рис. 4. Результаты опробования методики юстировки УНАП

значение, полученное в середине интервала наблюдения, на котором производная угла дважды меняет свой знак.

На рис. 4 показаны погрешности начальной выставки УНАП, достижимые при использовании разработанного метода. При нормированной погрешности определения курса $6'$ (при доверительной вероятности 0,95) погрешности начальной выставки составили $1,4'$, $1,3'$, $0,5'$.

Разрабатываемый методический аппарат юстировки УНАП на объекте размещения позволяет уменьшить время начальной выставки на 25–50% и обеспечить погрешность юстировки менее нормированной погрешности УНАП.

Литература

1. Фролов А.А. Начальная инициализация угломерной навигационной аппаратуры потребителей на объекте установки // Материалы VII Междунар. симпозиума «Метрология времени и пространства». М. 2014. С. 256–260.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу

Лавров А.А.

Авиационные обзорные радиолокаторы. Методы и алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов

Рассмотрены принципы построения, методы и алгоритмы обработки сигналов и потенциальные характеристики авиационных обзорных радиолокаторов, использующих пространственно-временную обработку сигналов, показаны их возможности при обзоре земной и морской поверхности в режимах синтезирования апертуры антенны и формирования скоростного портрета; описаны голографический радиолокатор планового обзора и локатор для измерения полного вектора скорости пространственно распределенного объекта; приведены алгоритмы формирования изображений, технические требования к аппаратуре и характеристики создаваемых портретов – пространственная разрешающая способность и точность измерения скорости.

Для специалистов, занимающихся авиационными системами обзора поверхности Земли и радиолокационными системами оценки состояния атмосферы. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по соответствующим дисциплинам.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.

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

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru

Оценка результатов испытаний навигационной аппаратуры потребителей и систем на ее основе в МВД России

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

Д.В. Дьяченко – полковник внутренней службы, начальник Калужского филиала, ФКУ НПО «СТИС» МВД России

С.В. Лаптев – майор внутренней службы, начальник сектора Калужского филиала, ФКУ НПО «СТИС» МВД России

Дана оценка результатов работы за 2014-2015 гг. по испытаниям навигационной аппаратуры потребителей в МВД России. Приведены краткие тактико-технические характеристики аппаратуры, её отличительные особенности.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, внутренние войска, испытания, МВД России, навигационная аппаратура потребителей, ОВД.

The article contains the results of testing navigation equipment used by the Ministry of Internal Affairs of the Russian Federation at 2014–2015, summarizes the technical characteristics of the equipment, its main features.

Keywords: GLONASS, inner forces, testing, the Ministry of Internal Affairs of the Russian Federation, navigation equipment, departments of Internal Affairs.

Важной формой оценки качества и соответствия оборонной продукции обязательным требованиям МВД России являются испытания.

Испытания – это экспериментальное определение количественных и (или) качественных характеристик свойств объекта испытаний как результата воздействия на него, при его функционировании, при моделировании объекта и (или) воздействий [1]. Условия испытаний – совокупность воздействующих факторов и (или) режимов функционирования объекта при испытаниях [2]. Испытаниям подвергаются образцы вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ), в том числе навигационной аппаратуры потребителей (НАП), в случаях, если они:

разработаны в интересах заказывающего подразделения по государственным контрактам при выполнении НИОКР;

предлагаются для использования предприятиями (организациями) и разработаны ими в инициативном порядке (не по заказу МВД России);

отобраны подразделениями МВД России в результате проведения мониторинга.

Аппаратура спутниковой навигации (АСН), работающая по сигналам ГЛОНАСС и GPS, отнесена к номенклатуре ВВСТ, в отношении которой государственный заказчик – МВД России – осуществляет реализацию государственной политики в рамках своих полномочий.

Полномочия МВД России по использованию ГЛОНАСС в интересах обеспечения обороны и безопасности государства, а также в научных целях определены в соответствующих постановлениях Правительства Российской Федерации [3, 4]. Министерство внутренних дел Российской Федерации осуществляет: внедрение систем АСН; разработку отраслевых нормативных актов; проведение НИР; обеспечение сертификации АСН, предлагаемой для использования МВД России; участие в работах по метрологическому обеспечению АСН, применяемой в МВД РФ.

Для осуществления на практике данных полномочий в Министерстве были определены головные подразделения по соответствующим направлениям деятельности.

Головным научно-техническим подразделением в системе МВД России, отвечающим за разработку спецтехники (в том числе НАП) и её испытания, назначено ФКУ НПО «Специальная техника и связь» МВД России [5]. Учреждение также определено центральным органом добровольной сертификации Министерства [6]. В перечень объектов, подлежащих подтверждению соответствия в системе добровольной сертификации, входит АСН и спутниковые навигационно-мониторинговые системы (НМС).

В составе Учреждения на базе Калужского филиала аккредитована испытательная лаборатория, которая проводит испытания НАП и систем на ее основе. В лаборатории имеется необходимое оборудование (имитационно-испытательный стенд, мерный участок испытательной трассы), а также работают эксперты в области навигации, имеющие сертификаты компетентности.

Для создания системы менеджмента качества, в части испытаний и подтверждения соответствия НАП обязательным требованиям, в МВД России:

разработаны и утверждены тактико-технические требования к НАП и системам для органов внутренних дел (ОВД) [7] и внутренних войск [8], составляющие нормативно-техническую базу испытаний; определены функции и полномочия органов управления системой добровольной сертификации спецтехники;

разработаны типовые программы и методики испытаний НАП и НМС;

аккредитована испытательная лаборатория и подготовлены эксперты в области навигации.

Всего за время существования лаборатории (с 2007 г. по настоящее время) проведено более 50 испытаний НАП и НМС.

В 2014–2015 гг. испытательной лабораторией проводились сертификационные испытания навигационно-мониторинговой системы «GLOSPACE GIS», натурные (полевые) испытания трекера ПНИК-О, навигационного модуля для радиостанции «Поток» и видеорегистратора «Жетон-2» с функцией определения местоположения по сигналам ГЛОНАСС/GPS.

Рассмотрим полученные результаты испытаний НАП и систем на ее основе, работающих по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС).

Испытания НАП и систем на ее основе

Спутниковая навигационно-мониторинговая система (СНМС) «GLOSPACE GIS». Данная система, разработанная ОАО «НИИ КП», предназначена для мониторинга и диспетчеризации транспортных средств (ТС), автоматизации процессов управления силами и средствами с помощью оборудования ГЛОНАСС/GPS.

В состав системы входит: аппаратно-программный комплекс (АПК) центра мониторинга, оборудование удаленных рабочих мест, электронные карты местности и мобильные терминалы (автомобильные трекеры). Оборудование мобильного терминала изображено на рис. 1.

Для подобного типа систем, которые, в основном, выполняют диспетчерские функции, в МВД России применяются «Общие тактико-технические требования к спутниковым навигационно-мониторинговым системам для ОВД Российской Федерации и внутренних войск МВД России» (ОТТТ). Испытания этих НМС на соответствие ОТТТ проводятся по специальным программам и методикам, которые включают 51 проверку. Основной из них является проверка возможности работы системы по унифицированному протоколу информационного обмена между бортовым оборудованием (БО) и центром мониторинга (ЦМ) по каналам конвенциональной аналоговой УКВ-связи (УПИОБО – УКВ).

УКВ-связь является основным видом связи для МВД России, поскольку она независима от состояния и загруженности сетей сотовой связи (в период проведения массовых мероприятий), организуется на штатных средствах связи ОВД и не требует оплаты за трафик.

До разработки протокола в системах возникали проблемы с темпом опроса БО (6 устройств в секунду), передачей тревожного сообщения от БО в ЦМ (не более чем за 5 с), получением БО команд из ЦМ (при одновременном получении служебной информации) и функционированием УКВ-канала при потере спутниковых навигационных сигналов (так как ухудшалась временная синхронизация). Эти проблемы связаны с функциональными возможностями УКВ-радиостанций, поскольку не каждая из них может в определенный момент времени переключиться с канала голосовой связи на канал передачи данных, передать навигационную посылку, после чего «вернуть» радиостанцию на голосовой канал. Кроме того, в системах, обеспечивавших требуемый темп опроса, не осуществлялась передача команд из ЦМ на БО, а при потере навигации сбивалась временная синхронизация и, как следствие, терялась связь с БО.

Все эти недостатки учтены и устранены при разработке унифицированного протокола, а технические решения, полученные в ходе выполнения ОКР («Протокол-ГЛОНАСС»), были признаны изобретениями (патенты РФ №2468531, 2470489, 2471311).



Рис. 1. Мобильный терминал СНМС

Сущность предложенного способа организации связи заключается в следующем: в состав НМС вводится радиомодем, который управляет работой БС. В качестве последней должна использоваться современная радиостанция (например, «Волна-201»), которая имеет достаточное быстродействие, может перепрограммироваться для работы на нескольких частотных каналах. Канал радиосвязи, организованный с помощью штатных радиостанций, имеет временную покадровую схему распределения сигналов БС и внутрикадровое распределение данных. Центр мониторинга и каждое бортовое устройство передают данные в определенные временные слоты, изображенные на рис. 2.

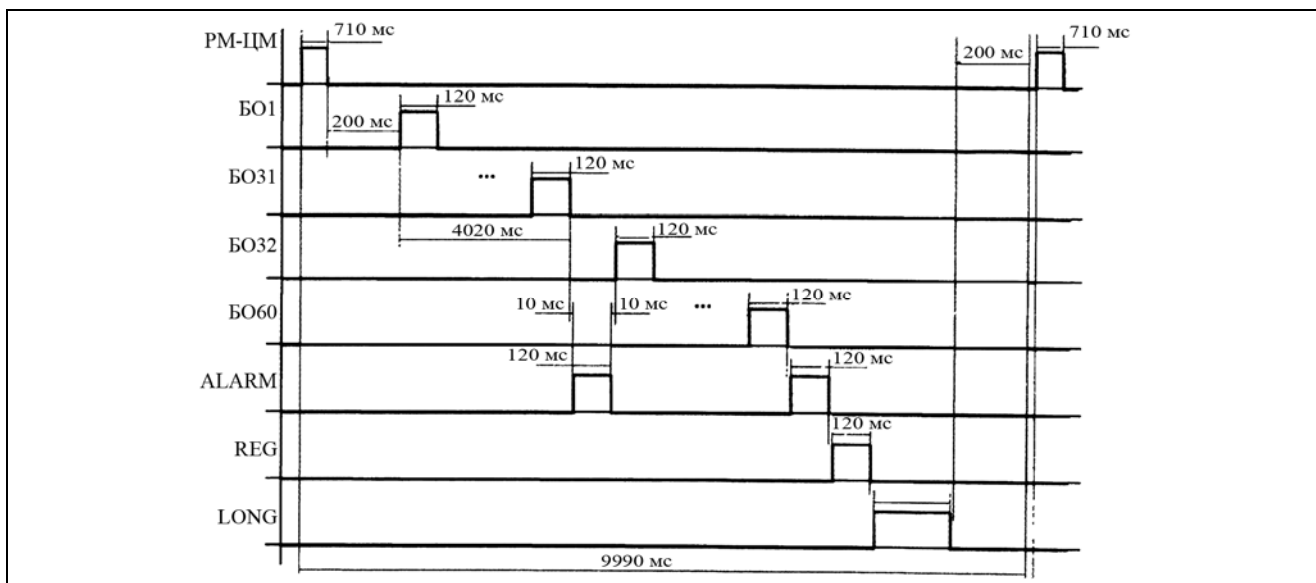


Рис. 2. Схема распределения сигналов БС и внутрикадровое распределение данных

Каждая испытываемая НМС должна использовать определенные алгоритмы и поддерживать работу по унифицированному протоколу. Проверка считается выполненной успешно, если НМС обеспечивает темп опроса 6 устройств в секунду, передачу тревожного сообщения за время не более 5 с (при одновременном получении служебной информации).

СНМС «GLOSPACE GIS» прошла эту проверку с положительным результатом.

Потребительский навигационно-информационный комплект ПНИК-О. ПНИК-О ЗАО «КБ НАВИС» применяется для оперативной установки на транспортное средство и по функциональному назначению относится к трекерам. Трекер имеет пылевлагозащищенный корпус, чувствительный навигационный приемник. ПНИК-О (рис. 3) входит в состав системы регионального мониторинга условий навигации (СРМ, индекс 14Ц890) в качестве НАП.

Система регионального мониторинга образует базовый элемент для построения информационной системы навигационно-временного обеспечения Вооруженных Сил Российской Федерации и других специальных потребителей (силовых структур). Функциональные возможности СРМ позволяют передавать трекеру корректирующую информацию, улучшающую точность определения местоположения объекта, а также обеспечивают техническое закрытие передаваемой информации.



Рис. 3. ПНИК-О

Краткие тактико-технические характеристики ПНИК-О

Количество каналов приема радиосигналов от НКА	32
Пределы инструментальной погрешности (по уровню вероятности 0,95)	
определения координат в плане по сигналам ГЛОНАСС/GPS (L1), м	±10
Время «холодного» старта, не более, с	120
Время «горячего» старта, не более, с	10

Диапазон рабочих температур, °С.....	–30...55
Габаритные размеры, не более, мм	67,0×62,3×22,5
Масса, не более, г.....	150

Отличительной особенностью этого трекера является возможность работы по отраженным от дороги под днищем автомобиля радиосигналам (например при установке устройства на днище автомобиля). Поэтому испытания изделия проводились с целью определения возможности ПНИК-О получения достоверных координат объекта (в плане) по отраженным сигналам и борьбы с многолучевостью. Для подавления эффектов, связанных с влиянием многолучевости, возникающей при размещении ПНИК-О в местах, труднодоступных для прохождения прямых сигналов спутников ГНСС, в навигационных модулях применяется процедура сглаживания псевдодальностей фазовыми измерениями.

В модулях ЗАО «КБ НАВИС» применяется сглаживание измерений с использованием метода экспоненциально взвешенного скользящего среднего.

По умолчанию в навигационных модулях устанавливается постоянная времени сглаживания, равная 100 с. Это значение определено эмпирическим путем, основываясь на том, что постоянная времени случайных процессов, вызываемых влиянием многолучевости, в кодовых измерениях составляет несколько десятков секунд. Сглаживание таких измерений с постоянной времени 100 с позволяет получить приемлемое снижение ошибок многолучевости. Более сильное сглаживание с постоянными времени свыше 100 с приводит к побочным эффектам, вызываемым ионосферной дивергенцией.

Испытания показали, что описанные выше алгоритмы вычисления, реализованные в ПНИК-О, справлялись с влиянием многолучевости и низкими уровнями отраженных навигационных сигналов.

Изделие признано прошедшим испытания с рекомендациями по изменению его функционала, связанного с длительной выгрузкой истории движения объекта.

Модуль спутниковой навигационно-мониторинговой системы. Модуль спутниковой навигационно-мониторинговой системы (Модуль СНС) ООО «ЛОТЕС ТМ» предназначен для использования в составе радиостанции «Поток-ТР3000Р» и обеспечивает автоматическое определение текущих координат, скорости и времени с отображением их значений на жидко-кристаллическом дисплее радиостанции. Предлагается для применения внутренними войсками как инициативная разработка (рис. 4).

Краткие тактико-технические характеристики модуля

Количество каналов приема радионавигационных сигналов от НКА ГЛОНАСС в диапазоне L1	24
Погрешность определения координат (по уровню вероятности 0,95):	
в плане, не хуже, м	10
высоты, не хуже, м	10
скорости (на 3-секундном интервале), м/с	0,1
времени, мкс	0,2
Время «холодного старта», с	60
Время «горячего старта», с	3
Диапазон рабочих температур, °С	–30...60
Потребляемая мощность, не более, Вт	1



Рис. 4. Модуль СНС

Основным параметром, подвергавшимся проверке, являлась точность определения местоположения координат в плане и по высоте, поскольку радиостанция предназначена для применения в деятельности внутренних войск, в том числе в горно-лесистой местности. Для этого радиостанция устанавливалась на точки с заранее известными координатами, которые входят в состав мерного участка испытательной трассы. Фиксировались (записывались) значения широты и долготы, отображаемые на ЖК-дисплее радиостанции, по которым вычислялись погрешности измерений координат местоположения и средние квадратические результатов измерений составляющих координат.

В ходе испытаний была подтверждена точность определения координат в плане, а по высоте погрешность определения составила 16,3 м и превысила заявленное разработчиком значение 10 м.

Изделие было направлено на доработку как невыполняющее требование по точности определения местоположения.

Изделие «Жетон-2». «Жетон-2» ЗАО «СЕТ-1» (рис. 5) представляет собой носимый трекер с видеорегистратором, предназначено для непрерывной работы в режиме аудио- и видеофиксации в течение 12 ч непрерывной записи (в том числе в ночных условиях), а также для определения местоположения сотрудника ОВД с помощью встроенного навигационного модуля ГЛОНАСС/GPS.



Рис. 5. Внешний вид изделия «Жетон-2»

Изделие обладает возможностью передачи информации на пульт управления (в дежурную часть) по каналу GSM. Основное назначение – оснащение патрульных нарядов постовой службы, вневедомственной охраны, дорожно-патрульной службы и транспортной полиции.

В связи с тем, что к подобным многофункциональным изделиям комплексные требования не разработаны, полноценные испытания не проводились. Была проведена апробация изделия в лабораторных условиях.

В качестве основных требований были взяты общие тактико-технические требования к НМС и рекомендации экспертно-криминалистического центра МВД России к системам видеонаблюдения.

В ходе апробации было установлено, что трекер с функцией видеорегистратора может использоваться подразделениями ОВД при патрулировании, с привязкой событий на фоне электронной карты местности.

Видео- и аудиозапись может служить доказательством правонарушения или подтвердить невиновность сотрудника полиции (при возникновении конфликтных ситуаций), например, при попытке дать взятку сотруднику полиции или при оказании сопротивления при задержании. Но для выдачи рекомендаций по принятию изделия на снабжение МВД России необходимо выполнить следующие требования:

- обеспечить применение алгоритмов цифровой обработки (компрессии видеoinформации) без межкадрового сжатия;
- использовать в работе АПК геоинформационные системы и актуальные электронные цифровые карты местности, разрешенные к применению в МВД России.

Разработчику изделия было предложено выполнить указанные требования и повторно предоставить видеорегистратор на испытания.

Проведение испытаний НАП и мониторинговых систем способствовало выявлению некачественной продукции и недопущению ее применения в деятельности сотрудников ОВД и военнослужащих внутренних войск МВД России.

В ходе испытаний спецтехники, предлагаемой для использования в МВД России, проводилась проверка функциональных возможностей аппаратуры, точностных характеристик изделий, их конструктивных особенностей, а также правильности оформления и полноты конструкторской документации. Иногда в ходе испытаний выявлялись опытные образцы продукции, не подготовленные для серийного производства, что дало основания для запрета её использования в служебно-боевой деятельности полиции и внутренних войск и, как следствие, отказа в принятии на снабжение в МВД России.

Подводя промежуточные итоги деятельности испытательной лаборатории в 2014–2015 гг., можно с уверенностью утверждать, что в МВД России создана основа системы менеджмента качеством навигационной аппаратуры. Для дальнейшего совершенствования работы испытательной лаборатории и повышения уровня квалификации испытателей требуется дополнительное обучение в Международной школе по спутниковой навигации и в специализированных организациях, входящих в состав Совета главных конструкторов НАП.

Литература

1. ГОСТ 16504-81. Система государственных испытаний продукции. Испытания и контроль качества продукции. Основные термины и определения.
2. Самарина Г.П., Дорошко С.Е. Основы технического анализа: Учебно-методич. Пособие. СПб. 1999.
3. Постановление Правительства Российской Федерации от 30 апреля 2008 г. № 323 «Об утверждении Положения о полномочиях федеральных органов исполнительной власти по поддержанию, развитию и использованию глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС в интересах обеспечения обороны и безопасности государства, социально-экономического развития Российской Федерации и расширения международного сотрудничества, а также в научных целях».
4. Постановление Правительства Российской Федерации от 3 ноября 2014 г. № 1146 «О внесении изменений в Положение о полномочиях федеральных органов исполнительной власти по поддержанию, развитию и использованию глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС в интересах обеспечения обороны и безопасности государства, социально-экономического развития Российской Федерации и расширения международного сотрудничества, а также в научных целях».
5. Приказ МВД России от 18 марта 2013 г. № 150 «Об организации научного обеспечения и применении положительного опыта в органах внутренних дел Российской Федерации и внутренних войсках МВД России».
6. Приказ МВД России от 25 декабря 2012 г. № 1132 «О мерах по совершенствованию качества специальной техники и специальных средств в МВД России».
7. Приказ МВД России от 31 декабря 2008 г. № 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».
8. «Тактико-технические требования к навигационно-мониторинговым системам ГЛОНАСС/GPS для легковых и грузовых автомобилей внутренних войск МВД России», утвержденные 8 октября 2012 г. начальником главного штаба внутренних войск МВД России генерал-полковником С.В. Буниным.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ И СОЗДАНИЕ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Современные тенденции навигации внутри помещений

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

Р.С. Куликов – к.т.н., доцент, кафедра «Радиотехнические системы»,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»
E-mail: coolicoff@gmail.com

Представлен обзор современных систем навигации внутри помещений, где затруднен или невозможен прием сигналов спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS/Galileo.

Ключевые слова: навигация внутри помещений, партикл фильтр, смартфон, навигация по геомагнитным полям, корреляционная радионавигация.

There the review of modern indoor navigation systems is presented for using when reception of satellite navigation GLONASS/GPS/Galileo signals is impossible or is hindered.

Keywords: indoor navigation, particle filter, smartphone, geomagnetic navigation, fingerprinting, map-matching.

На сегодняшний день основным средством навигации пешехода является приёмник GPS/ГЛОНАСС, встроенный в смартфон, который хорошо себя зарекомендовал при навигации вне помещения. Однако большую часть своего времени пешеход проводит в помещении, где работа спутниковой навигации существенно затруднена или попросту невозможна. В то же время навигация внутри помещения, как незнакомого, так и знакомого, открывает очень широкие возможности для новых сервисов: коммерческих, социальных, игровых, трудовых, связанных с безопасностью и здоровьем и пр., что делает актуальной задачу разработки новых эффективных решений. Для обеспечения навигации внутри помещений предложены десятки разнообразных проектов, обеспечивающих метровую и субметровую точность, имеющих свои достоинства и недостатки [1]. В составе большинства решений (~75%) используются технологии радионавигации.

Выделим ряд тенденций навигации внутри помещений и рассмотрим их перспективы. Во-первых, все проекты можно разделить по типу задач, для решения которых уместны те или иные аппаратные решения (табл. 1).

Навигация в помещениях, которыми пользуется большой поток гражданских лиц, должна осуществляться на базе смартфонов: с масштабами их распространения в обозримой перспективе не сравнится ни одно другое аппаратное решение со сходными возможностями. При этом, по желанию администрации помещений, для повышения точности навигации может быть развернута дополнительная инфраструктура маяков.

Таблица 1. Примеры аппаратных решений

Аппаратные решения для пользователя	Аппаратная инфраструктура помещения	
	сеть маяков	нет маяков
Только смартфон	аэропорты большие торгово-развлекательные центры офисные помещения метро	
Другие/дополнительные приборы	склады/порты заводы порты	пожарные спасатели специальные подразделения

Профессиональное использование навигации внутри промышленных помещений позволяет развернуть специальную инфраструктуру (маяки, серверы и пр.) и оснастить профессиональных пользователей дополнительным оборудованием, что повышает точность и надежность навигации.

Кроме того, существует особый сегмент задач, когда необходима навигация внутри помещений в неблагоприятных условиях в отсутствие дополнительной инфраструктуры маяков. Для решения таких задач неизбежно применение пользователем специального оборудования.

Источниками навигационной информации внутри помещений служат следующие датчики и системы (курсивом выделены наиболее распространенные технологии):

- **Радиотехнические :**
навигация по пространственному распределению принимаемой мощности электромагнитного поля (англ. RSS fingerprinting);
дальномеры по мощности принимаемого сигнала (англ. RSS – received signal strength);
импульсные дальномеры (англ. ToA – time of arrival);
 угломерные дальномеры;
 фазовые дальномеры;
- **Нерадиотехнические :**
навигация по пространственному распределению геомагнитного поля (англ. geomagnetic fingerprinting);
счисление пути на базе инерциального шагомера;
привязка к плану помещения;
барометр для определения перехода с этажа на этаж;
 ультразвуковые импульсные дальномеры;

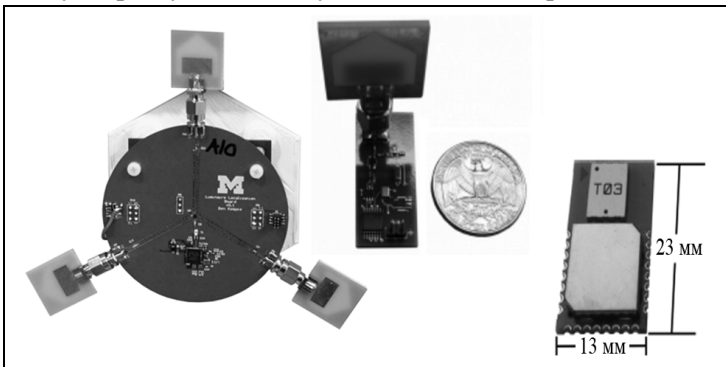


Рис. 1. Примеры радиомаяков экспериментальных систем навигации внутри помещений (источники: IntraNav, DecaWave, Pulse Harmonia)

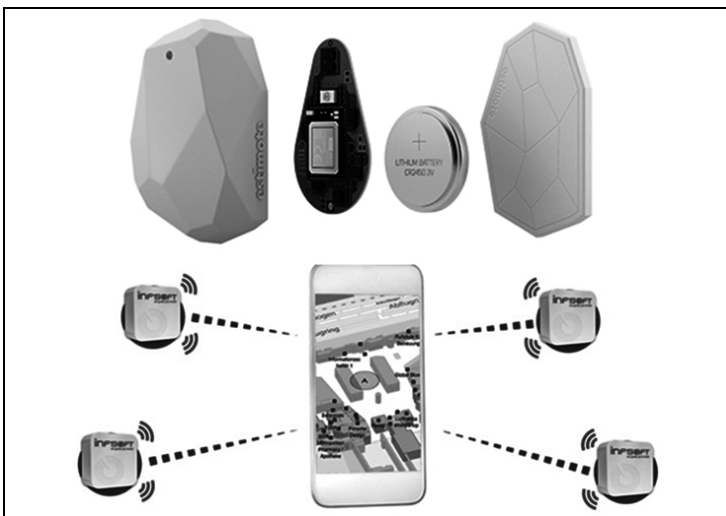


Рис. 2. Технология BLE iBeacon от Apple для массового гражданского использования

оптические дальномеры (на базе лазеров, видеокамер);

прочие (например, импульсный дальномер на базе датчиков вибрации пола, инфракрасный интерферометр, Лидар, оптические LED-маяки и пр.).

Как правило, импульсные дальномеры строятся на базе специальных радиомаяков, устанавливаемых в помещении в точках с известными координатами, и специального пользовательского приемопередатчика (рис. 1). Поэтому данная технология находит только профессиональное применение. Недостатком подхода является необходимость обеспечения прямой радиовидимости маяков и негативное влияние многолучевости.

Дальномеры по мощности принимаемого сигнала обычно реализованы на базе BLE-радиомаяков (Bluetooth low energy; например, широко распространенные iBeacon производства Apple) с привязкой их положения на плане этажа; навигация осуществляется с помощью смартфона с дополнительным программным обеспечением (ПО). В режиме навигации специальное ПО по мощности принимаемого сигнала оценивает дальность до BLE-маяка, а по специальной метке идентифицирует маяк на предварительно загруженном в смартфон плане здания (рис. 2). Данная технология является хотя и не самой

точной, но весьма простой для использования, поэтому уже получила широкое распространение для некоторых гражданских задач индивидуальной навигации (в основном, в качестве маркетингового инструмента для информирования потенциальных покупателей, находящихся поблизости).

В отличие от двух предыдущих технологий, навигация по пространственному распределению принимаемой мощности электромагнитного поля не требует наличия инфраструктуры радиомаяков и использует уже имеющиеся в помещении электромагнитные поля. Обычно данная технология реализуется на базе встроенного Wi-Fi-модуля и/или Bluetooth-модуля серийного смартфона в общественных помещениях, где, как правило, работает масса Wi-Fi точек доступа и/или установлены BLE-маяки. Случайное расположение источников радиосигналов и отражения сигналов от стен формируют сложную интерференционную картину поля с характерными локальными экстремумами (рис. 3), которая с помощью специального ПО загружается в смартфон заранее.

В процессе навигации производится измерение принимаемой мощности электромагнитного поля z . После этого либо измерения поступают напрямую в комплексный фильтр, производящий оценку местоположения пользователя, либо в фильтр поступает предварительная оценка местоположения на основе вычисления максимума условной плотности вероятности:

$$L(\mathbf{x}|z, P) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)P}} \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(z - \hat{z})^2}{P}\right], \quad (1)$$

где \mathbf{x} – вектор состояния (включающий в себя две горизонтальные координаты и, возможно, другие параметры модели движения, например, длину шага, курс и т.п.); P – дисперсия наблюдений; $\hat{z} = h(\hat{\mathbf{x}})$ – экстраполяция наблюдения на базе динамической модели вектора состояния (на основе которой делается экстраполяция оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}$) и модели наблюдений (по загруженной карте полей).

В зависимости от интерференционной картины, индивидуальной для каждого помещения, в различных точках помещения возможно формирование условной плотности вероятности различного вида (рис. 4):

одномодовой (если в данном помещении есть только одно место, где принимаемая мощность электромагнитного поля имеет такой уровень);

многомодовой с единственным максимальным пиком (если в данном помещении существуют другие места с похожим уровнем принимаемой мощности электромагнитного поля);

многомодовой с несколькими пиками максимального уровня (если в данном помещении существуют другие места с таким же уровнем принимаемой мощности электромагнитного поля).

Оценка местоположения данным методом может производиться весьма точно (вплоть до субметровой точности в отдельных случаях) при наличии характерных особенностей пространственного распределения мощности электромагнитного поля, что часто выполняется в гражданских помещениях общего пользования и офисах. Оценка местоположения осложняется при наличии дополнительных мод функции правдоподобия (особенно, мод максимального уровня). Для успешного преодоления неоднозначности требуется комплексная обработка с другими измерениями, например, с инерциальными. Ценой простоты и эффективности рассмотренного подхода является необходимость регулярного обновления карты полей (появляются новые точки доступа и перемещаются/отключаются старые, устанавливаются новые перегородки и мебель и т.п.), что, впрочем, технически несложно автоматизировать посредством привлечения самих пользователей.

Навигация по пространственному распределению регистрируемого геомагнитного поля также не требует наличия инфраструктуры радиомаяков [3, 4]. Обычно данная технология реализуется на базе трёхмерного магнетометра, встроенного в смартфон. В процессе навигации производится измерение трёхмерного вектора магнитного поля z .

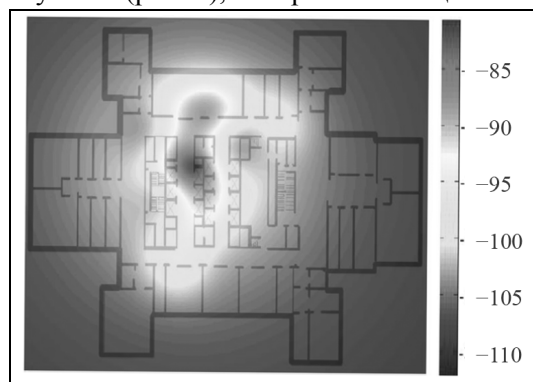


Рис. 3. Пример распределения по этажу принимаемой мощности сигнала точки доступа Wi-Fi (источник – Navigine)

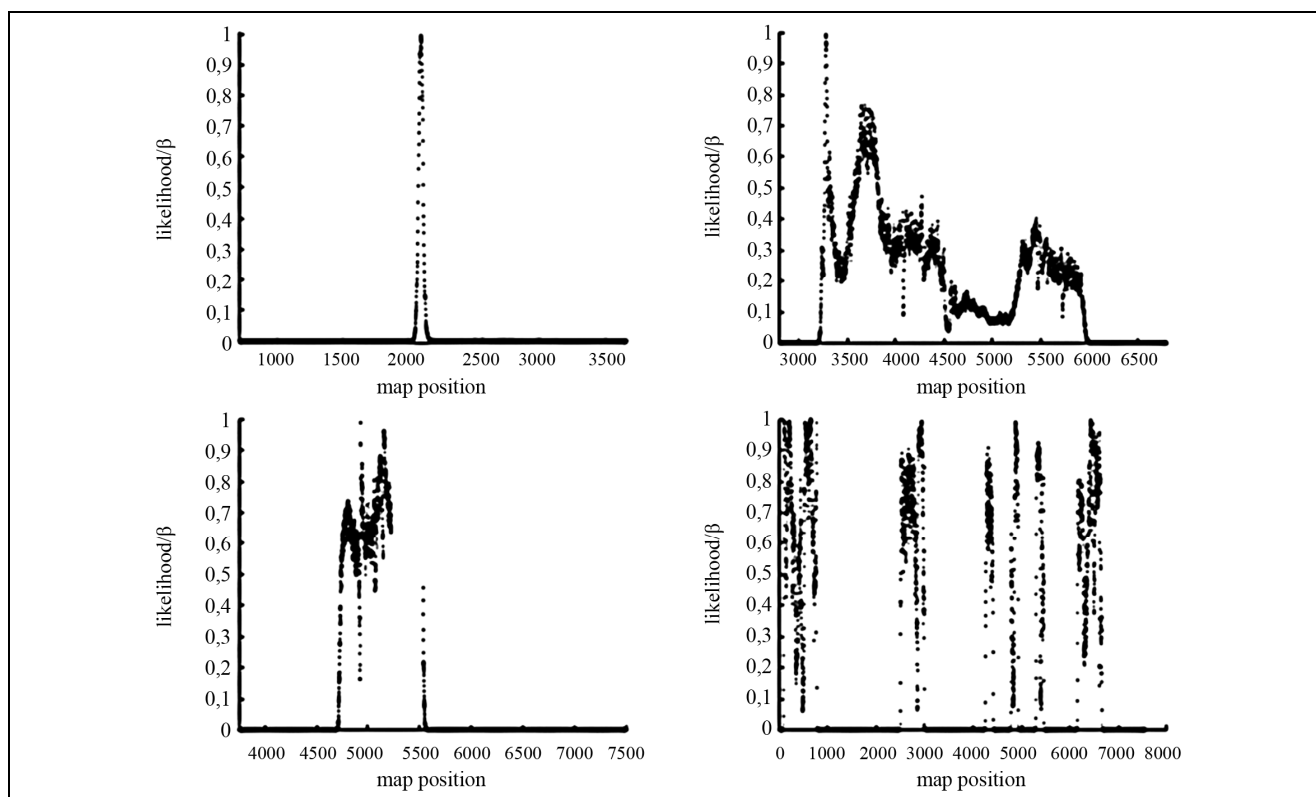


Рис. 4. Примеры условной плотности вероятности $L(\mathbf{x}|z, \mathbf{P})$, сформированной в различных точках помещения (источник [3])

После этого либо измерения поступают напрямую в комплексный фильтр, производящий оценку местоположения пользователя, либо в фильтр поступает предварительная оценка местоположения на основе вычисления максимума условной плотности вероятности:

$$L(\mathbf{x}|z, \mathbf{P}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N \mathbf{P}}} \exp\left[-\frac{1}{2}(z - \hat{z})^T \mathbf{P}^{-1} (z - \hat{z})\right], \quad (2)$$

где \mathbf{x} – вектор состояния (включающий в себя две горизонтальные координаты и, возможно, другие параметры модели движения, например, длину шага, курс и т.п.); \mathbf{P} – матрица дисперсий наблюдений; $\hat{z} = h(\hat{\mathbf{x}})$ – экстраполяция наблюдения на базе динамической модели вектора состояния (на основе которой делается экстраполяция оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}$) и модели наблюдений (по загруженной карте магнитного поля).

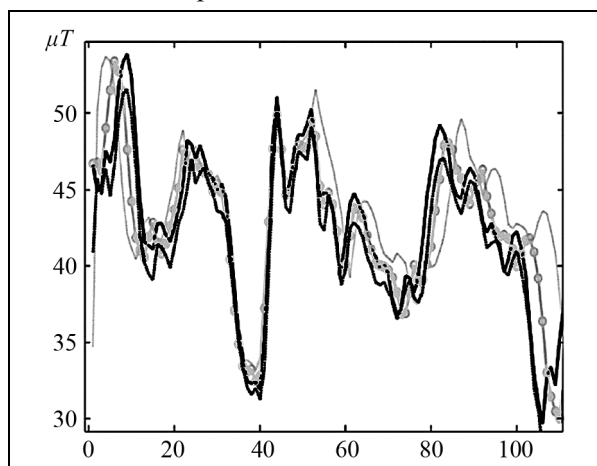


Рис. 5. Пример геомагнитного поля внутри помещения (источник [3])

Вследствие большого числа металлических предметов и электрического оборудования в общественных местах геомагнитное поле приобретает характерный «рисунок», экстремумы которого имеют пространственные размеры порядка 1...10 м (рис. 5). Так же, как и в случае навигации по пространственному распределению принимаемой мощности электромагнитного поля, требуется регулярное обновление карты пространственного распределения поля. И также возможна автоматизация этого обновления силами пользователей.

Одометрическая навигация основывается на подсчете шагов пользователя с учетом курса движения, оцениваемого по компасу. Предложено множество мо-

делей походки человека, методов оценки средней длины шага (рис. 6) и схем расположения инерциального измерительного блока: характерных для смартфона (в кармане, руке, сумке) и для датчиков в виде отдельного устройства (на ноге, на поясе) [4–12]. С использованием недорогих инерциальных датчиков смартфона достигается точность позиционирования с ошибкой от 0,5 до 10% пройденного пути (СКО). Счисление пути на основе шагомера относительно неплохо работает на участках прямолинейного равномерного движения. Источником ошибок, помимо дрейфа в инерциальных датчиках, является отклонение модели походки от номинальной: замедления, «переминания с ноги на ногу», эскалаторы и лестницы, изменение положения инерциального датчика на теле пользователя.

Барометр, даже самый простой, встроенный в смартфон, является эффективным средством для отслеживания перемещений пользователя между этажами и используется в большинстве решений.

Привязка к плану помещения (англ. *map matching*) используется в большинстве предлагаемых решений, так как позволяет эффективно ограничивать максимальный уровень ошибок (в том числе, нарастающих, характерных для инерциальных измерений) за счет исключения неправдоподобных траекторий, допустим, проходов сквозь стену и т.п. (рис. 7). Например, при движении по коридору «поперечная» ошибка определения координат ограничена шириной коридора. Однако для этого необходимо поддерживать план этажа актуальным, что несложно автоматизировать, периодически отслеживая треки пользователей.

На сегодняшний день не существует общепринятого деления систем навигации внутри помещений на классы, нет стандартной методики оценки точности навигации внутри помещений, и оценки заявляются разработчиками без указания условий измерения, что затрудняет сравнение решений между собой.

Одним из авторитетных мероприятий является ежегодное соревнование Indoor Localization Competition [1], проводимое компанией Microsoft в рамках международной конференции Information Processing in Sensor Network (IPSN), которое неофициально считается «чемпионатом мира» среди систем навигации внутри помещений. На соревнование, проведенное в апреле 2015 г., было заявлено 48 проектов, участвовало 23 проекта. География участников (некоторые проек-

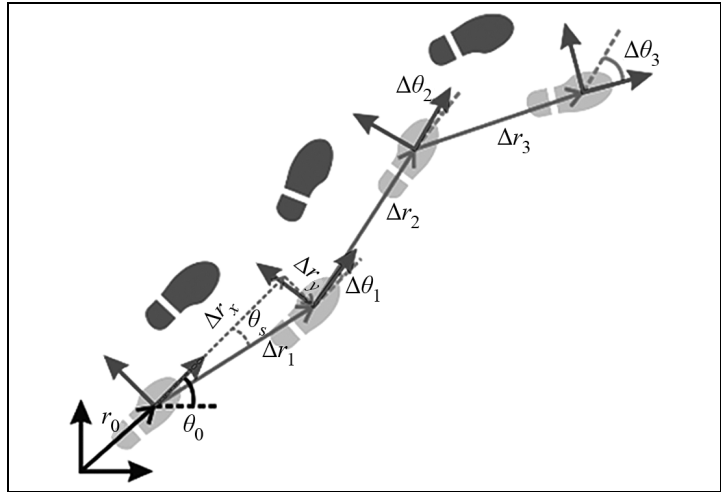


Рис. 6. Пример визуализации модели походки человека

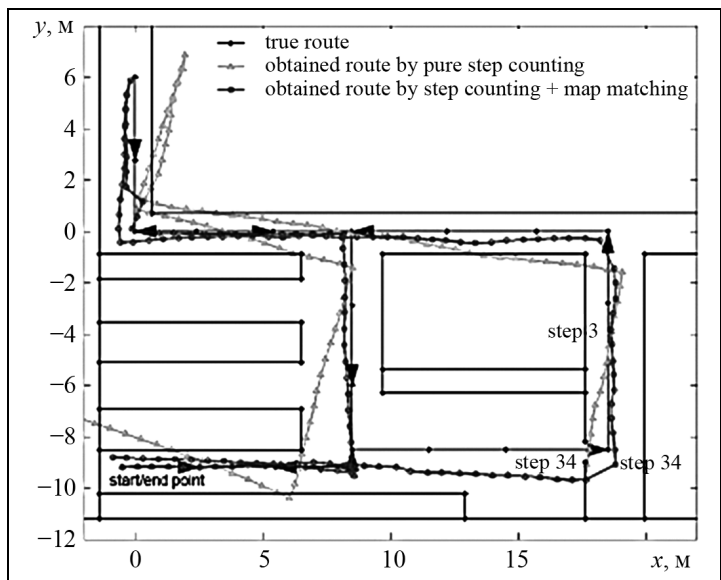


Рис. 7. Пример коррекции инерциальной траектории с помощью плана этажа

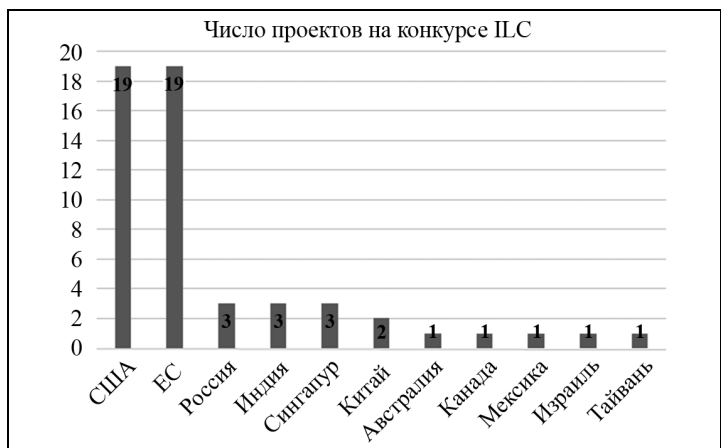


Рис. 8. Распределение проектов по странам

ты участвовали в конкурсе ИЛС. География участников (некоторые проек-

ты – совместные): США, Евросоюз (5 проектов из Германии), Россия, Индия, Сингапур, Китай, Австралия, Канада, Мексика, Израиль, Тайвань (рис. 8).

Около 80% заявок поступили от учебных и научных организаций; остальные 20% – от коммерческих предприятий (часть которых связана с научными организациями).

Рассмотрим итоги этого соревнования в качестве независимой оценки предлагаемых решений, производимой в одинаковых условиях. Участники соревновались в точности мгновенной оценки местоположения пользователя, перемещающегося пешком от одной маркерной точки к другой внутри офисного центра. Оценка точности производилась путем усреднения модулей погрешностей определения местоположений 20 маркерных точек. На рис. 9 представлены результаты соревнований, где: ToA – решения

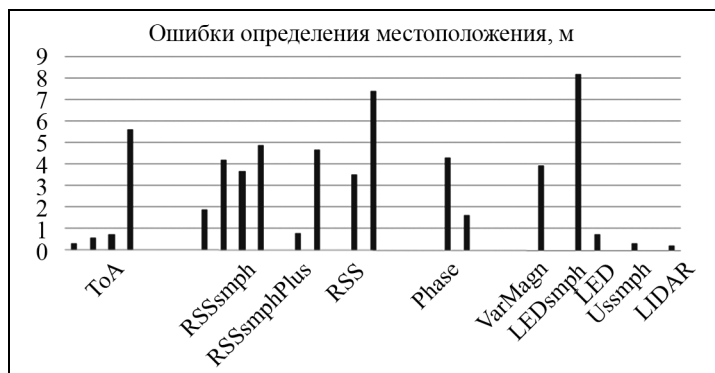


Рис. 9. Ошибки некоторых экспериментальных систем навигации

на базе импульсных дальномеров, требующие установки сети радиомаяков и применения специального пользовательского аппаратного обеспечения; RSSsmph – решения RSS электромагнитных полей на базе серийных смартфонов, не требующие дополнительную инфраструктуру; RSSsmphPlus – решения RSS электромагнитных полей на базе серийных смартфонов, требующие дополнительную инфраструктуру радиомаяков; RSS – решения RSS электромагнитных полей на базе специального пользовательского аппаратного обеспечения, требующие дополнительную инфраструктуру радиомаяков; Phase – решения на базе фазовых дальномеров, требующие установки сети радиомаяков и применения специального пользовательского аппаратного обеспечения; VarMagn – решения на базе фазовых дальномеров (по излучаемому переменному магнитному полю), требующие установки сети маяков и применения специального пользовательского аппаратного обеспечения; LED – решения на базе угловых дальномеров, требующие установки сети оптических маяков и применения специального пользовательского аппаратного обеспечения (камеры и пр.); LEDsmph – решения на базе угловых дальномеров, реализованных на серийном смартфоне и офисных светильниках, не требующие дополнительную инфраструктуру; USsmph – решения на базе ультразвуковых импульсных дальномеров, реализованных на серийном смартфоне, требующие установки сети ультразвуковых маяков; LIDAR – решение на базе Лидар (оптической системы обнаружения [объектов, стен] и измерения расстояния), не требующей дополнительную инфраструктуру.

Практически каждый проект навигационной системы для помещений реализует комплексную обработку информации от нескольких источников, описанных выше, работа которых основана на различных физических принципах. Наиболее типичными, как следует из рис. 9, являются следующие подходы:

- для **индивидуального** применения – на базе смартфона, реализующего RSS по электромагнитному и геомагнитному полям с поддержкой счисления пути пешехода, оценки этажа и привязкой к плану помещения;
- для **промышленного** применения – на базе импульсного дальномера и сети радиомаяков, иногда с поддержкой счисления пути пешехода, компаса и привязкой к плану помещения.

Первый подход отличается простотой, так как не связан с внедрением новых аппаратных решений и реализуется путем установки специального ПО на смартфоны пользователей. При этом достигается точность определения местоположения порядка 2...5 м. Примечательно, что наилучшую точность среди подобных решений обеспечил отечественный проект Спирит-Навигация.

Второй подход отличается большей на порядок точностью (0,3...0,7 м), но осложнен необходимостью разработки, производства и установки специального аппаратного обеспечения.

Существует большое многообразие подходов к комплексной обработке навигационной информации от различных источников и привязке оценки местоположения к плану помещения:

- различные модификации так называемого «партикл-фильтра» (~40% проектов);
- так называемый «расширенный» фильтр Калмана (~20% проектов);
- другие подходы, в том числе нераскрытые (~40% проектов).

Как известно, наиболее полная информация о фильтруемом процессе заключается в его АПВ. Расширенный фильтр Калмана аналитически линеаризует нелинейные в общем случае уравнение динамики вектора состояния и уравнение наблюдения, причём в рамках гауссовой (т.е. симметричной одномодовой) аппроксимации АПВ. Ансцентный фильтр и родственные ему фильтры работают напрямую с нелинейными уравнениями динамики вектора состояния и наблюдения; АПВ аппроксимируется гауссовым распределением с помощью набора так называемых «сигма-точек», выбираемых детерминированным образом. В аппроксимации АПВ в ансцентном фильтре, в отличие от расширенного фильтра Калмана, первые четыре центральных момента АПВ могут быть оценены без систематической погрешности. В партикл-фильтре, как и в ансцентном, аппроксимируется АПВ, но не детерминированным образом, а преобразованием группы случайным образом сформированных значений оценки вектора состояния (эти значения называются в зарубежных источниках «particles» – «частицы»), т.е. методами Монте–Карло. При этом не делается априорное предположение о типе АПВ (в отличие от случая расширенного фильтра Калмана и ансцентного фильтра, в которых АПВ полагается гауссовой). Поэтому возможно решение нелинейных задач фильтрации не в гауссовой аппроксимации АПВ. Возможность существования многомодовой АПВ позволяет эффективно бороться с негативными последствиями возможной неопределённости (или даже неправильности) начальной оценки местоположения пользователя. В этом отношении любая модификация ансцентного фильтра или фильтра Калмана, работающая с одномодовой АПВ, уступает партикл-фильтрам, так как способна в каждый текущий момент времени рассматривать только одну гипотезу о местоположении.

На рис. 10,а–в представлены примеры того, как различные фильтры оценивают АПВ в нелинейной задаче с неразрешаемой дилеммой, когда наблюдается квадрат информативного процесса x_k на фоне шума n_k :

$$x_k = x_{k-1} + v_k; \quad (3)$$

$$z_k = \alpha x_k^2 + n_k. \quad (4)$$

Партикл-фильтр – это приближение к рекурсивному оптимальному байесовому оцениванию путем аппроксимации АПВ на основе метода Монте-Карло, в соответствии с которым АПВ $p(x_k|z_{1:k})$ можно аппроксимировать выборкой значений $x_k^{(i)}$ конечного размера N , по которой производят оценку:

$$p(x_k|z_{1:k}) \approx \hat{p}(x_k|z_{1:k}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta(x_k - x_k^{(i)}); \quad (5)$$

$$\widehat{MO}\{g(x_k)\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(x_k^{(i)}) \approx \int x_k p(x_k|z_{1:k}) dx_k = MO\{g(x_k)\}, \quad (6)$$

где $MO\{\}$ – истинное ожидание; $\widehat{MO}\{\}$ – его оценка.

В соответствии с центральной предельной теоремой, оценка (6) сходится к истинному математическому ожиданию (МО) почти наверное при увеличении N для произвольной АПВ. К сожалению, обычно затруднительно производить выборку значений вектора состояния напрямую из АПВ. Однако возможно произвести выборку из удобной предлагаемой ПВ $\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k})$. Можно показать [13–16], что для марковской модели вектора состояния:

$$MO\{g(x_k)\} \approx \widehat{MO}\{g(x_k)\} = \sum_{i=1}^N \tilde{w}_k^{(i)} g(x_k^{(i)}); \quad (7)$$

$$\tilde{w}_k^{(i)} = \frac{w_k^{(i)}}{\sum_{j=1}^N w_k^{(j)}}; \quad (8)$$

$$w_k = w_{k-1} \frac{p(z_k|x_k) p(x_k|x_{k-1})}{\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k})}. \quad (9)$$

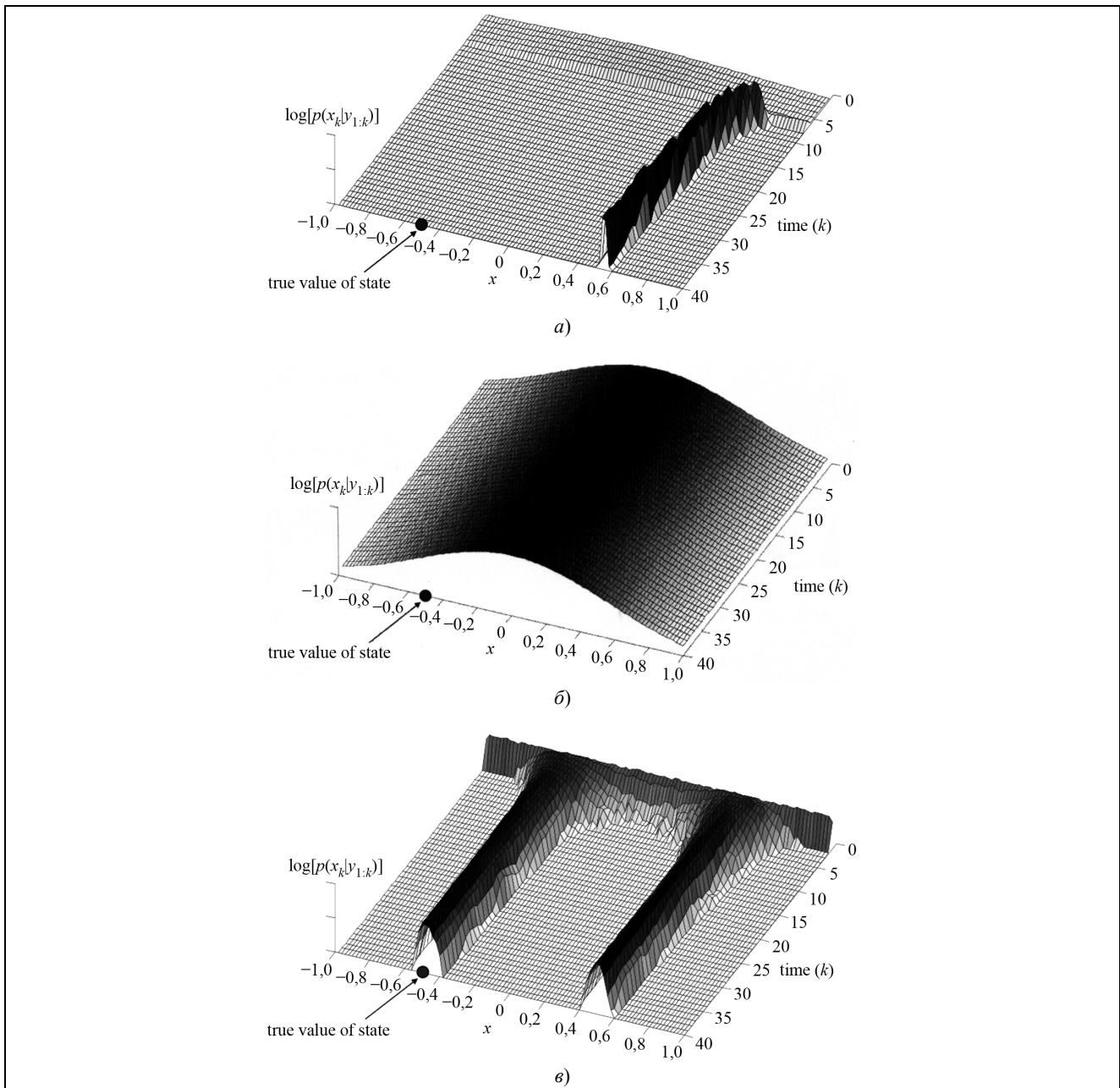


Рис. 10. АПВ, формируемая в «расширенном» (а), «ансцентном» (б) и «партикл» (в) фильтре Калмана [13]

Таким образом, весовой коэффициент w_k зависит от своего предыдущего значения w_{k-1} , функции правдоподобия $p(z_k|x_k)$, априорной ПВ перехода $p(x_k|x_{k-1})$ и предлагаемой ПВ $\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k})$. Выбор предлагаемой ПВ является критически важным и во многом определяет характеристики партикл-фильтра. Показано, что оптимальным (по критерию минимума дисперсии весовых коэффициентов) является следующая предлагаемая ПВ:

$$\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k}) = p(x_k|x_{k-1}, z_k). \quad (10)$$

Однако для простоты в большинстве практических реализаций в качестве предлагаемой ПВ выбирают априорную ПВ перехода $p(x_k|x_{k-1})$:

$$\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k}) = p(x_k|x_{k-1}). \quad (11)$$

При таком выборе выражение (9) существенно упрощается:

$$w_k = w_{k-1}P(z_k|x_k). \quad (12)$$

Однако исключение из предлагаемой ПВ $\pi(x_k|x_{0:(k-1)}, z_{1:k})$ обусловленности текущим наблюдением z_k приводит к так называемой проблеме деградации оценки партикл-фильтра. Для борьбы с этой проблемой предложен ряд методов, применение которых приводит к той или иной модификации партикл-фильтра.

Существуют десятки перспективных проектов в области навигации внутри помещений. Радиотехнические аппаратные средства и методы играют существенную роль в этих проектах.

Большинство решений можно отнести к одной из двух категорий:

аппаратные решения для промышленного использования;

программные решения на базе серийного смартфона для индивидуального использования.

Решения первой группы, в основном, представлены той или иной модификацией импульсных радиодальномеров, поддерживаемых компасом, инерциальным блоком и привязкой к плану помещения. Точность – порядка 0,3...0,7 м (СКО).

Наиболее популярным решением для комплексной нелинейной обработки совокупности измерений различных датчиков является партикл-фильтр той или иной модификации.

Литература

1. <http://research.microsoft.com/en-us/events/indoorlocompetition2015/>
2. *Faragher Ramsey M., Harle, Robert K.* Towards an Efficient, Intelligent, Opportunistic Smartphone Indoor Positioning System // NAVIGATION, Journal of The Institute of Navigation. Spring 2015. V. 62. № 1. P. 55–72.
3. *Shockley J.A., Raquet J.F.* Navigation of Ground Vehicles Using Magnetic Field Variations // NAVIGATION, Journal of The Institute of Navigation. Winter 2014. V. 61. № 4. P. 237–252.
4. *Ma J., Qian J., Li P., Ying R., Liu P.* Indoor Localization Based on Magnetic Anomalies and Pedestrian Dead Reckoning // Proceedings of the 26th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2013). Nashville, TN. September 2013. P. 1033–1038.
5. *Tsai G-J, Liao J-K., Chu H-J, Chiang K-W.* The Performance Analysis of a Smartphone Based Three Dimension Pedestrian Dead-reckoning and Map-Matching Algorithm for Indoor Navigation Applications // Proceedings of the 27th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2014). Tampa, Florida. September 2014. P. 2191–2201.
6. *Yin H., Guo H., Deng X., Yu M., Xiong J.* Pedestrian Dead Reckoning Indoor Positioning with Step Detection Based on Foot-mounted IMU // Proceedings of the 2014 International Technical Meeting of The Institute of Navigation. San Diego, California. January 2014. P. 186–192.
7. *Qian Jiuchao, Pei Ling, Ying Rendong, Chen Xin, Zou Danping, Liu Peilin, Yu Wenxian* Continuous Motion Recognition for Natural Pedestrian Dead Reckoning Using Smartphone Sensors // Proceedings of the 27th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2014). Tampa, Florida. September 2014. P. 1796–1801.
8. *Bullock J. Blake, Chowdhary Mahesh, Rubin Dimitri, Leimer Donald, Turetzky Greg, Jarvis Murray* Continuous Indoor Positioning Using GNSS, Wi-Fi, and MEMS Dead Reckoning // Proceedings of the 25th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2012). Nashville, TN. September 2012. P. 2408–2416.
9. *Robertson P., Angermann M., Khider M.* Improving Simultaneous Localization and Mapping for pedestrian navigation and automatic mapping of buildings by using online human-based feature labeling // Position Location and Navigation Symposium (PLANS). 2010 IEEE/ION. Indian Wells, CA, USA. 4–6 May 2010.
10. *Kao W-W., Lin S-H.* Dead-reckoning Aided RSSI Based Positioning System for Dynamic Indoor Environments // Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2010). Portland, OR. September 2010. P. 3359–3365.
11. *Robertson P., Angermann M., Khider M.* Inertial Systems Based Joint Mapping and Positioning for Pedestrian Navigation // Inside GNSS. May 2010.
12. *Poh Eng-Kee, Koh Alvin, Xiaodong Yu, Soon Ben* Integration of Dead Reckoning Sensors With MEMS IMU // Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002). Portland, OR. September 2002. P. 1148–1152.
13. *van der Merwe R.* Sigma-Point Kalman Filters for Probabilistic Inference in Dynamic State-Space Models // PhD thesis. OGI School of Science & Engineering at Oregon Health & Science University. 2004.
14. *Doucet A., Johansen A.M.* A Tutorial on Particle Filtering and Smoothing. 2008.
15. *Arulampalam M.S., Maskell S., Gordon N., Clapp T.* A Tutorial on Particle Filters for Online Nonlinear/Non-Gaussian Bayesian Tracking // IEEE Transactions on Signal Processing. February 2002. V. 50. № 2.
16. *Rekleitis I.* A Particle filter tutorial for mobile robot localization. 2003.

Перспективные направления международного сотрудничества в сфере нормативно-технического регулирования КВНО

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

С.В. Силин – начальник отдела международного сотрудничества,
ЗАО «Конструкторское бюро навигационных систем» (Москва)
E-mail: silin_sv@gk-nar.ru

Рассмотрены базовые принципы международного сотрудничества в области нормативно-технического регулирования КВНО. Приведен анализ основных международных нормативно-технических документов, регламентирующих использование глобальных навигационных спутниковых систем, созданных в рамках различных международных организаций.

Ключевые слова: спутниковая навигация, КВНО, стандарты.

In the article the basic principles of the international cooperation in normative and technical regulation of KVNO are considered, the analysis of the main international standard and technical documentation regulating use of the global navigation satellite systems created within various international organizations is provided.

Keywords: satellite navigation, KVNO, standards.

Международное сотрудничество в области КВНО осуществляется в соответствии с общими целями и задачами внешней политики Российской Федерации и призвано содействовать, в первую очередь, решению задачи обеспечения устойчивого развития системы КВНО Российской Федерации и, в первую очередь, ГЛОНАСС.

Общую координацию деятельности федеральных органов исполнительной власти и организаций в области международного сотрудничества в сфере нормативно-технического регулирования КВНО осуществляет Федеральный орган исполнительной власти по космической деятельности (Роскосмос).

Базовыми принципами международного сотрудничества в области нормативно-технического регулирования КВНО являются:

- обеспечение независимости Российской Федерации в области спутниковой навигации;
- предоставление доступа к сигналу стандартной точности системы ГЛОНАСС российским и иностранным потребителям на безвозмездной основе и без ограничений;
- обеспечение совместимости и взаимодополняемости системы ГЛОНАСС с существующими и перспективными глобальными навигационными спутниковыми системами (ГНСС);
- координация действий с другими странами – владельцами ГНСС в международных организациях и в ходе двустороннего сотрудничества.

Основные цели и задачи международного сотрудничества в области стандартизации ГНСС и КВНО:

- продвижение национальных интересов Российской Федерации в указанной области международной деятельности;
- дальнейшее развитие и эффективное использование системы ГЛОНАСС, внедрение передовых технологий спутниковой навигации в интересах решения социально-экономических и оборонных задач;
- укрепление международных позиций и авторитета Российской Федерации, основанных на использовании системы ГЛОНАСС и ее функциональных дополнений в различных секторах экономики;
- обеспечение гарантированного предоставления навигационных сигналов стандартной точности системы ГЛОНАСС отечественным и зарубежным потребителям;
- обеспечение условий продвижения на мировом рынке отечественной навигационной аппаратуры потребителей;
- обеспечение условий для сотрудничества с другими государствами и международными организациями в деле гражданского использования системы ГЛОНАСС, а также средств функциональных дополнений к ней, с учетом обеспечения национальной безопасности и внешней политики Российской Федерации;

- развитие и применение принципов коммерческого использования системы ГЛОНАСС, в том числе за счет привлечения средств зарубежных стран и расширения состава потребителей навигационных услуг;
- анализ мирового опыта коммерческого использования глобальных навигационных спутниковых систем и разработка предложений по коммерческому использованию системы ГЛОНАСС;
- создание международной сети станций мониторинга системы ГЛОНАСС;
- разработка навигационных технологий в рамках международного сотрудничества в области спутниковой навигации по созданию взаимодополняющих ГНСС.

В зависимости от степени вовлеченности субъектов международных отношений в деятельности КВНО на базе ГНСС международное сотрудничество Российской Федерации в области спутниковой навигации осуществляется:

со странами – владельцами существующих и перспективных ГНСС и функциональных дополнений к ним;

со странами, стремящимися принять участие в развитии системы ГЛОНАСС;

со странами, заинтересованными в использовании системы ГЛОНАСС;

с зарубежными производителями навигационной аппаратуры.

В ходе реализации указанных направлений сотрудничества должна быть обеспечена защита от несанкционированного доступа к навигационным сигналам, предназначенным для использования в интересах обеспечения обороны и национальной безопасности Российской Федерации, и учтены принципы национальной и внешней политики Российской Федерации.

В настоящее время все более возрастает активность рабочих групп в таких международных организациях, как ИКАО, ИМО, ИТО, ИТСА. Как уже упоминалось, коммерческая привлекательность и конкурентоспособность ГЛОНАСС во многом зависит от нормативного обеспечения представляемых нашей системой сервисов. При этом осуществляется переход от отдельных разработок нормативных документов, имеющих разделы по различным ГНСС (в том числе, по ГЛОНАСС), к планомерной разработке нормативно-технической базы по международной ГНСС, состав которой представляется как взаимосвязанный комплекс национальных ГНСС, дифференциальных дополнений, а также иных средств и систем КВНО национального и транснационального уровней.

Основные международные нормативно-технические документы, регламентирующие использование глобальных навигационных спутниковых систем, созданы в рамках различных международных организаций, таких как:

Европейская организация по бортовому оборудованию для гражданской авиации (EUROCAE);

Радиотехническая комиссия США по авиации (RTCA);

Международная организация гражданской авиации (ИКАО).

Международная морская организация (ИМО);

Консультативный комитет времени и частоты (СТТФ);

Международное бюро мер и весов (ВIRM).

Благодаря усилиям указанных международных организаций в настоящее время в международной практике нет недостатка в стандартах, охватывающих широкий спектр вопросов применения системы GPS в гражданской авиации и на морском транспорте.

В рамках создания международной глобальной навигационной спутниковой системы GNSS разработаны, приняты или находятся на стадии согласования стандарты, регламентирующие совместное применение систем ГЛОНАСС и GPS для гражданской авиации и морского транспорта.

Для организации международной сертификации системы GNSS и ее функциональных дополнений необходима разработка нормативного документа, определяющего стандартное состояние системы ГЛОНАСС.

Для организации международной сертификации НАП системы GNSS необходимо разработать международные стандарты, содержащие требования потребителей, не охваченные стандартами для гражданской авиации и морского транспорта.

Таким образом, для организации международной сертификации в области спутниковой навигации первостепенное значение имеет разработка системы российских стандартов на систему ГЛОНАСС. В

области применения систем GPS и GNSS, где существует обширная нормативная база, на передний план выдвигается задача гармонизации национальных и международных стандартов.

На сегодняшний день большое значение в области международной стандартизации и сертификации приобретает Международный комитет по Глобальным навигационным спутниковым системам (ГНСС).

Международный комитет по глобальным навигационным спутниковым системам (МКГ) создан на добровольной основе в целях содействия развитию сотрудничества в области спутниковой пространственно-временной и навигационной поддержки гражданских пользователей и коммерческих услуг, обеспечения совместимости и взаимодополняемости ГНСС, их более широкого применения особенно в развивающихся странах.

Для осуществления своей деятельности Международным комитетом по ГНСС созданы четыре рабочие группы:

Рабочая группа А – по совместимости и взаимодополняемости систем навигации. Председательствуют Российская Федерация и США. На группу возлагается:

рассмотрение вопросов по обеспечению совместимости и взаимодополняемости существующих и будущих глобальных систем спутниковой навигации и их функциональных дополнений;

организация семинаров (конференций) по вопросам повышения уровня взаимодополняемости и совместимости;

рассмотрение основных принципов передачи сигналов о стихийных бедствиях через ГНСС;

изучение уровня взаимодополняемости и стандартизации между спутниковыми группировками ГНСС и между их функциональными дополнениями с целью определения мер для улучшения взаимодополняемости и стандартизации;

разработка стратегии Международного комитета по поддержке механизмов обнаружения и уменьшения источников электромагнитных помех с учетом уже существующих регулирующих механизмов и др.

Рабочая группа В – по повышению качества услуг ГНСС. Председательствуют Индия и Европейское космическое агентство. На группу возлагается:

рассмотрение вопросов расширения и координации деятельности, направленной на повышение качества услуг ГНСС, подготовка рекомендаций по расширению услуг и реализации будущих требований потребителя;

разработка справочного документа, содержащего модели и алгоритмы корректировки ионосферных и тропосферных отклонений;

изучение проблемы «многолучевости» и соответствующих мероприятий по уменьшению связанных с ней погрешностей, затрагивающих как сами ГНСС, так и приемники потребителя;

рассмотрение вопросов расширения услуг ГНСС внутри помещений и др.

Рабочая группа С – по распространению информации для потребителей. Председательствует Управление по вопросам космического пространства Секретариата ООН. На группу возлагается:

рассмотрение вопроса об учреждении провайдерами ГНСС центров информации для потребителей и создания информационного портала Международного комитета, объединяющего все веб-сайты в единый сайт;

определение перечня учебных курсов повышения квалификации и обучения кадров по ГНСС (для среднего и высшего уровня образования) для размещения их на портале Международного комитета;

рассмотрение возможности размещения на информационном портале Международного комитета списка учебников по ГНСС на английском и других языках, создания глоссария терминов и определений;

рассмотрение вопросов использования региональных учебных центров по космическим технологиям и научным исследованиям, относящихся к ООН, для расширения применений ГНСС;

определение списка международных конференций для выступлений членов Международного комитета по ГНСС о его работе;

подготовка предложений о перспективных мерах по расширению применения ГНСС и др.

Рабочая группа D – по взаимодействию с национальными и региональными администрациями и международными организациями. Председательствуют Международная федерация геодезистов (FIG), Международная ассоциация геодезии (IAG) и Международная служба ГНСС (IGS). На группу возлагается:

установление и поддержание связей с национальными и региональными администрациями (в особенности в развивающихся странах) и международными организациями;

определение стандартов эксплуатационных характеристик для сетей мониторинга функционирования ГНСС;

рассмотрение вопросов мониторинга качества, целостности и контроля за состоянием навигационных полей;

разработка стратегии по взаимоувязке региональных систем координат, например, африканской AFREE, европейской EUPOS, американской SIRGAS и др.

Международным комитетом по ГНСС создан еще один рабочий орган – Форум провайдеров, в состав которого вошли основные владельцы существующих и будущих ГНСС и их функциональных дополнений: США, Россия, Евросоюз, Китай, Индия и Япония.

Необходимо также отметить, что на сегодняшний день в рамках Международного комитета по ГНСС, ведутся работы, направленные на создание международной системы оценки и контроля характеристик ГНСС. Сейчас проводится определение перечня параметров, подлежащих мониторингу, а также определение структуры построения самой системы мониторинга. В связи со сложившейся ситуацией целесообразно осуществлять создание системы независимого контроля основных системных характеристик ГЛОНАСС с учетом требований, предъявляемых потребителями системы ГЛОНАСС в Российской Федерации и со стороны международного сообщества.

Для обеспечения участия Российской Федерации в деятельности Международного комитета по ГНСС создан Межведомственный совет по обеспечению участия Российской Федерации в деятельности указанного Международного комитета.

Распоряжением Правительства Российской Федерации от 3 февраля 2007 г. № 129-р Роскосмосу совместно с Минобороны России и МИД России поручено обеспечить участие Российской Федерации в деятельности Международного комитета по ГНСС.

В целях выполнения указанного поручения Роскосмосом по согласованию с заинтересованными министерствами и ведомствами создан Межведомственный совет.

Межведомственный совет является совещательным органом, образованным с целью организации взаимодействия федеральных органов исполнительной власти для участия Российской Федерации в деятельности Международного комитета по ГНСС, предварительного рассмотрения вопросов, выносящихся на его обсуждение, подготовки по ним предложений и рекомендаций, а также координации вопросов международного сотрудничества в области ГНСС. Так, например, в рамках Международного комитета по ГНСС при ООН в качестве главных ставятся вопросы о совместимости и взаимодополняемости систем, причем, не только на уровне излучаемых сигналов, но и по характеристикам предоставляемых сервисов, по их номенклатуре, а также по составу и параметрам используемых средств и систем КВНО.

Для гармонизации системы ГЛОНАСС с другими действующими и разрабатываемыми международными системами спутниковой навигации необходимо продолжить участие российских специалистов в деятельности Международного комитета по ГНСС. При этом следует обратить внимание на развитие таких вопросов, как обеспечение взаимодополняемости и совместимости ГНСС, их функциональных дополнений с точки зрения предоставления услуг пользователям открытого сервиса ГНСС.

При рассмотрении вопроса о целесообразности использования сигналов с частотным разделением при наличии достаточного количества сигналов с кодовым разделением следует иметь в виду, что сигналы с частотным разделением в любом случае будут излучаться космическими аппаратами системы ГЛОНАСС еще неопределенно долгое время для обеспечения обратной совместимости с существующей и проектируемой потребительской аппаратурой.

Заслуживает внимание предложение о разработке основных направлений стратегии сотрудничества в области выявления и исключения влияния помех в спектре спутниковых радионавигационных систем на потребительском уровне. В стратегии следует при этом предусмотреть развитие нормативной базы, архитектуры технических средств выявления, локализации, регистрации и снижения влияния помех; информационного обмена между провайдерами ГНСС и другими членами Международного комитета.

Основной задачей в области международной стандартизации ГНСС является обеспечение участия широкого круга российских специалистов в разработке нормативных документов ведущих транспортных международных организаций: ICAO, IMO, RTCM, RTCA, а также, что особенно важно, в работе Международного комитета по ГНСС при ООН по вопросам совместимости и взаимодополняемости ГНСС, а также мультисистемной НАП и НИС. Это также не должно быть разовыми актами, а представ-

лять собой программу скоординированных мероприятий не только в рамках рабочих групп указанных организаций, но и в периоды между заседаниями этих групп в рамках выполнения российских планов, согласованных и утвержденных в установленном порядке.

В рамках создания международной глобальной навигационной спутниковой системы GNSS разработаны и приняты или находятся на стадии согласования стандарты, регламентирующие совместное применение систем ГЛОНАСС и GPS для гражданской авиации и морского транспорта.

Для организации международной сертификации системы GNSS и ее функциональных дополнений необходима разработка нормативного документа, определяющего стандартное состояние системы ГЛОНАСС.

Для организации международной сертификации НАП системы GNSS необходимо разработать международные стандарты, содержащие требования потребителей, не охваченные стандартами для гражданской авиации и морского транспорта.

В частности, в настоящее время в рамках Специального комитета SC-159 RTCA возобновлена деятельность рабочей группы WG-2A ГЛОНАСС/GPS по промышленной стандартизации двухсистемного авиационного бортового оборудования. Требуется выдвинуть кандидатуру сопредседателя группы с российской стороны. Для организации его работы в этой группе необходимо создать экспертную комиссию из представителей российских предприятий и организаций, которая могла бы обеспечить квалифицированную и оперативную помощь и поддержку представителям Российской Федерации в указанной рабочей группе.

По инициативе российской стороны в рамках этой группы проводится разработка международного промышленного стандарта характеристик для внедрения комбинированной НАП ГЛОНАСС/GPS в гражданской авиации. Подготовлена уже 4-я редакция документа, которая была представлена на заседании комитета в октябре 2015 г. Окончательная разработка и утверждение документа планируется в конце 2016 г.

Для организации международной сертификации в области спутниковой навигации первостепенное значение имеет разработка системы российских стандартов на систему ГЛОНАСС. В области применения систем GPS и GNSS, где существует обширная нормативная база, на передний план выдвигается задача гармонизации национальных и международных стандартов.

При разработке и совершенствовании нормативной базы в области спутниковой навигации необходимо учитывать перспективу создания европейской глобальной навигационной спутниковой системы GALILEO, а также китайской навигационной системы Beidou.

В настоящее время работы по нормативному обеспечению российской системы КВНО проводятся в соответствии с Программой разработки национальных стандартов, формируемой на основе предложений подкомитетов, входящих в состав технического комитета по стандартизации «Радионавигация» (ТК 363).

Перспективные направления развития ключевых технологий навигации и наведения робототехнических комплексов

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

А.Б. Муравьев – начальник отделения перспективного развития,

ЗАО «Конструкторское бюро навигационных систем» (Москва)

E-mail: muravyev_ab@gk-nar.ru

Д.А. Шмелев – зам. начальника отдела, ЗАО «Конструкторское бюро навигационных систем» (Москва)

Рассмотрен план работы сектора навигации и наведения межведомственной рабочей группы (лаборатории) для выработки перспективных технических требований к роботизированным комплексам, а также к созданию, совершенствованию и развитию военной и специальной робототехники. Подготовлен проект подпрограммы «Приоритетные работы по развитию систем навигации и наведения, необходимых для создания робототехнических комплексов нового поколения на 2015–2030 годы». Представлены цели и задачи указанной подпрограммы, вопросы расширения внедрения отечественных навигационных технологий в интересах создания робототехнических комплексов нового поколения специального и общегражданского назначения.

Ключевые слова: навигация, РТК, робототехника.

In the article the plan of work of sector of navigation and targeting of the interdepartmental working group (laboratory) for development of perspective technical requirements to robotic complexes, and also to creation is considered, to improvement and development of military and special robotics the draft of the subprogramme «Priority works on development of systems of navigation and the targeting necessary for creation of robotic complexes of new generation for 2015–2030» is prepared; the purposes and tasks of the specified subprogramme, questions of expansion of introduction of domestic navigation technologies for the benefit of creation of robotic complexes of new generation of special and all-civil purpose.

Keywords: navigation, RTK, robotics.

Рабочей группой при ВПК *навигация и наведение* робототехнических комплексов (РТК) рассматривается в качестве одного из десяти основных направлений развития ключевых технологий в данной области.

В соответствии с планом работы сектора навигации и наведения межведомственной рабочей группы (лаборатории) для выработки перспективных технических требований к роботизированным комплексам, а также к созданию, совершенствованию и развитию военной и специальной робототехники подготовлен проект подпрограммы «Приоритетные работы по развитию систем навигации и наведения, необходимых для создания робототехнических комплексов нового поколения на 2015 - 2030 годы».

Цель подпрограммы: расширение внедрения отечественных навигационных технологий в интересах создания робототехнических комплексов нового поколения специального и общегражданского назначения.

Задачи подпрограммы:

- развитие навигационных технологий, основанных на различных принципах;
- создание средств пространственной ориентации РТК, использующих сочетания различных принципов навигации;
- улучшение тактико-технических характеристик навигационных средств за счет их комплексирования с целью повышения эффективности применения современных и перспективных РТК;
- разработка навигационных технологий, позволяющих обеспечить эффективные действия РТК различного базирования в автономном режиме;
- создание адаптивных систем пространственной ориентации РТК.

Целевые индикаторы и показатели подпрограммы:

- доступность навигации на открытой местности (в любой точке на поверхности Земли);
- погрешность определения местоположения РТК в государственной геоцентрической системе координат;
- степень картографического обеспечения РТК специальных и гражданских потребителей;
- количество разработанных базовых технологических блоков средств навигации;
- уровень соответствия разработанных навигационных технологий иностранным аналогам;
- реализуемые функции полуавтономной и автономной навигации РТК;

- достигнутый уровень автономности навигационного обеспечения РТК;
 - количество созданных базовых образцов адаптивных систем пространственной ориентации РТК.
- Подпрограмма реализуется в 2016–2030 гг. в три этапа, главными задачами которых являются:
- на I этапе реализации Программы (2016–2020 гг.) – комплексирование глобальных и автономных средств навигации РТК;
 - на II этапе реализации Программы (2021–2025 гг.) – развитие систем высокоточной автономной навигации и самонаведения РТК;
 - на III этапе реализации Программы (2026–2030 гг.) – адаптивная автономная и групповая навигация и наведение РТК.

Ожидаемые характеристики РТК: повышение точности позиционирования РТК до сантиметрового уровня; повышение надежности определения местоположения в 2,5 раза; повышение времени автономной работы РТК в 2–3 раза.

При этом требования, предъявляемые к навигационной аппаратуре, довольно высоки и находятся на границе возможностей ГНСС. Дальнейшее улучшение точностных и иных характеристик возможно за счет применения новых цифровых сигналов (ГЛОНАСС-К), использования иных, дополнительных к ГНСС, средств, а также средств автономной навигации и адаптивных технологий.

Генеральным направлением развития определено комплексирование навигационных средств различного типа. При этом основными задачами являются:

- обеспечение совместной работы требуемого набора навигационных средств, их взаимодополняемости и совместимости;
- достижение наиболее высоких значений основных характеристик КВНО РТК;
- повышение точности и надежности навигационных средств РТК за счет использования внешних средств и систем КВНО;
- обеспечение маневров РТК с целью выхода из зон помеховых воздействий и опасных районов;
- унификация ПО, форматов и протоколов информационного обмена, а также типоразмеров составных блоков.

Следует отметить, что хотя вышеизложенные положения имеют отношение, в первую очередь, к РТК, но также распространяются на большинство видов перспективных навигационных комплексов.

Наиболее перспективными направлениями развития навигационных комплексов являются разработки высокоорганизованных навигационных комплексов, способных к адаптации к внешним условиям выполнения задач, обучению и самообучению, а также навигационных комплексов, представляющих собой законченные системы управления движением.

Высшим уровнем развития навигационных комплексов должны выступать интеллектуальные комплексы, способные самостоятельно принимать решения по КВНО и организации выполнения поставленных задач.

Наиболее эффективными и приоритетными в развитии целесообразно считать НИС третьего типа и особенно специализированные системы оперативного развертывания.

Развитие указанных направлений должно осуществляться с помощью унифицированных навигационных технологических демонстраторов.

Перспективы развития навигационных технологических демонстраторов

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

А.Б. Муравьев – начальник отделения, ЗАО КБ «НАВИС» (Москва)

E-mail: muravyev_ab@gk-nar.ru

Р.А. Муравьев – начальник отдела координации проектов и программ, ЗАО КБ «НАВИС» (Москва)

E-mail: muravyev_ra@navis.ru

В.М. Трембач – к.т.н., доцент, кафедра вычислительной техники,

Московский авиационный институт (Национальный исследовательский университет) (МАИ НИУ)

E-mail: trembach@yandex.ru

Рассмотрена концепция построения навигационных технологических демонстраторов, предназначенных для реализации перспективных навигационных технологий, а также их испытаний и апробации.

Ключевые слова: навигация, демонстраторы, технологии.

In the article the concept of creation of the navigation technological demonstrators intended for realization of perspective navigation technologies and also their tests and approbation is considered.

Keywords: navigation, demonstrators, technologies.

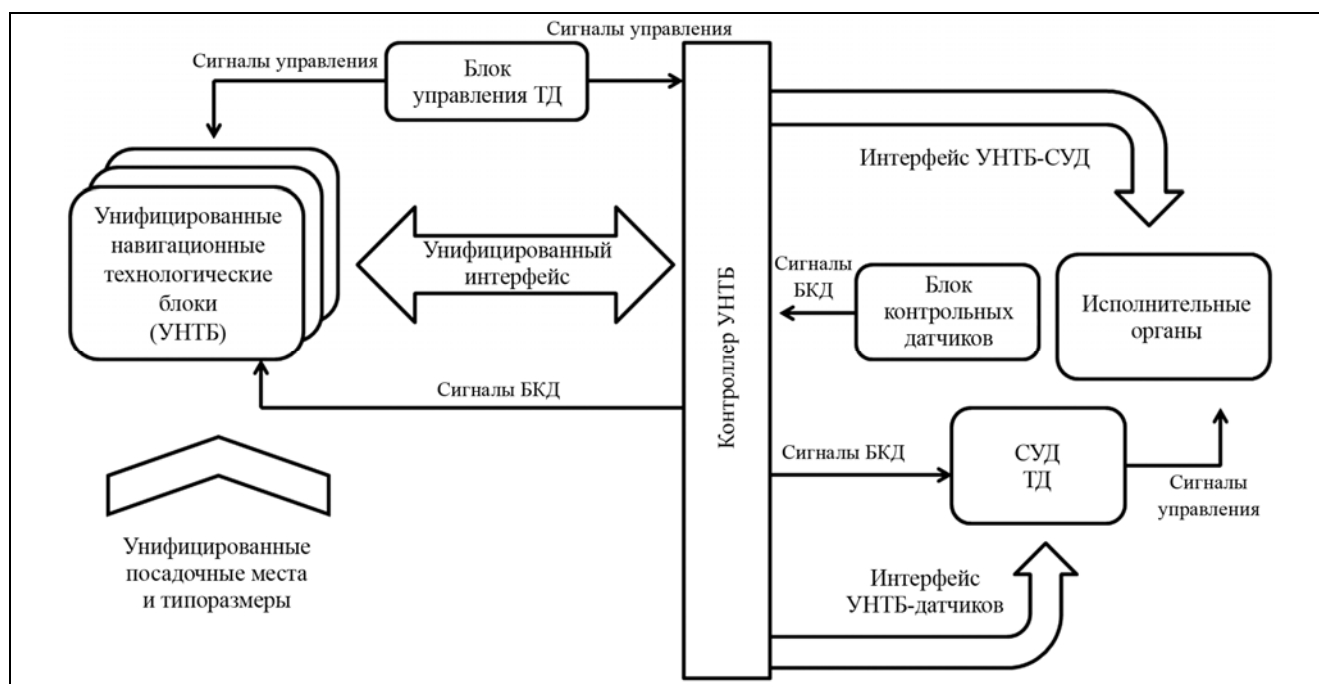
Специалистами КБ НАВИС в содружестве со специалистами кафедры вычислительной техники МАИ разработана концепция построения навигационных технологических демонстраторов (ТД), предназначенных для реализации перспективных навигационных технологий, а также их испытаний и апробации.

Указанная концепция (рисунок) подразумевает использование навигационных технологических блоков, унифицированных по посадочным местам, типоразмерам и интерфейсам (УНТБ).

Для УНТБ, представляющих собой навигационные датчики, предусмотрена работа через систему управления движением (СУД), (ТД).

Для УНТБ, являющихся самостоятельными СУД, существует схемный путь по интерфейсу, минуя СУД ТД, напрямую на исполнительные органы (ИО).

Обратные связи контрольных сигналов с ИО также могут быть организованы двумя путями: либо на СУД ТД, либо обратно в УНТБ.



В КБ НАВИС апробирован прототип навигационного ТД, разработанный в содружестве со специалистами МАИ. В его конструкции пока реализована только схема через СУД ТД. Но важно, что используется комплекс навигационных средств.

Успешно проведены эксперименты по прохождению маршрутов с препятствиями, по распознаванию геометрических образов, управлению программными и голосовыми командами, комплексированию разнородных навигационных датчиков: оптических, ультразвуковых, инерциальных, спутниковых.

Обеспечено возвращение по командам к заранее зафиксированным геометрическим объектам (рисункам треугольника, квадрата, круга), причем также и с обходом внезапно возникающих препятствий как в закрытом помещении, так и на открытой местности.

На открытой местности использовался в качестве навигационного датчика навигационный модуль NV-08C-CSM-RTK, получавший сигналы от базовой станции КБ НАВИС на расстоянии примерно 12 км. В режиме «FLOAT» демонстратор вышел в заданный район с погрешностью в 2...3 дм по маршруту, построенному самостоятельно, а также с обходом препятствия.

Представленная схема технологического демонстратора позволяет решать широкий спектр задач по отработке вариантов комплексирования навигационных средств различных типов, в том числе СУД, по апробации и испытаниям навигационных комплексов.

При конструировании прототипа указанного демонстратора реализованы возможности маршрутизатора-планировщика на уровне комплекса из нескольких навигационных датчиков с контролем прохождения маршрута и возможностями обучения, а также ряда функций высокоорганизованного навигационного комплекса (самообучение, адаптация в простых ситуациях).

Дальнейший план исследований предполагает отработку возможностей по самообучению и групповым действиям с другими РТК с целью формирования предложений по разработке ТД нового поколения.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу

Лавров А.А.

Авиационная голографическая РЛС планового обзора. Режимы работы. Потенциальные характеристики

Рассмотрены принципы построения, алгоритмы обработки сигналов и потенциальные характеристики авиационных голографических радиолокаторов планового обзора, использующих длинную вдолькрыльевую антенную решетку. Показаны их возможности при обзоре земной и морской поверхности, при обнаружении воздушных целей. Описаны алгоритмы формирования скоростного портрета и создания карты рельефа поверхности.

Для специалистов, занимающихся авиационными системами обзора поверхности Земли. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по соответствующим дисциплинам.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу:

107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.

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

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru

Проектирование универсальной СБИС пространственной обработки навигационных сигналов в плоских фазированных антенных решетках

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

А.В. Немов – зам. ген. директора по СС КВО, АО «Российский институт радионавигации и времени»

А.В. Никитин – к.т.н., начальник отделения, АО «Российский институт радионавигации и времени»

С.В. Филатченков – к.т.н., руководитель проектного направления,

АО «Российский институт радионавигации и времени»

E-mail: an.nilov2011@yandex.ru

Дан анализ результатов проведенных в 2014–2015 гг. исследований с целью обоснования возможности разработки высокопроизводительной 2-процессорной вычислительной «системы на кристалле» на базе ПЛИС для перспективных систем радионавигации, радиопеленгации и связи. Показано, что для решения задач цифровой пространственно-временной обработки сигналов в области радионавигации, радиопеленгации и связи наиболее целесообразно разработать СБИС. Описана структура перспективной СБИС, научно обоснованы предполагаемые технические характеристики СБИС. Продемонстрирована возможность технической реализации современных алгоритмов оценивания пеленгов со сверхвысоким разрешением. Описаны результаты экспериментальной проверки в безэховой камере. Приведены данные маркетингового исследования, подтверждающие окупаемость затрат на заявляемую ОКР по разработке СБИС.

Ключевые слова: специализированная СБИС, система на кристалле, пространственно-временная обработка сигналов.

In this paper, the results of the research, conducted in 2014–2015 to justify the possibility to design a high-performance dual-processor FPGA-based SoC for advanced radio navigation, radio direction-finding, and communication systems, is presented. It is shown, that for solving problems of digital spatial-time signal processing in radio navigation, direction-finding and communication systems it is expedient to design a VLSI circuit. A possible structure of the advanced VLSI circuit is described, and its prospective technical characteristics are substantiated. The results are experimentally verified in an anechoic room. Marketing research data which confirmed the payback of designing this VLSI circuit, are introduced.

Keywords: ASIC, system-on-crystal (SoC), spatial-time signal processing.

Постановка задачи. Современный этап развития науки и техники предполагает решение чрезвычайно сложных в вычислительном смысле задач. В этих условиях использование мощных существующих универсальных вычислительных средств во многих случаях не обеспечивает достижение необходимого уровня точности, оперативности получения требуемых результатов вычислений, экономии энергопотребления и габаритов устройств. В частности, такая ситуация характерна для ряда задач, решаемых в современных и разрабатываемых радиоэлектронных средствах радионавигации, радиопеленгации, связи и радиолокации, особенно в мобильных и носимых устройствах. К таковым задачам можно отнести пространственно-временную обработку информации в следующих целях: многоканальная пеленгация; адаптивное управление диаграммой направленности обслуживаемой фазированной антенной решеткой (ФАР); вычитание сигналов помех и формирование «лучей» на источники полезных сигналов; пространственное кодирование и декодирование связных сигналов и т.п.

Одним из перспективных направлений решения данной проблемы представляется создание нового специализированного вычислителя высокопроизводительной многопортовой 2-процессорной «системы на кристалле» с устройством формирования и сжатия данных на базе архитектуры FPGA. Принципиальным элементом новизны такого вычислителя является предусмотренная возможность каскадирования микросхем с целью увеличения количества обрабатываемых пространственных сигналов более 8.

Теоретическое и экспериментальное подтверждение возможности создания такого вычислителя, разработка структуры перспективной СБИС для последующего выпуска отечественных заказных микросхем – необходимые этапы создания нового спецвычислителя – составляют основное содержание данной публикации.

Исследования, положенные в обоснование структуры СБИС. Предполагается разработка СБИС, адаптированной для решения задач пространственно-временной обработки информации в указанных выше системах. Вычислитель предназначен для сбора, сжатия и высокоскоростной специфичной обработки

многоканальных данных. Такая обработка подразумевает реализацию операций умножения, накопления, суммирования, параллельной обработки, сдвига и различных процедур ЦОС: формирование и накопление корреляционной матрицы, обращение матриц, разложение по собственной или сингулярной системам.

Использование 2-процессорной системы на кристалле с устройством формирования и сжатия данных позволяет получить такие преимущества, как высокая скорость и производительность осуществляемых операций, простота реализации многопоточной параллельной обработки, простота реализации процедур ЦОС, возможность реконфигурирования системы и др.

Поскольку современные алгоритмы многоканальной пеленгации являются наиболее ресурсоемкими, требования к вычислительным узлам перспективной СБИС отрабатывались именно на примере решения задачи пеленгации источников радиоизлучения.

Для разработки специализированной СБИС необходимо пройти несколько этапов. П е р в ы й э т а п – построение модели системы на высоком уровне абстракции (этап системного проектирования); в т о р о й э т а п – разработка поведенческих моделей отдельных блоков системы (этап аппаратного проектирования и верификации); т р е т ь и й э т а п – реализация проекта в базисе библиотек производителя (этап физического прототипирования); ч е т в е р т ы й э т а п – разработка топологии заказных блоков, трассировка на уровне ячеек, проверка правил проектирования топологии, экстракция паразитных параметров (этап проектирования и верификации топологии кристалла).

В процессе научных исследований, проведенных в АО «РИРВ» в 2014–2015 гг., решены следующие основные задачи:

- разработаны требования к алгоритму вычислений для решения целевых задач перспективного специализированного вычислителя;
- разработаны требования к аппаратным средствам вычислителя и его основным узлам для решения целевых и дополнительных (вспомогательных) задач;
- определены структура и функции проектируемой 2-процессорной системы;
- обоснованы варианты конечного автомата алгоритма пеленгации, основанные на двухэтапной процедуре: диаграммообразования и оценке пеленгов с использованием псевдооценок углового спектра с высоким разрешением типа Кейпон, Бартлетта, MUSIC, разновидностей Unitary ESPRIT для различных ФАР [1];
- определено функциональное назначение основных узлов вычислителя (входные и выходные потоки данных, шины данных, требуемая скорость обработки данных и др.) и разработана структурная схема основных узлов;
- разработана базовая структура вычислителя алгоритма пеленгации;
- определены методы проектирования 2-процессорной системы на кристалле (включая оценку возможности использования структуры FPGA в составе СБИС и анализ методов перехода от ПЛИС к СБИС);
- разработана структура и описание демонстрационного образца макета вычислителя на базе ПЛИС типа FPGA серии Xilinx и его функциональные возможности;
- разработана КД и изготовлен демонстрационный образец макета вычислителя;
- разработана ПМ исследовательских испытаний демонстрационного образца макета вычислителя,



Рис. 1. Внешний вид демонстрационного образца макета вычислителя на базе ПЛИС типа FPGA серии Xilinx

приведены рекомендации по использованию и подключению;

- проведены исследовательские испытания демонстрационного образца макета в безэховой камере АО «РИРВ» и систематизированы их результаты;
- описаны структура и предполагаемые характеристики СБИС, планируемой к разработке на этапе ОКР;
- проведены маркетинговые исследования и разработано технико-экономическое обоснование ОКР.

Демонстрационный образец макета специализированного вычислителя был разработан и испытан для экспериментального обоснования самой возможности разработки вычислителя, способного решать поставленные выше вычислительно емкие задачи. Внешний вид макета показан на рис. 1.

Для проверки функционирования макета вычислителя и соответственно предпроектной проверки перспективной СБИС вычислителя было разработано семейство уникальных алгоритмов оценивания пеленгов на базе метода Unitary ESPRIT. Отличительной особенностью метода является достижение сверхразрешения источников радиоизлучения, т.е. разрешения, выходящего за пределы детерминистского критерия Рэлея.

Преимущества алгоритмов на основе Unitary ESPRIT

- В ассимптотике приближаются по точности пеленгования к оптимальным методам.
- Позволяют обеспечить сверхвысокое разрешение целей за пределами критерия Рэлея.
- Позволяют получить оценки пеленгов на источники излучения, не осуществляя поиск локальных максимумов по координатам, что существенно повышает быстродействие данных алгоритмов.

В ходе исследований данное семейство алгоритмов было рассмотрено для следующих AP: линейных AP (ЛАР); кольцевых AP (КАР); сектора КАР; гексагональных AP (ГАР).

Наиболее эффективными проявили себя гексагональные AP.

Исследовательские испытания демонстрационного образца макета специализированного вычислителя. Испытания на работоспособность макета в составе приемного оборудования в «закрытом» и «открытом» трактах в лаборатории и в безэховой камере АО «РИПВ» показали, что разработанные алгоритмы измерения пеленгов на основе Unitary ESPRIT, MUSIC, Кейпон, Бартлетт работоспособны, следовательно технические решения специализированного вычислителя сформулированы корректно.

Экспериментами в безэховой камере установлено, что погрешность оценивания пеленга не превосходит 1 град, а разрешающая способность алгоритма Unitary ESPRIT находится на уровне 0,4 ширины ДН AP, т.е. имеет место эффект сверхразрешения источников радиоизлучения.

На рис. 2 приведена схема перспективной СБИС.

Блок RISC процессора и периферии является основным управляющим ядром системы, представляет собой двухъядерный процессор общего назначения. Выполняет следующие основные функции:

начальная конфигурация и настройка всей системы (инициализация) – настройка фильтров, времени накопления в блоке пеленгации, весовых коэффициентов в блоке навигации, вида модуляции в блоке связи, управление мультиплексорами и т. п.;

реконфигурация СБИС – изменение настроек фильтров, переключение мультиплексоров, изменение времени накопления, весовых коэффициентов, вида модуляции в соответствующих блоках и т. д.;

выполнение высокоскоростной обработки данных – за счет наличия сопроцессора операций с плавающей запятой, блок процессора с помощью простых команд может выполнять операции, требующие для выполнения на аппаратном уровне (в логике) больших затрат на реализацию;

осуществление обмена данными между аппаратными блоками и памятью периферийных устройств (SDRAM, ПЗУ);

осуществление обмена данными с внешними устройствами (ПК, для отображения информации) посредством интерфейсов Ethernet, UART, SPI, GPIO;

контроль отладки с помощью внешнего отладочного интерфейса и комплекса мультиплексоров и вспомогательных блоков (имитатора сигналов и др.).

Процессорная шина связывает блок процессора и периферии с аппаратными блоками, имеющими конфигурационные регистры. Таким образом, настройки аппаратных блоков изменяются реализацией достаточно простой для процессора процедуры чтения/записи регистров.

Блоки предобработки предназначены для первичного приема сигналов с АЦП, а также осуществления начальной обработки, обеспечивающей работу системы в целом. Количество блоков предобработки равно количеству входов СБИС (количеству принимаемых выходов АЦП). Функции, выполняемые этим блоком, следующие:

десериализация входного потока с АЦП и формирование удобных для обработки сигналов (параллельного потока битовых данных);

коррекция амплитудных и фазовых дисбалансов квадратур и каналов АЦП;

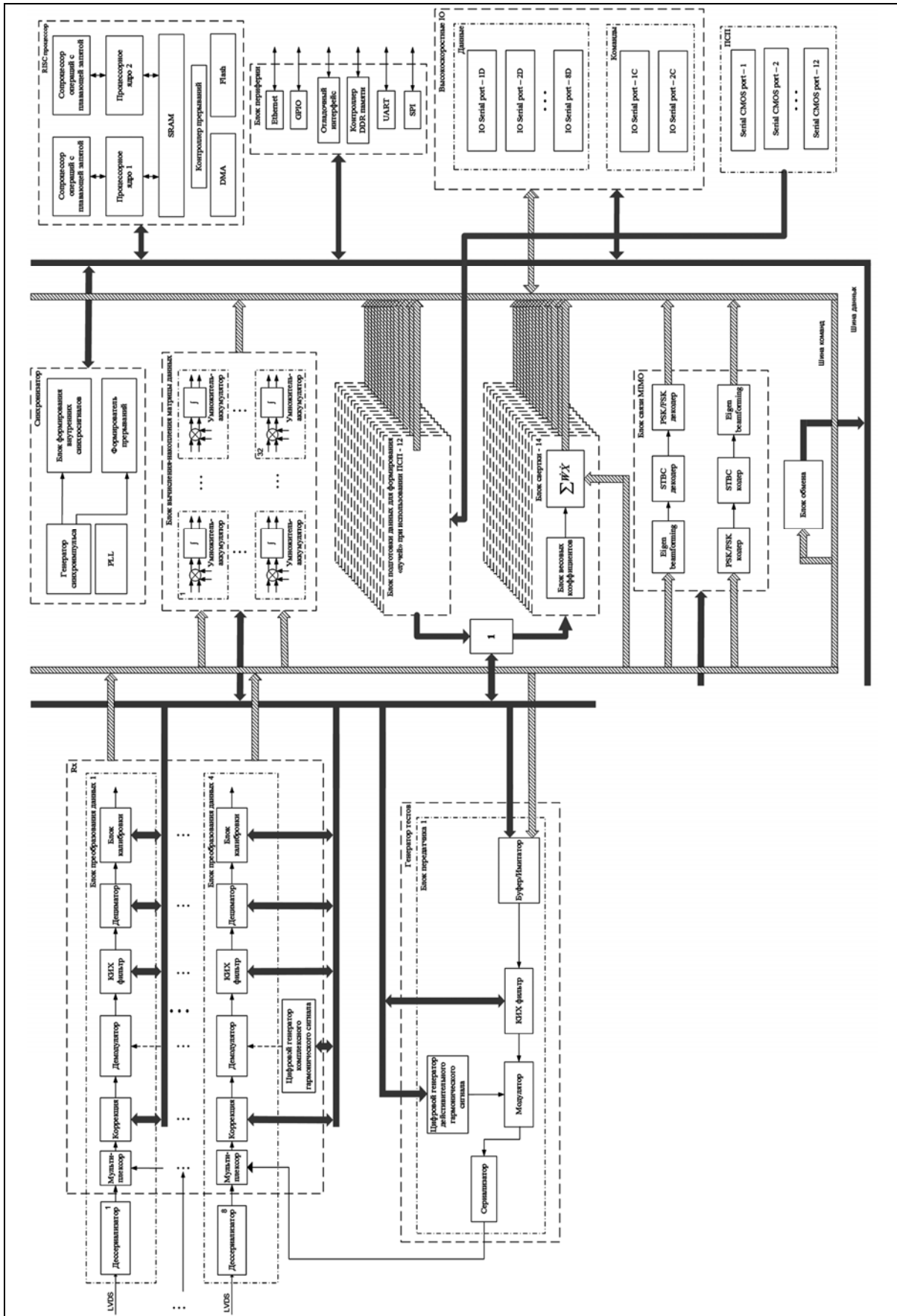


Рис. 2 Схема перспективной СБИС

демодуляция входных сигналов, при этом используется общий цифровой генератор комплексного сигнала для всех входных каналов, который может управляться с помощью процессорных команд, что дает возможность приема и обработки сигналов с ППРЧ;

фильтрация, в том числе как мера уменьшения влияния фликкер-шумов;

децимация данных;

калибровка каналов, необходимая для компенсации фазовых рассогласований между каналами АЦП и преобработки;

в режиме отладки и калибровки – мультиплексирование передающей части СБИС через имитатор вместо входного потока с десериализатора.

Синхронизатор позволяет согласовать работу блоков по времени, обеспечивая своевременную передачу данных от одного блока к следующему. Функции, выполняемые этим блоком:

синхронизация внутри аппаратных блоков;

синхронизация прерываний для процессора.

Блок вычисления-накопления матрицы данных – это набор корреляторов, формирующих матрицу значений корреляции между каналами с последующим накоплением полученного результата. Функции, выполняемые этим блоком:

формирование матрицы значений корреляции между каналами данных;

накопление сформированных данных;

передача накопленных данных в блок обмена с процессором;

запуск нового цикла накопления по сигналу синхронизатора.

Блок обмена данных и шина данных: блок обмена с процессором служит соединительным блоком между логикой и процессором, шина данных обеспечивает передачу потока данных между блоками, а также в промежуточную память, для последующего считывания процессором общего назначения. Функции, выполняемые этим блоком:

передача данных с аппаратных блоков в процессор;

организация синхронизации в передаче данных, так как существуют трудности в организации непрерывного синхронного чтения для процессора.

Блок свертки использует весовые коэффициенты, полученные в процессоре, и выполняет следующие основные функции:

цифровое диаграммообразование и цифровое управление ДН ФАР по целеуказанию для оценивания пеленгов, повышения отношения сигнал/шум навигационных и локационных сигналов;

адаптивное вычитание колебаний помех из обрабатываемого пространственного сигнала глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) или других систем;

передача сигнала в блок передатчика – таким образом реализуя возможность помехозащищенного приёма сигналов ГНСС;

минимизации выходной мощности.

Блок свертки также предназначен для вычисления сигнала ошибки между выходной реакцией ФАР и подстроенной псевдослучайной последовательности (ПСП) для каждого навигационного космического аппарата (НКА) ГЛОНАСС или GPS, что позволяет формировать адаптивные «лучи» ДН на НКА.

Блок связи ММО разделен на передающую и приемную части. Функции приемной части:

диаграммообразование для целей помехозащищенной связи;

кодер/декодер пространственно-блочных кодов;

демодуляция PSK/FSK-сигналов;

передача принятых данных в блок обмена для дальнейшей обработки в процессоре и вывода на внешний интерфейс, либо в блоки передатчика.

Генератор тестов выполняет следующие основные функции:

прием данных с блока обмена от процессора либо от имитатора сигналов через буфер;

осуществление необходимого вида модуляции – PSK/FSK;

кодирование пространственно-блочными кодами.

Блок передатчика включает в себя передающую часть блока связи, а также дополнительные блоки, необходимые для реализации передачи данных:

мультиплексор позволяет выбрать данные для передачи из буфера, имитатора сигналов, либо передающей части блока связи;

имитатор сигналов может использоваться как для отладки и тестирования, так и для начальной калибровки блоков предобработки, коммутируя соответствующие мультиплексоры;

буфер позволяет передавать данные напрямую из процессора в передатчик;

КИХ-фильтр задает полосу передаваемого сигнала;

модулятор осуществляет перенос частоты сигнала, используя для этого цифровой генератор действительного гармонического сигнала. Возможность перестройки частоты генератора позволяет реализовать передачу с ППРЧ;

выходные данные подаются в сериализатор, формирующий поток для подачи на вход мультиплексоров блоков формирования данных.

Высокоскоростные IO-порты – для обеспечения каскадирования СБИС и передачи данных – пропускная способность до 3,125 Гбит/с (Xilinx RocketIO GTP).

Serial CMOS – порты для приема подстроенных по частоте и фазе ПСП источников системных сигналов, на которые необходимо формировать «лучи» ДН ФАР.

LVDS порты для приема оцифрованных данных от АЦП на высокой скорости.

Порты *Ethernet, UART, SPI, GPIO* – для обеспечения обмена данными и управления СБИС.

Сравнительная характеристика (относительное рассеяние) некоторых разработанных псевдооценок пеленгов со сверхвысоким разрешением. Статистика набрана на 100 испытаниях.

Из рис. 3,а и б видно, что при малых отношениях сигнал/шум вероятны аномальные оценки углового параметра, когда относительная погрешность $E > 0,5$. Из рис. 3,а следует, что при адекватной модели интегральная (совместная) оценка и частная оценка MUSIC примерно равноценны, однако при рассогласованности модели, как видно из рис. 3,б, интегральная оценка ESPRIT-MUSIC существенно точнее.

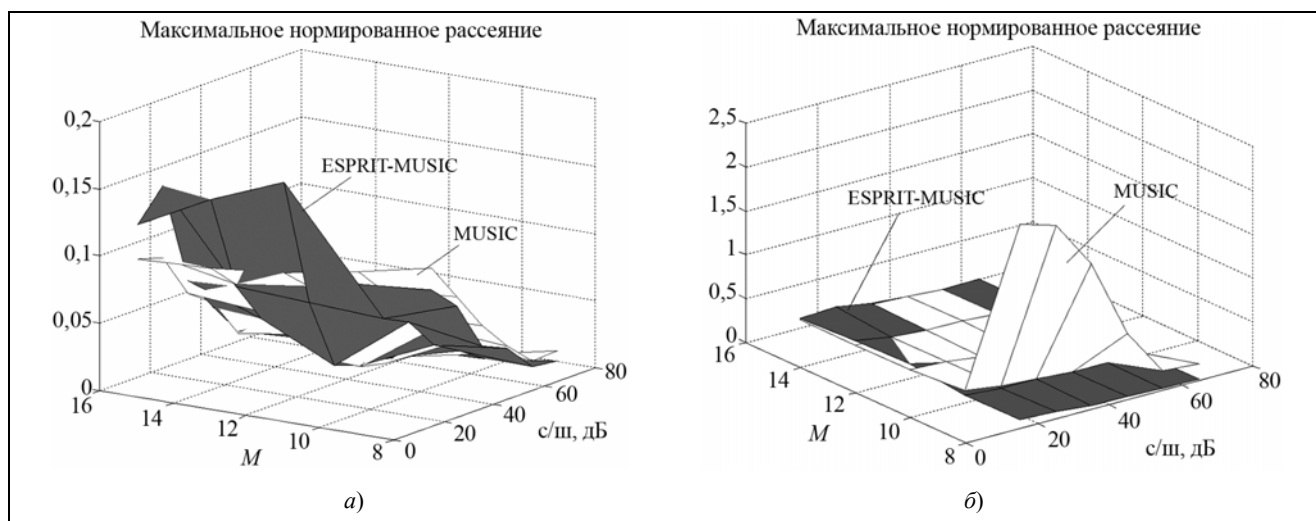


Рис. 3. Сравнительная эффективность совместной оценки углового параметра при согласованной (а) и при рассогласованной (б) модели

Результаты маркетингового исследования. Оценка рыночного потенциала технологии в гражданском секторе

Сопоставление ожидаемого дохода с бюджетными средствами, вложенными в разработку					
	Всего	2018	2019	2020	2021
Количество, шт.	17000	1000	2000	5000	9000
Чистый доход от реализации, тыс. руб.	1020000	60000	120000	300000	540000

Экономический эффект: $\mathcal{E} = 1020000 - 427000 = 593000$ (тыс. руб.), где 427000 тыс. руб. – совокупная стоимость НИР и ОКР.

Оценка рыночного потенциала технологий в секторе ВПК и аэрокосмической техники

Оценка коммерческой эффективности разработки					
	Всего	2018	2019	2020	2021
Количество, шт.	11000	1000	2000	3000	5000
Чистый доход от реализации, тыс. руб.	990000	90000	180000	270000	450000

Экономический эффект: $\mathcal{E} = 990000 - 427000 = 563000$ (тыс. руб.), где 427000 тыс. руб. – совокупная стоимость НИР и ОКР.

В ходе проведенных исследований разработано значительное количество эффективных алгоритмов пространственно-временной обработки информации для перспективной СБИС специализированного вычислителя с тем, чтобы сформировать требования к планируемой для разработки СБИС.

Выполнен дизайн-проект на ПЛИС алгоритма пеленгации. Разработана базовая структура вычислителя на примере сложного в вычислительном плане многоканального алгоритма пеленгации с использованием оценок углового спектра со сверхвысоким разрешением. Разработан макет специализированного вычислителя, а также программы и методики испытаний.

По результатам исследовательских испытаний, в том числе в составе приемного оборудования, функционирующего по эфиру, выполнена предварительная разработка СБИС вычислителя. Принципиальная новизна предлагаемой СБИС заключается в предусмотренной аппаратной и программной возможности адаптивного управления ДН ФАР с целью формирования «лучей» и «нулей» в высоком темпе поступления данных от приемных каналов и возможности каскадирования СБИС для обеспечения пространственно-временной обработки большого количества пространственных каналов, чем то, на которое рассчитана одиночная СБИС (8 каналов).

Разработана структурная схема вычислителя на базе СБИС, которую планируется реализовать в рамках ОКР. Определен перечень основных функциональных блоков СБИС. Рассмотрена и подтверждена возможность работы СБИС для решения пеленгационных, навигационных и связных задач в носимом и мобильном оборудовании.

Выполнено технико-экономическое обоснование, показавшее высокую потенциальную эффективность проведения ОКР.

Проведенные патентные исследования подтвердили патентную чистоту предлагаемого вычислителя.

Литература

1. Немов А.В., Добырин В.В., Кузнецова Е.В. Сравнение разрешающей способности псевдооценок углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–31.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СЕРИИ
Серия «Радиосвязь и радионавигация»

РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Выпуск 5

Под редакцией А.И. Перова

Авторы:

**Болденков Е.Н., Власов И.Б., Ворончихин Д.Н., Гарин Е.Н., Гладышев А.Б.,
Гладышева М.А., Головин П.М., Гребенников А.В., Грибов П.С., Дмитриев Д.Д.,
Днепров В.В., Днепров Д.В., Дьяченко Д.В., Ефименко В.С., Ефремов В.А., Жуков А.Н.,
Захарова Е.В., Зотов С.М., Инчагов Ю.М., Кондратьев А.С., Коннов В.Г., Корогодин И.В.,
Куликов Р.С., Куличков К.А., Лаптев С.В., Липа И.В., Маганет Р.И., Медведев П.В.,
Муравьев А.Б., Муравьев Р.А., Нагин И.А., Немов А.В., Никитин А.В., Оганесян А.А.,
Павлов В.С., Пастухов А.В., Пельтин А.В., Перов А.И., Ратушняк В.Н., Рыжов В.С.,
Савельев С.А., Салтыков А.А., Силин С.В., Соколовский А.В., Трембач В.М., Тупицын И.Н.,
Тюфтяков Д.Ю., Тяпкин В.Н., Устинов А.Ю., Фатеев Ю.Л., Филатченков С.В.,
Фролов А.А., Харисов В.Н., Ченин Д.Ю., Шатилов А.Ю., Шершавин П.В., Шмелев Д.А.**

Изд. № 85. Сдано в набор 22.04.2016
Подписано в печать 27.06.2016. Формат 60×88 1/8.
Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать офсетная
Печ. л. 18,25. Тираж 500 экз. Зак. №

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