

Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том З. Выпуск 1. 2016

Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ Том 3. Выпуск 1. 2016 ROCKET-SPACE DEVICE ENGINEERING AND INFORMATION SYSTEMS

Учредитель:

АО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем»

Редакционный совет

Председатель: генеральный директор АО «Российские космические системы» Тюлин А.Е., к.т.н. Заместители председателя: Ежов С.А., д.т.н., проф.; Романов А.А., д.т.н., проф.; Нестеров Е.А.

Члены редакционного совета:

Артемьев В.Ю.; Блинов А.В., к.т.н., доцент; Бугаев А.С., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.; Жантаев Ж.Ш., академик КНАЕН, д.ф.-м.н.; Жинкин В.В., д.т.н., проф.; Носенко Ю.И., д.т.н., проф.; Перминов А.Н., д.т.н., проф.; Райнер Сандау, д.т.н., адъюнкт-профессор; Селин В.А., к.т.н.; Ступак Г.Г., д.т.н., проф.; Сыров А.С., д.т.н., проф.; Чеботарев А.С., д.т.н., проф.; Чернявский Г.М., чл.-корр. РАН, д.т.н., проф.; Четыркин А.Н.; Шишанов А.В., к.т.н.

Редакционная коллегия

Главный редактор: заместитель генерального директора по науке АО «Российские космические системы» Романов А. А., д.т.н., проф. Заместитель главного редактора: Федотов С.А., к.т.н., с.н.с.

Члены редколлегии:

Алексеев О.А., д.т.н., проф.; Алыбин В.Г., д.т.н., с.н.с.; Ахмедов Д.Ш., д.т.н., чл.-корр. НИА РК; Бетанов В.В., д.т.н., проф.; Ватутин В.М., д.т.н., проф.; Данилин Н.С., д.т.н., проф.; Жодзишский А.И., д.т.н.; Логачев Н.С., д.в.н.; Мороз А.П., д.т.н.; Поваляев А.А., д.т.н.; Победоносцев В.А., д.т.н.; Римская О.Н., к.э.н., доцент; Романов А.А., д.т.н.; Свиридов К.Н., д.т.н., проф.; Селиванов А.С., д.т.н., проф.; Стрельников С.В., д.т.н.; Сычев А.П., к.т.н.; Тузиков А.В., д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. НАН РБ; Язерян Г.Г., к.т.н. (отв. секретарь).

Журнал выходит 4 раза в год. Является рецензируемым изданием. Журнал включен в РИНЦ. Подписной индекс 94086 в Объединенном каталоге «Пресса России». © АО «Российские космические системы» © ФИЗМАТЛИТ



Содержание

-

_

Том 3, Вып. 1, 2016 ____

Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация	
Использование системного подхода к решению проблемных вопросов функционирования автоматизирования комплекса программ баллистико-навигационного обеспечения полетов КА ГНСС <i>Бетанов В. В., Ларин В. К.</i>	10го З
О понятийных основах радионавигации Поваляев А. А.	11
Аэрокосмические методы зондирования Земли	
Создание трехмерных моделей местности с использованием материалов съемки космического аппарата типа «Ресурс-П» Пешкун А. А.	28
Исследование возможности использования матричных фотоприемников в сканирующих системах Гектин Ю. М., Зайцев А. А., Рожнев А. В., Соловьев А. М., Смелянский М. Б.	34
Радиотехника и космическая связь	
Организация управления радиотехническим оборудованием с использованием СУБД «Линтер-ВС» в ОС МСВС	20
Ватутин В. М., Донцов С. А., Ефремов Ю. В.	39
Цифровое фазирование для повышения эффективности применения антенной системы Б-529 Ватутин С. И., Зайцев О. В.	45
Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии	
Системно-технические аспекты развития НАКУ КА НСЭН и измерений до 2025 года Кисляков М. Ю., Логачев Н. С., Петушков А. М.	62
Коррекция температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления для изделий космической техники Маланин В. П., Кикот В. В., Ефимов П. Н.	72
Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах	
Расчет МШУ на отечественной ЭКБ с помощью САПР AWR Петух Н. Н., Белоусов Ю. С., Гарбузенко А. П., Дарюшкин К. О.	79
Посвящается 70-летию АО «Российские космические системы»	
О создании первой в мире стратегической ракеты дальнего действия Р-7 и ее системы управления Старцев В.К.	92

-

Vol. 3, Iss. 1, 2016

Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation	
Using a Systematic Approach to Solving the Problematic Issues of Functioning of the Automated Complex of Programs for Ballistic and Navigational Support of GNSS Spacecraft Missions Betanov V. V., Larin V. K.	3
On Conceptual Fundamentals of Radio Navigation Povalyaev A. A.	11
Aerospace Methods for Earth Remote Sensing	
Creating of 3D Surface Models Using "Resurs-P" Spacecraft Images Peshkun A. A.	28
The Analysis of Matrix Photodetectors Application for Scanning Systems Gektin Yu. M., Zaytsev A. A., Rozhnev A. V., Solov'ev A. M., Smelyanskiy M. B.	34
Radio Engineering and Space Communication	
Radio Engineering Equipment Control Using a Database Linter-VS in OS MSVS Vatutin V. M., Dontsov S. A., Efremov Yu. V.	39
Digital Phasing to Increase Application Efficiency of the B-529 Antenna System Vatutin S. I., Zaytsev O. V.	45
Systems Analysis, Spacecraft Control, Data Processing, and Telemetry Systems	
System and Technical Development Aspects of the Ground-Based Automated Control Complex for Spacecraft of Scientific and Socioeconomic Purposes and Measurements until 2025 <i>Kislyakov M. Yu., Logachev N. S., Petushkov A. M.</i>	62
The Correction of Temperature Error of Pressure Piezoelectric Sensors for Space Technology Products Malanin V. P., Kikot V. V., Efimov P. N.	72
Solid-State Electronics, Radio Electronic Components, Micro- and Nanoelectronics, Quantum Effect Devices	
Design of LNA Based on the Domestic ECB Using CAD AWR Petukh N. N., Belousov Yu. S., Garbuzenko A. P., Daryushkin K. O.	79
Dedicated to the 70th Anniversary of Joint Stock Company "Russian Space Systems"	
On Creating the World's First Strategic Long-Range Missile R-7 and Its Control System Startsev V. K.	92

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 3–10

___ КОСМИЧЕСКИЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРИБОРЫ. ____ РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

УДК 004.9: 629.78

Использование системного подхода к решению проблемных вопросов функционирования автоматизированного комплекса программ баллистико-навигационного обеспечения полетов КА ГНСС

В. В. Бетанов 1 , **В. К. Ларин** 2

¹д.т.н., проф., ²к.т.н. АО «Российские космические системы»

e-mail: betanov_vv@spacecorp.ru

Аннотация. В статье рассмотрены основные положения системного подхода к исследованию проблемных вопросов, возникающих в прикладных системах обработки информации. Принято за основу положение, что исследуемые системы имеют иерархическую структуру, объединяющую в целое определенное количество взаимосвязанных частей. Поэтому решение проблемы для анализируемой системы должно заключаться в выявлении несоответствия нормальной работе одной или нескольких частей, находящихся на одном или разных уровнях иерархии и определения метода решения в зависимости от структурированности проблемы. В рамках системного подхода предложена пошаговая технология в виде последовательных этапов решения. В качестве примера использования предлагаемой технологии проанализирована работа автоматического комплекса программ баллистико-навигационного обеспечения полетов КА ГНСС. В результате установлены составные части комплекса, содержащие вероятные ошибки, нарушающие нормальное функционирование. Определены методы их устранения. Сделан вывод о целесообразности использования системного подхода в виде предлагаемой технологической схемы для анализа работы аппаратно-программных объектов обработки информации в космической отрасли.

Ключевые слова: системный подход, проблема, система, предметная область

Using a Systematic Approach to Solving the Problematic Issues of Functioning of the Automated Complex of Programs for Ballistic and Navigational Support of GNSS Spacecraft Missions

V. V. Betanov¹, V. K. Larin²

¹doctor of engineering science, professor, ²candidate of engineering science Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: betanov_vv@spacecorp.ru

Abstract. The article describes the general provisions of the systematic approach to the study of the problems arising in the application systems for data processing. A thesis that the investigated systems have a hierarchical structure combining a certain amount of counterparts is taken as a basis. Therefore, the solution for the system under analysis should be in identifying the inconsistencies between the normal operation being on the same or different hierarchy levels and defining the method of solution depending on the problem structure. A step-by-step technology in the form of successive stages of solution is proposed in the frames of a systematic approach. A work of the automated complex of programs for ballistic and navigational support of GNSS spacecraft missions is given as an example of usage of the proposed technology. As a result, the component parts of the complex containing probable errors that disturb normal functioning were detected. Moreover, the methods for their elimination are defined. Conclusions are drawn about the practicability of using a systematic approach in the form of the proposed technological scheme for the analysis of work of the hardware and software objects for data processing in the space industry.

Key words: system approach, issue, system, subject area

Введение

Автоматизированный комплекс программ баллистико-навигационного обеспечения (АКП БНО) управления космических аппаратов (КА) представляет собой сложную техническую систему, функционирование которой связано с использованием при штатной работе следующих видов обеспечения: математического, программного, информационного, технического и других. Каждый вид обеспечения — это подсистема, состоящая из группы взаимосвязанных элементов. Бесперебойная работа элементов всех подсистем обеспечивает своевременное и качественное решение задач комплекса.

Эксплуатация АКП БНО показала, что в ряде случаев в силу различных причин происходит нарушение нормальной работы комплекса, выражающееся, как правило, либо в отсутствии решения, либо в получении решения с недопустимой точностью. Производимый оперативный анализ таких ситуаций дает возможность установить лишь факт существования проблемы, но не причин ее возникновения.

В статье предлагается обобщенная технология решения проблемных вопросов подобного рода. Дается описание примера использования технологии для выявления возможных причин анормальной работы АКП БНО и предложены методы их устранения. Предполагается, что процедура использования обобщенной технологии к разрешению таких ситуаций носит итеративный характер.

1. Обобщенная технология решения проблем

Определим центральные понятия, используемые в данной статье: системный подход, проблема, система и предметная область, необходимые для логического обоснования предлагаемой технологии решения проблемных вопросов [1–3].

Под системным подходом в работе понимается подход к исследованию объекта (проблемы, явления, процесса) как к системе, в которой выделены элементы, внутренние и внешние связи, наиболее существенным образом влияющие на исследуемые результаты его функционирования, а цели каждого из элементов определены исходя из общего предназначения объекта. В свою очередь, под проблемой — иерархически упорядоченная совокупность вопросов, характеризующих разницу между действительным и желаемым состоянием объекта.

Согласно классификации по степени структурированности все проблемы подразделяются на три класса:

- хорошо структурированные (well-structured), или количественно выраженные проблемы, которые поддаются математической формализации и решаются с использованием формальных методов;
- неструктурированные (unstructured), или качественно выраженные проблемы, которые описываются лишь на содержательном уровне и решаются с использованием неформальных процедур;
- <u>слабоструктурированные</u> (*ill-structured*), или смешанные проблемы, которые содержат как качественные элементы, так и малоизвестные, неопределенные стороны, которые имеют тенденцию доминировать.

Далее, предметная область — часть реального мира, рассматриваемая в пределах данного контекста. Под контекстом понимается область исследования, которая является объектом некоторой деятельности.

Наконец, под системой (от др.-греч. $\sigma \dot{\upsilon} \sigma \tau \eta \mu \alpha$ — целое, составленное из частей; соединение) понимается **множество элементов**, находящихся в отношениях и связях друг с другом, которое образует определенную целостность, единство, по своим свойствам превосходящее свойства входящих элементов.

При этом под решением проблемы понимается устранение несоответствия между желаемым и действительным состоянием объекта. В дальнейших рассуждениях будем использовать понятие «проблемы» применительно к оценке функционирования системы в определенной предметной области (ПО).

Предварительно заметим, что система (как и проблема) имеет иерархическую структуру, объединяющую в целое определенное количество взаимосвязанных частей. Поэтому решение проблемы для некоторой функционирующей системы может заключаться (в общем случае) в устранении выявленного несоответствия работы одной или нескольких частей, находящихся на одном или разных уровнях иерархии системы.

В случае нахождения решения не для всех частей системы, определенных как «зараженные», необходимо произвести оценку степени решения проблемы.

В качестве обобщенной технологии решения проблемы для некоторой системы можно рассмотреть следующую пошаговую последовательность этапов решения.

1-й шаг. Разложение системы на наиболее крупные функционально завершенные фрагменты первого уровня.

2-й шаг. Проведение анализа возможного несоответствия нормальному функционированию выделенных фрагментов (выявление «зараженных» частей системы).

3-й шаг. Формулировка проблемы для «зараженных» частей.

4-й шаг. Определение степени структурированности проблем работы «зараженных» частей.

5-й шаг. Выбор метода решения проблемы для каждой «зараженной» части системы (частная проблема).

6-й шаг. Нахождение решения частных проблем для «зараженных» частей системы.

7-й шаг. Разложение оставшихся частей с нерешенными проблемами функционирования на элементы следующего уровня иерархии системы (менее крупные) и проведение действий по шагам 1–6.

Разложения заканчиваются в двух случаях:

- дальнейшее разложение системы по функциональному признаку невозможно;
- найдены решения частных проблем для всех частей последнего уровня.

8-й шаг. Оценка решения проблемы функционирования системы по совокупному числу решенных частных проблем на уровнях иерархического разложения.

Основные методы системного анализа, используемые при решении проблемных вопросов

В табл. 1 приведен перечень основных методов системного анализа, используемых для решения рассматриваемых проблем [1–3].

Таблица	1.	Перечень	основных	методов	системного
		2	нализа		

Наименование методов	Интегральная характеристика
Аналитические методы Статистические методы Теоретико-множественные методы Лингвистические методы Семиотические методы Графические методы	Формальные методы — методы формализован- ного представления сис- тем
Морфологический подход Методы структуризации: «дерева целей», «прогноз- ного графа» и др. Методы Дельфи Методы экспертных оценок Методы «сценариев» Методы мозгового штурма (атаки)	Эвристические мето- ды — методы, направ- ленные на активизацию использования интуиции и опыта специалистов

В большинстве случаев формальные методы применяются для решения структурированных проблем, эвристические методы — для слабоструктурированных и неструктурированных проблем.

Из формальных методов наиболее часто используются аналитические и статистические методы, из эвристических методов — метод экспертных оценок, включая экспертные системы, морфологический подход и метод мозгового штурма.

Далее приводятся рекомендации по последовательности этапов решения проблемы в зависимости от степени ее структуризации.

Структурированные проблемы

- 1) Формулировка цели.
- Построение математической модели описания системы в виде совокупности элементов, связанных между собой определенными отношениями.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016



- Анализ модели на предмет отыскания «зараженных» частей, выбор метода решения.
- 4) Оценка решения проблемы.

Неструктурированные проблемы

- 1) Формулировка цели.
- Анализ системы на предмет отыскания «зараженных» частей, выбор метода решения.
- Формирование группы экспертов и использование метода мозгового штурма.
- Использование метода экспертных оценок, включая разработку экспертной системы (с учетом результатов п. 3).
- 5) Оценка решения проблемы.

Слабоструктурированные проблемы

- 1) Формулировка цели.
- Формирование альтернатив достижения цели; оценка этих альтернатив с помощью соответствующих критериев и выбор предпочтительной альтернативы.
- Анализ системы на предмет отыскания «зараженных» частей, выбор методов решения (формальных или эвристических) в зависимости от степени их структурированности.
- 4) Отыскание решения частных проблем.
- Оценка решения общей проблемы системы (с учетом результатов п. 4).

На рисунке приведена технологическая схема поиска решения проблемы в виде структурной схемы пошаговой технологии.

2. Использование обобщенной технологии для исследования работы АКП БНО

В качестве примера можно рассмотреть проблему неудовлетворительной работы АКП БНО, выражающуюся в недопустимом отклонении рассчитанных по измерениям текущих навигационных параметров характеристик движения КА от эталонных значений (финальные данные, приводимые в каталогах КА ГНСС). Предварительно уточним предметную область, к которой относится объект исследования. В данном случае она будет состоять из следующих основных видов обеспечения: математического (алгоритмического), программного, технического и информационного. Указанные виды обеспечения могут служить функциональными частями первого уровня разложения.

Проведение анализа возможного несоответствия нормальному функционированию выделенных частей показал, что поскольку решение было найдено, то функционировали все виды обеспечения. Однако если бы проблема заключалась в выходе из строя технического обеспечения (отсутствие электропитания на входе сервера, механическое повреждение его деталей и т. д.), то это привело бы к отсутствию решения. Но поскольку решение имело место, то техническую часть из дальнейшего рассмотрения можно исключить. Таким образом, к «зараженным» частям можно отнести алгоритмическую, программную и информационную части.

При этом формулировка проблемы остается прежней — неудовлетворительная точность полученного решения.

Все три оставшиеся части, содержащие возможные ошибки (проблемы), приводящие к существующему положению, имеют структурированный (алгоритмическая часть, по определению) и слабоструктурированный в целом (программная и информационная части) характер.

Вероятное существование проблемы в алгоритмической части приводит к необходимости ее дальнейшего разложения на составные части, а именно на модуль предварительной обработки траекторных измерений (ПРО) и модуль определения параметров движения КА (решение краевой задачи — КЗ).

Выходными данными ПРО является таблица сеансов измерений (траекторные измерения одного КА для одного измерительного пункта на заданном интервале времени). Количество сеансов будет определяться произведением одновременно измеряемых типов параметров на число измерительных пунктов. На этапе ПРО производится фильтрация (в том числе отбраковка) измерений текущих навигационных параметров по заданным критериям. При этом процент отбракованных данных должен составлять определенную часть от всех измерений, принятых в обработку и обеспечивающих сходимость решения задачи. При невыполнении этого условия измерительной информации, полученной КЗ для дальнейших расчетов, будет недостаточно, что может привести к недопустимым ошибкам в уточняемых параметрах движения КА.

Таким образом, одной из причин существующей проблемы может быть отсутствие условия необходимого минимума числа сеансов, а также числа измерений в сеансе, наличие которого в значительной степени объясняло бы неудовлетворительное решение задачи.

Модуль решения КЗ математически значительно сложнее модуля ПРО. В него входят: модель движения КА, матрицы частных производных от измерений по начальным условиям, статистические методы обработки измерений (например, метод наименьших квадратов — МНК), методы интегрирования дифференциальных уравнений движения, формирование и решение систем большого числа линейных уравнений, интерполяционные и аппроксимирующие полиномы и т. д. Традиционные условия решения подобных задач хорошо апробированы и, как правило, не вызывают затруднений. Вместе с тем наиболее уязвимым местом при решении K3 можно считать возможность плохой обусловленности матриц, используемых при решении нормальных уравнений для вычисления поправок к параметрам орбиты и другим уточняемым параметрам. Для МНК это матрица Грама. Целесообразным выходом из этого положения можно считать введение на этом этапе расчетов критерия степени обусловленности матриц.

Проблема в информационной части может быть сформулирована в двух вариантах:

- отсутствие всей или части необходимой информации;
- наличие ошибок в полученной информации для данного сеанса обработки.

Для установления причин возникновения проблемы необходимо разложение информационной части на следующий уровень иерархии, а именно источники информации: центральная база данных (ЦБД) и внутренний FTP-сервер системы дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ). Поскольку суть проблемы касается непосредственно информации, необходимо перейти на следующий уровень — информационный — распределение информации по источникам (табл. 2).

Т	абл	ица	2.	Источники	используемых	данных
---	-----	-----	----	-----------	--------------	--------

Источник информации	Вид информации
ЦБД	Навигационные сообщения: опера- тивные данные, альманах Справочные данные: логическая шкала сил, глобальные константы, технические характеристики сигна- лов, параметры возмущающих сил (например, ПВЗ), КА
Внутренний FTP-сервер	Rinex-файлы

Проанализируем вероятность наличия ошибок в информации, содержащейся в источниках. Так, для ЦБД:

– навигационные сообщения (оперативная информация и альманах) находятся в суперкадре, который поступает от КА наземным станциям каждые 2,5 мин. При приеме автоматически производится проверка на достоверность. Эти данные используются всеми Центрами — участниками ГНСС. При этом ошибки маловероятны;

 справочные данные записываются в базу единожды, тщательно проверяются, используются при каждом сеансе определения орбит КА ГНСС, что позволяет считать (по аналогии с навигационными сообщениями) маловероятным наличие в них погрешностей;

параметры вращения Земли — «считанные»
 с внешнего специального сервера данные о ПВЗ,
 представляемы в виде годовых массивов, содержащих суточные тройки информации (t, x_p, y_p — время и координаты полюсов), используемые всеми участниками ГНСС. Ошибки практически исключены.

Rinex-файлы заданного типа. Их содержание включает:

1. Файл данных наблюдений: время, псевдодальность, фаза, доплеровские поправки (ФДН).

2. Файл навигационных сообщений (ФНС).

3. Файл метеорологических данных (ФМД).

4. Файл навигационных сообщений ГЛОНАСС.

5. Файл навигационных сообщений GEO.

6. Файл данных часов спутников и приемников (ФДЧ).

7. Файл широкозонной корректирующей информации SBAS (ФШКИ).

Из представленных файлов рассмотрим ФДН, данные которого используются в сеансе обработки информации и могут содержать ошибки. При этом ФДН включает: время, псевдодальность, фазу, доплеровские поправки.

Возможны три варианта наличия частных проблем:

1. Отсутствие информации по какому либо из параметров.

2. Наличие некачественных данных.

3. Наличие неполного объема данных.

В первом варианте можно допустить отсутствие доплеровских измерений, в этом случае не будет «решения по скоростям», но решение задачи будет получено. Отсутствие информации о времени или псевдодальности, а также данных относительно фазы обусловливает невозможность определения уточненных параметров орбиты по какомулибо из КА.

Во втором варианте необходимо отделить некачественную информацию от качественной. Основным критерием такого разделения является угол места γ , под которым происходил прием сигнала от КА в зоне видимости измерительного пункта (ИП). Экспериментально было установлено, что при $\gamma \leqslant 70$ информация, полученная ИП, — некачественная (большой уровень шума за счет атмосферы). Соблюдение этого условия при загрузке информации в базу на первом этапе обработки ПРО позволит удалить некачественную информацию до начала расчетов и обеспечить необходимую точность.

В третьем варианте неполный объем информации обусловлен либо прохождением трассы по «краям» зон видимости ИП, либо удалением части информации по условию $\gamma \leq 70$. Наиболее радикальным выходом из этого положения является удаление данного КА из варианта обработки.

Программное обеспечение, как и алгоритмическое, целесообразно разложить на две основные программы комплекса: предварительную обработку измерений и определение параметров орбиты (следующий уровень).

Частные проблемы программ формулируются следующим образом: ПРО — формирование и запись в архив недостаточного количества качественных сеансов измерений по каждому КА; КЗ — определение параметров орбит КА с неудовлетворительной точностью.

Примем в качестве допустимого варианта, что алгоритмы ПРО и КЗ, трансформированные в коды программ, идентичны и не имеют ошибок. Учитывая, что программы представляют собой совокупность взаимосвязанных модулей, внутри которых производятся как аналитические расчеты, так и различные преобразования информации, необходимо продолжить «разложение» программного обеспечения (ПО) АКП на программные модули. Первый уровень для ПО: общие модули автоматизированного комплекса программ (АКП), ПРО, КЗ. Продолжим разложение частей ПО на следующем нижнем уровне.

Общие модули АКП:

- настройки режимов работы и конфигурации комплекса (формирование файла настроек);
- программные модули взаимодействия с базой данных (БД);
- программные модули взаимодействия с файловыми архивами.

Предварительная обработка измерительной информации (ПРО):

- формирование сеансов измерений текущих навигационных параметров (ИТНП);
- обработка и фильтрация сеансов ИТНП;
- формирование наборов базовых линий;
- формирование разностных измерений;
- фильтрация сеансов разностных измерений;
- определение местоположения (ОМП) по кодовым измерениям дальности;
- статистическая оценка результатов ОМП.

Оперативное уточнение параметров орбит навигационных КА (КЗ):

- решение краевой задачи;

- уточнение частотно-временных поправок (ЧВП);
- формирование архива соответствующих файлов.

Практика эксплуатации ПО АКП показала, что одной из основных проблем определения параметров орбит навигационных КА является выявление «скачков» фазовых измерений (обработка и фильтрация сеансов измерений в ПРО), отражающих нарушение приема и потерю счета целого числа фазовых циклов в фазоизмерительном устройстве.

В ПРО реализована проверка фазовых измерений с помощью методов, основанных на использовании комбинаций Мельбурна-Вуббена и Geometry-Free [2]. Однако указанные методы не решают до конца проблемы «скачков» и в случае попадания таких измерений в модуль КЗ приводят к решениям с неудовлетворительной точностью. Выходом из положения является разработка экспертно-диагностической системы (ЭДС) для конкретного случая. В настоящее время разработан прототип ЭДС для оценки модуля местоположения (модуль ПРО) [4-6], который может послужить технологическим образцом для разработки ЭДС — «скачки».

В остальных модулях возможны случайные ошибки, допущенные при написании программ. Их выявление производится на этапе тестирования комплекса как обязательной процедуры, проводимой до использования АКП на практике.

Заключение

Рассмотренный подход к решению проблем сбоев в работе АКП БНО позволяет сделать следующие выводы.

1. Для анализа и решения проблем, возникающих при работе АКП БНО, рекомендуется рассматривать комплекс как систему с иерархической структурой.

2. Предлагается обобщенная технология решения проблем работы функционально сложных

систем в виде восьми этапов, основными элементами которых являются составные части, полученные разложением системы по функциональному признаку. Определена степень их структурированности и предложено решение частных проблем для «зараженных» частей с использование методов системного анализа.

3. Рассмотрены возможные варианты проблем в работе АКП БНО, уточнены составные части комплекса, содержащие вероятные ошибки в «зараженных» модулях, и предложены методы их исправления.

4. Предлагаемая технологическая схема решения проблем в рамках системного подхода может найти применение при оценке работы аппаратнопрограммных систем космической отрасли.

Список литературы

- 1. Тарасенко Ф. П. Прикладной системный анализ: Учебник. Томск: Издательство Томского университета, 2004.
- 2. Генике А.А., Побединский Г.Г. Глобальные спутниковые системы, определение местоположения и их применение в геодезии. М.: Картгеоцентр, 2004.
- 3. Методика системного анализа. Реферат. Mht. 2014.
- 4. Бетанов В. В., Ларин В. К., Позяева З. А. База знаний для программного модуля определения местоположения приемника. Сб. статей № 6 «ИТМиВТ им. С. А. Лебедева РАН», 2015.
- 5. Бетанов В.В., Ларин В.К., Позяева З.А. К вопросу анализа причин возникновения сбоев в аппаратно-программном комплексе уточнения эффемеридно-временной информации ГНСС // Научно-технический журнал «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы», 2014, т. 1, вып. 1. С. 55–60.
- Бетанов В. В., Ларин В. К., Позяева З. А. Прототип экспертной диагностической системы поиска и коррекции скачков в безразностных фазовых измерениях // Научно-технический журнал «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы», 2014, т. 1, вып. 3. С. 73–81.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 11–27

_ КОСМИЧЕСКИЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРИБОРЫ. _____ РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

УДК 629.78

О понятийных основах радионавигации

А.А.Поваляев

д.т.н., АО «Российские космические системы»

e-mail: povalyaev_aa@spacecorp.ru

Аннотация. В современной учебной и научной литературе по спутниковой навигации для описания принципов функционирования системы используются понятия псевдодальности и псевдозадержки. Псевдодальность определяется как произведение псевдозадержки на скорость света. Псевдозадержка τ_{n_3} определяется как разность $\tau_{n_3} = t_r - t^{tr}$ между временем t_r приема навигационного сигнала в шкале времени приемника и временем t^{tr} его излучения в шкале времени навигационного спутника. Каким образом навигационный приемник узнает значение t^{tr} , каково смысловое содержание терминов «шкала времени» и «момент времени в той или иной шкале», чем время по шкале отличается от физического времени, используемого в учебниках по физике, в литературе не раскрывается. Более того, во многих работах в явной или неявной форме псевдозадержку τ_{n_3} трактуют как интервал времени без пояснений того, имеется ли при этом в виду интервал физического времени или же интервал времени по какой-либо шкале.

На основе критического обзора выявляются противоречия в системе понятий, используемых в современной учебной и научной литературе для описания принципов функционирования ГНСС. Вводится новая система понятий, основанная на определении понятий шкалы времени и показаний спутниковых часов, устраняющая выявленные противоречия. На основе использования вновь введенных понятий предлагаются существенные упрощения в построении наземных РНС.

Ключевые слова: ГНСС, псевдодальность, псевдозадержка, шкала времени, спутниковые часы

On Conceptual Fundamentals of Radio Navigation

A. A. Povaljaev

doctor of engineering science, Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: povalyaev_aa@spacecorp.ru

Abstract. The current educational material and academic literature dedicated to satellite navigation describe the operating principles of the ground positioning systems and the satellite radio-navigation systems. Such terms as pseudorange and pseudodelay are used in the aforementioned sources. Pseudorange is defined as being the product of pseudodelay by light speed. The pseudodelay τ_{n_3} is defined as being the $\tau_{n_3} = t_r - t^{tr}$ difference between reception time t_r of the navigation signal on the receiver timescale and the signal transmission time t^{tr} on the satellite timescale. However, the aforementioned sources do not contain any explanation regarding the following issues: how does the receiver determine the value of t^{tr} , what do the terms "timescale" and "epoch on any given timescale" mean, and what is the difference between the time according to timescale and the actual wall-clock time, which is used in physics textbooks. Moreover, many aforementioned sources define the pseudodelay τ_{n_3} , either expressly or implicitly, as the time interval without explaining, whether it is meant to be an interval of the actual time or the time interval within any particular timescale.

Nowadays the most difficult and at the same time the most accomplished ones are the global navigation satellite systems (GNSS). Based on the critical review the contradictions have been revealed in the paradigm used in modern educational material and academic literature, which focus on the operating principles of the GNSS. The new paradigm is introduced based on defining the notions of the timescale and satellite clock time. This new paradigm eliminates the revealed contradictions. The substantial simplification of the system development of the ground positioning systems is suggested based on the newly reintroduced notions and paradigms.

Key words: GNSS, pseudorange, pseudodelay, timescale, satellite clock time

Введение

В настоящее время во всем мире эксплуатируется несколько родственных по своим понятийным основам типов радионавигационных систем (PHC), таких как глобальные навигационные спутниковые системы (ГЛОНАСС, GPS [1–14]), наземные сверхдлинноволновые системы (Omega, Альфа, Маршрут [4, 15]), наземные длинноволновые системы (Loran-C, Чайка [4]). Все эти системы структурно представляют собою сеть неподвижных либо движущихся радионавигационных точек (PHT), излучающих синхронно навигационные сигналы. Моменты времени, определяемые этими синхронно излучаемыми сигналами, принято называть шкалой временем системы.

Среди перечисленных систем наиболее сложные и в то же время наиболее совершенные глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС). Соответственно описание принципов функционирования ГНСС требует использования наиболее сложных понятийных основ. Для остальных РНС понятийные основы более простые и являются частным случаем понятийных основ ГНСС.

Обзор понятий, используемых в современной учебной и научной литературе для описания принципов функционирования ГНСС

В литературе [1–14] описываются принципы функционирования ГНСС. При этом используются термины псевдодальности и псевдозадержки. Псевдодальность во всех источниках определяется как произведение псевдозадержки на скорость света. Псевдозадержка $\tau_{n3} = t_r - t^{tr}$ в [1–14] определяется как разность между временем t_r приема навигационного сигнала в шкале времени приемника и временем t^{tr} его излучения в шкале времени навигационного спутника. Каким образом навигационный приемник узнает значение t^{tr} , каково смысловое содержание терминов «шкала времени» и «момент времени в той или иной шкале», чем время по шкале отличается от физического времени, используемого в учебниках по физике, в [1-14] не раскрывается. Более того, в работах [1-9] в явной или неявной форме псевдозадержку $\tau_{n_3} = t_r - t^{tr}$ трактуют как интервал времени без пояснений того, имеется ли при этом в виду интервал физического времени или же интервал времени по какой-либо шкале.

Для описания принципов функционирования ГНСС в [1–14] в явной или неявной форме используется рис. 1, который мы заимствовали из учебника [4]. Аналогичные рисунки в тех же целях используются в [2, 8, 9, 12].



Рис. 1. Представление псевдозадержки в виде интервала времени

Принципы функционирования ГНСС и понятие псевдозадержки с помощью рисунков, аналогичных рис. 1, поясняются следующим образом. Навигационные спутники в повторяющиеся с периодом $T_{\rm изл}$ моменты времени $t_{01}, t_{02}, t_{03}, \ldots$ на шкале времени системы (ШВС) излучают навигационные сигналы (т.е. неявно предполагается, что навигационный сигнал является импульсным). Собственный опорный генератор навигационного приемника порождает следующие с тем же периодом $T_{\rm изл}$ опорные моменты времени $t_{\rm or1}, t_{\rm or2}, t_{\rm or3}, \ldots,$ задающие шкалу времени навигационного приемника (ШВП). Сигналы, излучаемые спутниками в моменты времени $t_{01}, t_{02}, t_{03},$ принимаются по ШВП в моменты времени $t_{n1}, t_{n2}, t_{n3}, \dots$ (т. е. еще раз неявно предполагается импульсный характер навигационного сигнала). Для удобства на рис. 1 моменты времени излучения t_{01} , t_{02} , t_{03} соединены с моментами приема $t_{n1}, t_{n2}, t_{n3}, \ldots$ наклонными пунктирными стрелками.

В общем случае ШВП смещена относительно ШВС на неизвестную для навигационного приемника величину ΔT , показанную на рис. 1 и определяемую в [4] как $\Delta T = t_{0i} - t_{ori}$.



Навигационный приемник осуществляет измерения задержек спутниковых сигналов в своей шкале, т. е. он полагает, что сигналы со спутников излучаются в опорные моменты времени $t_{or1}, t_{or2}, t_{or3}, \ldots$ на шкале ШВП, в то время как реально они излучаются в моменты времени $t_{01}, t_{02}, t_{03}, \ldots$ В результате в навигационном приемнике по каждому *j*-му спутнику, находящемуся в зоне видимости, будет измерена не задержка τ_3^j распространения сигнала от *j*-го спутника до навигационного приемника, а псевдозадержка τ_{13}^j

$$\tau_{\Pi_3}^j = \tau_3^j + \Delta T, \quad j = \overline{1, J}, \tag{1}$$

где J — общее количество спутников, отслеживаемых в навигационном приемнике. Таким образом, согласно рис. 1, псевдозадержка $\tau_{\rm пз}^{j}$ в навигационном приемнике формируется путем измерения длительности интервала времени, который начинается в моменты времени $t_{\rm ori}$ и заканчивается в моменты $t_{\rm пi}$.

Псевдозадержка (1), будучи умноженной на скорость света c, порождает псевдодальность ρ^{j}

$$\rho^{j} = c\tau_{\Pi 3}^{j} = c\left(\tau_{3}^{j} + \Delta T\right) = R + c\Delta T = = \sqrt{(x_{\Pi} - x^{j}) + (y_{\Pi} - y^{j}) + (z_{\Pi} - z^{j})} + \Delta R_{\Pi}, \quad (2)$$
$$j = \overline{1, J},$$

где $x_{\rm n}$, $y_{\rm n}$, $z_{\rm n}$ — неизвестные координаты навигационного приемника, x^j , y^j , z^j — известные координаты *j*-го спутника, извлекаемые из его навигационного сообщения, $\Delta R_{\rm n} = c\Delta T$ — выраженное в метрах неизвестное смешение ШВП относительно ШВС.

Псевдозадержки ρ^{j} , измеренные не менее чем по четырем спутникам ($J \ge 4$), позволяют образовать систему уравнений (2) относительно четырех неизвестных x_{Π} , y_{Π} , z_{Π} , ΔR_{Π} , из решения которой находятся оценки \hat{x}_{Π} , \hat{y}_{Π} , \hat{z}_{Π} , $\Delta \hat{R}_{\Pi}$.

2. Критика понятийной модели, используемой в современной учебной и научной литературе для пояснения принципов функционирования ГНСС

Показанная в разд. 1 понятийная модель, которую для удобства дальнейшего изложения будем называть старой, использует термины, смысловое содержание которых является размытым и иногда бессмысленным. Применение этих терминов приводит в старой модели к противоречиям. Рассмотрим несколько примеров, подтверждающих данное утверждение.

1. В современных ГНСС сигналы навигационных спутников являются непрерывными периодическими псевдослучайными последовательностями (ПСП). Что в таком случае понимается под моментами излучения и приема непрерывных сигналов, ведь такие сигналы излучаются и принимаются в любой момент времени и в этом смысле любой момент времени является моментом излучения и приема?

2. Если задержка τ_3^j сигнала на рис. 1 превышает период $T_{_{\rm ИЗЛ}}$, то измерения псевдозадержки становятся неоднозначными и могут быть выражены как $\tau_{_{\Pi 3}}^j = \tau_{_{\Pi 3H}}^j + k^j T_{_{\rm ИЗЛ}}, j = \overline{1,J}$, где $\tau_{_{\Pi 3H}}^j$ — неоднозначные измерения псевдозадержки, сформированные при использовании на ШВП в качестве опорного, того момента времени среди $t_{_{\rm Or1}}, t_{_{\rm Or2}}, t_{_{\rm Or3}}, \ldots$, который является ближайшим и предшествующим моменту приема, k^j — неопределенное целое число. Такая же неоднозначность возникает, если модуль $|\Delta T|$ смещения ШВП относительно ШВС превышает период $T_{_{\rm ИЗЛ}}$.

В принципе, рассмотренные неоднозначности измерений псевдозадержки могут быть разрешены с помощью привлечения грубых априорных сведений о задержке $au_3^{\mathcal{I}}$ и смещении ΔT ШВП относительно ШВС. При этом суммарная ошибка грубых априорных сведений о задержке au^{\jmath}_{3} и смещении ΔT не должна превышать Тизл/2. По таким априорным сведениям с помощью формулы (1) может быть вычислено грубое значение $au_{ ext{пзгр}}^{\mathcal{I}}$. Наличие такой грубой оценки псевдозадержки позволяет записать следующее приближенное равенство: $au_{\rm пзгр}^{\jmath} pprox au_{\rm пзг}^{\jmath} +$ + $k^j T_{_{\rm ИЗЛ}}$. Неточность этого равенства не превышает $T_{_{\rm H3J}}/2$. Отсюда нетрудно получить формулу для вычисления неопределенного целого $k^j = \langle (au^j_{ ext{nsrp}} (- au_{\rm \Pi 3H}^{\jmath})/T_{
m из \pi}
angle, \ j = \overline{1,J},$ где операция $\langle x
angle$ означает вычисление целого ближайшего к х. В учебном пособии [7] описывается именно этот способ разрешения неоднозначности измерений псевдозадержки в ГНСС, хотя ни в каких реальных навигационных приемниках он никогда не используется.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016

3. Согласно рис. 1 измерения псевдозадержек осуществляются в моменты времени приема t_{n1} , t_{n2}, t_{n3}, \ldots сигналов, излученных в моменты времени t₀₁, t₀₂, t₀₃, Но измерения псевдозадержек должны осуществляться одновременно не менее чем по четырем спутникам. Из-за различия дальностей до спутников моменты времени t_{n1}^{j} , t_{n2}^{j} , t_{n3}^{j} , ... приема сигналов от *j*-го спутника в навигационном приемнике не будут совпадать с моментами $t_{\pi 1}^k, t_{\pi 2}^k,$ $t_{\pi 3}^k, \ldots$ приема сигналов от k-го спутника. Таким образом, если измерения псевдозадержки по каждому спутнику осуществлять в моменты приема сигналов этого спутника, то такие измерения по разным спутникам будут происходить в разные моменты времени. Тогда к какому моменту времени следует относить оценки $\widehat{x}_{\Pi}, \widehat{y}_{\Pi}, \widehat{z}_{\Pi}, \Delta R_{\Pi}$, найденные из решения системы нелинейных уравнений (2)?

4. Измерения псевдозадержек по всем спутникам в навигационном приемнике должны осуществляться в единые моменты времени $t_{\mu_{3M}}$. В качестве таковых можно использовать, например, опорные моменты $t_{\rm or1}, t_{\rm or2}, t_{\rm or3}, \ldots$, показанные на рис. 1. Положение этих моментов на ШВП определяется (задается) сигналом собственного генератора навигационного приемника. Однако для того, чтобы измерения псевдозадержек, соответствующих разным НКА, осуществлялись в единые моменты $t_{\rm H3M}$, необходимо, чтобы соответствующие им моменты излучения сигналов с разных спутников были разными и предшествовали моментам измерения $t_{\rm H3M}$ на время распространения сигналов от разных спутников до навигационного приемника. Для удобства будем далее эти моменты времени называть моментами предшествия моменту измерения $t_{\rm изм}$ и обозначать их как $t_{\rm np}^{\jmath}$, где верхний индекс *j* обозначает номер спутника. Времена распространения сигналов разных спутников могут быть произвольными в пределах определяемых положением потребителя и высотами орбит спутников. Отсюда видим, что введенное неявно предположение о импульсном характере навигационного сигнала не может быть принято потому, что спутники не могут излучать импульсы в моменты времени, предшествующие моментам проведения измерений в приемниках всего множества потребителей.

Для того, чтобы преодолеть описанные выше противоречия старой понятийной модели, необходимо ввести новые понятия, рассматриваемые в следующем разделе.

3. Определение смыслового содержания понятий «шкала времени» и «время по шкале»

Выявленные выше противоречия старой понятийной модели радионавигации не могут быть устранены без определения смыслового содержания понятий «шкала времени» и «время по шкале». Несмотря на широкое использование в литературе [1–14] этих терминов, автору не удалось найти в ней определения их смыслового содержания. Поэтому попытаемся определить смысловое содержание понятий «шкала времени» и «время по шкале» самостоятельно.

Далее, для исключения путаницы, между терминами «время» и «время по шкале» везде вместо термина «время» будем использовать термин «физическое время», под которым будем понимать идеальное, абсолютно равномерно текущее время, используемое в учебниках по физике. Для обозначения физического времени будем использовать символ t.

Определение смыслового содержания понятий «шкала времени» и «время по шкале» требует определения смыслового содержания понятия фазы, а также введения различий в определение смыслового содержания понятия фазы. Опять, несмотря на широкое использование в литературе термина «фаза», автору не удалось найти определения его смыслового содержания. В учебнике [16] приводится математическое определение понятия фазы для гармонического или в более общем случае квазигармонического процесса либо сигнала (далее сигнала) $a(t) = A(t) \cos \varphi(t)$. Здесь A(t) — медленно изменяющаяся амплитуда сигнала, $\varphi(t)$ — медленно изменяющаяся фаза сигнала (в радианах), которая является аргументом гармонической функции. Аргумент $\varphi(t)$ связан с мгновенной угловой частотой сигнала $\omega(t)$ соотношением

$$\varphi(t) = \int_{0}^{t} \omega(x) \, dx + \varphi_0, \tag{3}$$

где $\omega(t) = 2\pi f(t), f(t)$ — мгновенная частота (в герцах). Первое слагаемое в правой части (3)

определяется как приращение фазы на интервале времени 0-t, а φ_0 определяется как начальная фаза, т. е. значение фазы $\varphi(t)$ в момент t = 0. Понятие мгновенной угловой частоты $\omega(t)$ при этом является производной от фазы $\varphi(t)$:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}.$$
(4)

Для строго гармонического сигнала частоты ω и f являются константами и фаза меняется равномерно или линейно $\varphi(t) = \omega t + \theta_0$. В случае квазигармонического сигнала $\omega(t)$ — медленно меняющаяся функция физического времени t и фаза изменяется неравномерно. Выражения (3), (4) позволяют геометрически интерпретировать фазу квазигармонического сигнала как угол $\varphi(t)$ вектора переменной длины A(t), вращающегося с медленно меняющейся мгновенной угловой скоростью $\omega(t)$.

Далее в качестве единицы измерения фазы будем использовать цикл, который являются более удобным для нашего дальнейшего рассмотрения. 1 цикл равен 2π радиан. Выражения (3) и (4) в этом случае преобразуются к виду $\varphi(t) =$ $= \int_0^t f(x) dx + \varphi_0, f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}.$

На практике часто возникает необходимость вводить в рассмотрение разновидности понятия фазы в виде дольной и полной фазы. Дольная фаза $\varphi_{\rm g}(t)$ — это фаза, лежащая в пределах 1-го цикла $0 \leqslant \varphi_{\rm g} < 1$. Полная фаза $\varphi_{\rm n}(t)$ может принимать произвольные значения, т. е. содержать в своем составе, помимо дольной фазы $\varphi_{\rm g}(t)$, целое число циклов n(t), отсчитываемых в каждый момент физического времени t от некоторого заранее определенного начала:

$$\varphi_{\Pi}(t) = \varphi_{\Pi}(t) + n(t). \tag{5}$$

При проведении фазовых измерений могут возникать ситуации, когда целое число n(t), входящее в состав полной фазы (5), отличается от его истинного значения на неопределенное целое число циклов. Такую полную фазу будем называть неоднозначно полной.

Интервал физического времени t, на котором полная фаза нарастает на 1 цикл, будем называть цикловым интервалом. В случае неравномерного изменения фазы цикловые интервалы будут иметь различную длительность.

Дольная фаза сигнала может быть получена из полной фазы добавлением либо вычитанием такого целого числа циклов, чтобы результат лежал в пределах от 0 до 1 цикла. Как известно, добавление целого числа 2π (целого числа циклов) к аргументу гармонической функции не изменяет значения этой функции. В этом смысле полная и дольная фазы эквивалентны друг другу.

Понятие фазы применимо не только к гармоническим или квазигармоническим сигналам. На рис. 2, δ показано изменение во времени псевдослучайной последовательности (ПСП) 11110 00100 11010 при неравномерном изменении ее фазы, а на рис. 2, a показан график этой неравномерно изменяющейся фазы.



Рис. 2. ПСП с неравномерным изменением фазы

На рис. 2, δ показаны две одинаковые по структуре ПСП 11110 00100 11010, располагающиеся на разных по длительности цикловых интервалах физического времени. Каждый из этих цикловых интервалов начинается и заканчивается в момент переднего фронта импульса, соответствующего первой единице в группе из 4 подряд идущих единиц в структуре ПСП. Приращение фазы этих ПСП на этих разных цикловых интервалах одинаково и равно одному циклу (2π радиан).

Рассмотренный пример показывает, что для определения понятия фазы сигнала следует различать понятие временного и структурного периодов сигнала. Под временным периодом обычно понимается периодически повторяющийся, строго одинаковый интервал физического времени. Под структурным периодом следует понимать тот интервал физического времени, на котором повторяются все элементы структуры сигнала. Этот период может иметь переменную длительность, но приращение фазы сигнала на нем всегда равно 1 циклу. В случае равномерно изменяющейся фазы интервалы времени, на которых приращение фазы нарастает на 1 цикл, становятся одинаковыми и тогда понятия структурного и временного периодов совпадают.

Опираясь на понятие структурного периода сигнала, понятие дольной фазы $\varphi_{\rm d}(t)$ этого сигнала в циклах можно определить как ту долю его структурного периода (цикла), которая наблюдается в каждый момент физического времени t. Полная же фаза сигнала определяется как целое число структурных периодов (циклов) плюс дольная фаза текущего структурного цикла, которые наблюдаются на интервале от начала счета физического времени до текущего момента t.

В человеческой практике определение количественного значения физического времени t всегда осуществляется с помощью некоторых часов, под которыми понимается совокупность средств и действий, направленных на определение количественного значения физического времени как полной фазы некоторого периодически повторяющегося процесса, лежащего в основе указанных часов. В качестве такого процесса могут использоваться колебания маятника, сигнал электрического генератора, вращение Земли либо излучение атомов при их переходе между разными энергетическими уровнями, определяющее атомное время. Далее процесс либо сигнал, лежащий в основе часов, для краткости будем называть процессом либо сигналом этих часов. Под количественным определением физического времени t будем понимать определение для каждого его момента числа T(t), обозначающего значение времени в этот момент. Указанное число T(t) будем называть показаниями соответствующих часов на рассматриваемый момент физического времени t.

Разные часы идут с разной точностью. Точность часов определяется стабильностью процесса этих часов. Поэтому возникает необходимость выделить среди известных природных процессов наиболее стабильный и использовать показания часов, построенных на его основе, в качестве эталонных. В соответствии с международными соглашениями в настоящее время в качестве процесса эталонных часов используется излучение цезиевого атомнолучевого стандарта. Секунда как единица физического времени определена равной 9192631770 периодам излучения, соответствующего переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133. Однако если сравнивать показания двух эталонных часов, использующих разные экземпляры устройства, осуществляющего счет периодов излучения атомов цезия-133, то со временем и эти часы начнут расходиться. Происходит это потому, что любой периодический процесс, используемый для определения количественного значения физического времени, обладает нестабильностью и эта нестабильность приводит к тому, что со временем даже очень точные часы расходятся. Таким образом, показания T(t) любых часов являются лишь приближением к тому, что является физическим временем t.

Показания любых часов формируются как сумма их начальной установки, приращения полной фазы процесса часов на интервале физического времени от момента начальной установки до текущего момента и возможных коррекций показаний часов на том же интервале физического времени. Если показания часов определяются в секундах, то на интервале времени от момента начальной установки количественное приращение времени определяется как приращение полной фазы процесса часов, приведенной к 1 Гц. Под этим понимается приращение полной фазы процесса часов, деленное на номинальное значение частоты этого процесса. Например, приведенное к 1 Гц приращение полной фазы излучения цезиевого атомно-лучевого стандарта определяется как приращение полной фазы этого излучения, деленное на 9192631770.

Таким образом, показания часов T(t) являются фазой, значение которой используется для количественного определения физического времени. В момент считывания показаний часов (т. е. в момент определения количественного значения физического времени) фаза трактуется как время, а размерность фазы заменяется на размерность времени.

Определим понятие «шкалы времени» как моментов физического времени t, задаваемых показаниями часов, лежащих в основе рассматриваемой шкалы [17, 18]. Тогда понятие времени по шкале определяется как показания часов, лежащих в основе шкалы, на любой момент физического времени t. В один и тот же момент физического времени разные часы могут иметь разные показания (разное время на разных шкалах) и в разные моменты физического времени разные часы могут иметь одинаковые показания (одинаковое время на разных шкалах). Под смещением шкал времени будем понимать разность показаний часов одной шкалы относительно часов другой в один и тот же момент физического времени. При этом разность показаний часов на один и тот же момент физического времени не следует путать с интервалом между моментами физического времени, в которые показания часов одинаковы. Вследствие того, что любые часы нестабильны, разность показаний часов на один и тот же момент физического времени в общем случае не равна интервалу времени между моментами одинаковых показаний этих часов.

4. Описание принципов функционирования ГНСС на основе новой понятийной модели

Сигналы, излучаемые навигационными спутниками в современных ГНСС, представляют собой модулированные по фазе высокочастотные несущие колебания в диапазоне ~1,2-1,6 ГГц. Модуляция несущих колебаний осуществляется двухслойным сигналом. Нижний слой представляет собой непрерывные, периодически повторяющиеся ПСП, по которым осуществляется измерение псевдодальностей. Номинальный период этих ПСП в сигналах открытого доступа систем ГЛОНАСС и GPS равен 1 мс. Верхний слой образуют двоичные символы навигационного сообщения длительностью 20 мс, которые инверсно модулируют периодически повторяющиеся ПСП нижнего слоя. Формирование ПСП в бортовой аппаратуре спутников осуществляется из сигнала высокостабильного атомного стандарта частоты. Полная фаза ПСП, излучаемой каждым спутником, интерпретируемая как показания часов, задает бортовую шкалу времени (БШВ) этого спутника.

В соответствии с определением (5) полная фаза $\varphi_{\Pi}(t)$ ПСП на каждый текущий момент физического времени t задается дольной фазой $\varphi_{\pi}(t)$ этой ПСП и целым числом n(t) полных периодов ПСП, укладывающихся на интервале от некоторого заранее определенного условного начала до текущего момента t. Например, в системе ГЛОНАСС таким условным началом является 00 ч 00 мин 00 с 1 января 1996 г. по московскому декретному времени, определяемому как UTC(SU)+3 ч. Для задания целого числа циклов n(t) в навигационные сообщения спутников закладываются специальные сигналы меток времени и оцифровки ζ^{j} этих меток. Под сигналом метки времени понимается заранее определенная последовательность импульсов в навигационном сообщении. Момент появления заднего либо переднего фронта определенного импульса в сигнале метки времени является самой меткой времени. Далее этот момент будем называть меточным моментом. Например, в системе ГЛОНАСС меточным моментом является момент заднего фронта последнего импульса сигнала метки времени, а в GPS меточный момент — момент переднего фронта первого импульса сигнала метки времени. Под оцифровкой ζ^{j} меточного момента понимаются показания часов *j*-го спутника на его борту в этот момент. На рис. З показаны характерные моменты времени в излучаемом (рис. 3, а) и принимаемом (рис. 3, б) сигнале. Стрелками, ориентированными вверх, на рис. 3, а показаны моменты начала периодов ПСП в излучаемом сигнале, или, иными словами, моменты миллисекунд по БШВ. Большой стрелкой выделен меточный момент. Символ ζ^{j} , показанный над большой стрелкой, обозначает оцифровку этого меточного момента. Соответствующие моменты времени в принимаемом сигнале показаны на рис. 3, б в виде черточек с крестиками. Черточками, ориентированными вниз, на рис. 3, б показаны



Рис. 3. Метки времени и их оцифровки в излучаемых и принимаемых сигналах ГНСС

некоторые в общем случае произвольные меточные моменты ШВП. В общем случае не предполагается, что эти моменты времени имеют какую-либо оцифровку.

В момент времени на ШВП, помеченный на рис. З, б символом $t_{_{\rm ИЗМ}}$, в навигационном приемнике проводится измерение дольной фазы $\hat{\xi}^{j}(t_{_{\rm ИЗM}})$ ПСП *j*-го спутника. Выраженная в циклах, эта фаза равна доле периода b/a в принимаемом сигнале, прошедшей от начала периода ПСП до момента физического времени $t_{_{\rm ИЗМ}}$. Величину $\hat{\xi}^{j}(t_{_{\rm ИЗМ}})$ невозможно отобразить на рис. З, так как для этого необходимо ввести вертикальную ось, вдоль которой будет откладываться фаза (показания часов). Такое отображение будет сделано далее на рис. 5 в виде показаний часов.

Как видно из рис. 3, измеренное в приемнике значение дольной фазы $\hat{\xi}^{j}(t_{\rm изм})$ с точностью до целого числа миллисекунд и ошибок слежения совпадает с показаниями спутниковых часов на момент предшествия $t_{\rm пp}^{j}$ моменту измерения $t_{\rm изм}$. Оценка $\hat{T}^{j}(t_{\rm np}^{j})$ полных показаний часов *j*-го спутника в секундах на момент предшествия $t_{\rm np}^{j}$ вычисляется в процессоре навигационного приемника по формуле

$$\widehat{T}^{j}\left(t_{\rm np}^{j}\right) = 10^{-3}\left(\zeta_{\rm Mc}^{j} + n^{j} + \widehat{\xi}^{j}\left(t_{\rm H3M}\right)\right), \quad j = \overline{1, J},$$
(6)

где $\zeta^j_{\rm MC}$ — оцифровка последней принятой метки времени, выраженная в миллисекундах; n^j — целое количество периодов принятой ПСП, лежащих на интервале времени от последней принятой и оцифрованной метки времени, до момента измерения $t_{\rm изм}$ (в примере, показанном на рис. 3, $n^j =$ = 2). Описанные выше действия и привлекаемые для этого средства по оцениванию показаний часов *j*-го спутника на момент предшествия можно назвать канальными часами *j*-го спутника в навигационном приемнике, а оценки, определяемые по формуле (6), — показаниями этих часов. Для удобства дальнейшего рассмотрения показания канальных часов, относящиеся к моменту измерения $t_{_{\rm H3M}},$ будем обозначать как $T^j_{\mathrm{KaH}}ig(t_{\mathrm{ИЗM}}ig),$ т.е. $T^{j}_{\mathrm{KaH}}ig(t_{\mathrm{ИЗM}}ig) =$ $= \hat{T}^{j}(t_{nn}^{j})$. Вычисления по формуле (6) можно интерпретировать так же, как разрешение миллисекундной неоднозначности оценок $\hat{\xi}^{j}(t_{\text{изм}})$ показаний спутниковых часов.

Введенные в рассмотрение канальные часы схематично показаны на рис. 4 малыми окружностями. Очевидно, что количество канальных часов навигационного приемника равно числу его каналов.

Помимо канальных часов, в навигационном приемнике используются его собственные часы, схематично показанные на рис. 4 нижней большой ок-, ружностью. Собственными часами приемника на-(6) зываются часы, показания которых определяют



Рис. 4. Модель навигационного приемника как совокупность часов

моменты проведения измерений, т.е. задают шкалу времени приемника.

Координаты навигационного приемника и показания часов системы на момент $t_{\rm изм}$ можно определять, опираясь только на показания канальных часов. Приемник из навигационных сообщений выделяет значения коэффициентов полиномиальных моделей, позволяющих вычислить оценки смещений $\Delta \widehat{T}^{j}_{\rm cuc}(t^{j}_{\rm np})$ показаний часов всех отслеживаемых спутников относительно показаний часов системы на момент предшествия $t^{j}_{\rm np}$ и далее по этим оценкам вычисляет оценки самих показаний часов системы на моменты предшествия $t^{j}_{\rm np}$:

$$\begin{aligned} \widehat{T}_{\rm chc}(t^{j}_{\rm np}) &= \widehat{T}^{j}(t^{j}_{\rm np}) - \Delta \widehat{T}^{j}_{\rm chc}(t^{j}_{\rm np}) = \\ &= T^{j}_{\rm Kah}(t_{\rm H3M}) - \Delta \widehat{T}^{j}_{\rm chc}(t^{j}_{\rm np}), \quad j = \overline{1, J}. \end{aligned}$$
(7)

Применяя параметры математических моделей движения спутников, передаваемые в навигационных сообщениях, и оценки $\widehat{T}_{\rm сиc}(t^j_{\rm np})$, приемник вычисляет координаты $x^j(t^j_{\rm np}), y^j(t^j_{\rm np}), z^j(t^j_{\rm np})$ каждого j-го спутника на соответствующий этому спутнику момент предшествия $t^j_{\rm np}$. Подчеркнем, что для вычисления координат каждого j-го спутника приемник использует не значение $t^j_{\rm np}$ физического времени на момент предшествия, а оценку $\widehat{T}_{\rm сиc}(t^j_{\rm np})$ показаний часов системы на этот момент, или, иными словами, для вычисления координат навигационных спутников в ГНСС используется не значение физического времени, а время по шкале системы.

Пренебрегая для простоты задержками сигнала в атмосфере, можно записать следующее очевидное равенство для моментов физического времени *t*:

$$t_{\rm H3M} - t_{\rm np}^j = \frac{R^j}{c}; \quad j = \overline{1, J}, \tag{8}$$

где $t_{\rm изм} - t_{\rm пp}^{j}$ — задержка распространения сигнала; R^{j} — расстояние между точками, которые занимал *j*-й спутник в момент предшествия $t_{\rm пp}^{j}$ и навигационный приемник в момент измерения $t_{\rm изм}$; c — скорость света. В связи с тем, что часы системы являются очень точными, моменты физического времени $t_{\rm изм}$, $t_{\rm пp}^{j}$ в (8) могут быть заменены на показания $T_{\rm сис}(t_{\rm изм})$, $T_{\rm сис}(t_{\rm пp}^{j})$ часов системы в эти же моменты. С учетом этого исходное равенство (8) может быть с высокой точностью представлено в следующей форме:

$$T_{\rm cuc}(t_{\rm H3M}) - T_{\rm cuc}(t_{\rm np}^j) = \frac{R^j}{c}, \quad j = \overline{1, J}.$$
(9)

Заменяя в (9) значение $T_{\rm cuc}(t^j_{\rm np})$ соответствующей оценкой (7), получаем уравнение для каждого j-го спутника:

$$T_{\rm cuc}(t_{\rm изм}) - \frac{R^j}{c} = \widehat{T}^j(t^j_{\rm np}) - \Delta T^j_{\rm cuc}(t^j_{\rm np}), \quad j = \overline{1, J}.$$
(10)

Выражая в (10) расстояние R^j через координаты навигационного приемника $x_{\Pi}(t_{\text{изм}}), y_{\Pi}(t_{\text{изм}}), z_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ в момент измерения $t_{\text{изм}}$ и координаты j-го спутника $x^j(t^j_{\Pi p}), y^j(t^j_{\Pi p}), z^j(t^j_{\Pi p})$ в момент предшествия $t^j_{\Pi p}$, из (10) получаем следующую систему нелинейных уравнений относительно неизвестных $T_{\text{сис}}(t_{\text{изм}}), x_{\Pi}(t_{\text{изм}}), y_{\Pi}(t_{\text{изм}}), z_{\Pi}(t_{\text{изм}})$:

$$T_{\rm cuc}(t_{\rm H3M}) - \frac{1}{c} \left(\left(x_{\rm n}(t_{\rm H3M}) - x^{j}(t_{\rm np}^{j}) \right)^{2} + \left(y_{\rm n}(t_{\rm H3M}) - y^{j}(t_{\rm np}^{j}) \right)^{2} + \left(z_{\rm n}(t_{\rm H3M}) - z^{j}(t_{\rm np}^{j}) \right)^{2} \right)^{1/2} = \widehat{T}^{j}(t_{\rm np}^{j}) - \Delta \widehat{T}^{j}_{\rm cuc}(t_{\rm np}^{j}), \quad j = \overline{1, J}.$$
(11)

Для нахождения 4 неизвестных — $T_{\rm сис}(t_{\rm изм})$, $x_{\rm п}(t_{\rm изм})$, $y_{\rm n}(t_{\rm изм})$, $z_{\rm n}(t_{\rm изм})$ — необходимо иметь не менее 4 уравнений вида (11), т. е. осуществлять измерения одновременно не менее чем по четырем спутникам. Решая при этих условиях систему (11),

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016

получаем оценки $\widehat{x}_{\Pi}(t_{\text{изм}}), \widehat{y}_{\Pi}(t_{\text{изм}}), \widehat{z}_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ коорди- ствующих *j*-му спутнику на момент измерения $t_{\text{изм}}$: нат навигационного приемника и оценку $\widehat{T}_{cuc}(t_{_{\rm H3M}})$ показаний часов системы на момент измерения $t_{\rm изм}$, которая далее может применяться в качестве оцифровки момента времени $t_{\rm изм}$.

В системе (11) не используются показания собственных часов навигационного приемника, т.е. не требуется, чтобы метки времени приемника были обязательно оцифрованы. Однако на практике обычно требуется осуществлять навигационные определения не в произвольно задаваемые моменты измерения $t_{\rm изм}$, а через равные промежутки времени. Для отсчета этих промежутков необходимо использовать собственные часы навигационного приемника, показанные на рис. 4 большой окружностью. В этом случае метки времени навигационного приемника оцифровываются показаниями его собственных часов, а вместо показаний канальных часов используется понятие псевдозадержки. При этом совершенно неважно, насколько точно эти оцифровки совпадает с показаниями часов системы $T_{\rm cuc}(t_{\rm M3M})$ в тот же момент $t_{\rm M3M}$. Псевдозадержка $au_{{\scriptscriptstyle \Pi}{\scriptscriptstyle 3}}^{j}(t_{{\scriptscriptstyle {\rm M}{\scriptscriptstyle {\rm M}}}})$ по j-му спутнику определяется как разность показаний собственных часов приемника $T_{\Pi}(t_{\mu_{3M}})$ на момент измерения $t_{\mu_{3M}}$ и показаний часов *j*-го спутника $T^{j}(t_{np}^{j})$ на момент предшествия $t_{\pi p}^{j}$:

$$\tau_{\Pi 3}^{j}(t_{\mu_{3M}}) = T_{\Pi}(t_{\mu_{3M}}) - T^{j}(t_{\Pi p}^{j}), \quad j = \overline{1, J}.$$
(12)

Начальное значение $T_{\Pi}(t_{{}_{\rm H3M}})$ можно задавать произвольно, извлекать из любого подходящего источника либо просто вычислять по следующей приближенной формуле:

$$T_{\Pi}(t_{{}_{\mathrm{H3M}}}) = \zeta^j + 0.08c,$$
 (13)

где ζ^j — оцифровка очередной принимаемой метки времени с произвольного спутника. Ошибка начальной оцифровки меток времени приемника по формуле (13) не превышает ± 30 мс.

Оценка псевдозадержки $\widehat{\tau}_{{}_{\Pi 3}}^{j}(t_{{}_{{}_{\rm H3M}}})$, формируемая в приемнике, определяется как разность показаний собственных часов приемника $T_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ и показаний его канальных часов $T_{\text{кан}}^{j}(t_{\text{изм}})$, соответ-

$$\widehat{\tau}_{\Pi 3}^{j}(t_{\mu_{3M}}) = T_{\Pi}(t_{\mu_{3M}}) - T_{\kappa_{aH}}^{j}(t_{\mu_{3M}}) = = T_{\Pi}(t_{\mu_{3M}}) - \widehat{T}^{j}(t_{\Pi p}^{j}), \quad j = \overline{1, J}.$$
(14)

Для произвольного момента физического времени t выражение (12) можно переписать следующим образом:

$$\tau_{\Pi 3}^{j}(t) = T_{\Pi}(t) - T^{j}(t_{\Pi p}^{j}), \quad j = \overline{1, J}, \qquad (15)$$

где символ $t_{\text{пр}}^{\jmath}$ в таком случае обозначает момент предшествия текущему моменту физического времени t. На любой момент этого времени можно ввести понятия смещений показаний часов спутника $\Delta T^{j}(t)$ и собственных часов приемника $\Delta T_{\Pi}(t)$:

$$\Delta T^{j}(t) = T^{j}(t) - T_{\text{CHC}}(t), \quad j = \overline{1, J},$$

$$\Delta T_{\Pi}(t) = T_{\Pi}(t) - T_{\text{CHC}}(t).$$
 (16)

Используя (16), показания часов *j*-го спутника $T^{j}(t)$ и показания собственных часов приемника $T_{\pi}(t)$ могут быть следующим образом выражены через смещения $\Delta T^{j}(t), \Delta T_{\pi}(t)$:

$$T^{j}(t) = T_{\rm cuc}(t) + \Delta T^{j}(t), \quad j = \overline{1, J},$$

$$T_{\rm \Pi}(t) = T_{\rm cuc}(t) + \Delta T_{\rm \Pi}(t).$$
(17)

Подставляя (17) в (12), получаем следующее выражение для псевдозадержки:

$$\begin{aligned} \tau_{\Pi_{3}}^{j}(t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) &= T_{_{\Pi}}(t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) - T^{j}(t_{_{\Pi}p}^{j}) = \\ &= T_{_{\mathrm{CHC}}}(t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) - T_{_{\mathrm{CHC}}}(t_{_{\Pi}p}^{j}) + \Delta T_{_{\Pi}}(t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) - \Delta T^{j}(t_{_{\Pi}p}^{j}) = \\ &= \Delta T_{_{\mathrm{CHC}}}(t_{_{\Pi}p}^{j} \div t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) + \Delta T_{_{\Pi}}(t_{_{\mathrm{H}3\mathrm{M}}}) - \Delta T_{_{\mathrm{CHC}}}^{j}(t_{_{\Pi}p}^{j}), \end{aligned}$$
(18)

гле

$$\Delta T_{\rm cuc}\left(t_{\rm np}^j \div t_{\rm HM}\right) = T_{\rm cuc}\left(t_{\rm HM}\right) - T_{\rm cuc}\left(t_{\rm np}^j\right) \quad (19)$$

 приращение показаний часов системы на интервале времени $t_{\text{пр}}^{\jmath} \div t_{\text{изм}}$, длительность которого равна задержке $au_{_3}^j(t_{_{\mathrm{H3M}}}) = t_{_{\mathrm{H3M}}} - t_{_{\mathrm{Hp}}}^j$ распространения сигнала от точки, занимаемой ј-м спутником в момент предшествия $t_{\mathrm{np}}^{\jmath},$ до точки, занимаемой приемником в момент измерения $t_{\rm изм}$.

На рис. 5 показано изменение псевдозадержек как функций физического времени t для двух спутников с номерами *j* и *k*.



Рис. 5. Изменение псевдозадержек *j*-го и *k*-го спутников как функций физического времени *t*

Оценка псевдодальности $\hat{\rho}^{j}(t_{\text{изм}})$ по *j*-му спутнику определяется как произведение оценки псевдозадержки $\hat{\tau}_{ns}^{j}(t_{\text{изм}})$ (14) на скорость света *c*:

$$\widehat{\rho}^{j}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}}) = c \cdot \widehat{\tau}_{\scriptscriptstyle \mathsf{\Pi}\mathsf{3}}^{j}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}}) = c \left(T_{\scriptscriptstyle \mathsf{\Pi}}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}}) - T_{\scriptscriptstyle \mathsf{K}\mathsf{a}\mathsf{H}}^{j}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}})\right) = c \left(T_{\scriptscriptstyle \mathsf{\Pi}}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}}) - \widehat{T}^{j}(t_{\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{3M}})\right), \quad j = \overline{1, J}.$$
(20)

Из (14) и (20) нетрудно видеть, что при строгой синхронности хода часов приемника и спутников оценка псевдозадержки становится оценкой задержки, а оценка псевдодальности превращается в оценку дальности.

Вычитая показания собственных часов приемника $T_{\rm n}(t_{\rm изм})$ из левой и правой частей (11), получаем

$$\left(\left(x_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - x^{j}(t_{\text{Tp}}^{j}) \right)^{2} + \left(y_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - y^{j}(t_{\text{Tp}}^{j}) \right)^{2} + \left(z_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - z^{j}(t_{\text{Tp}}^{j}) \right)^{2} \right)^{1/2} + c \cdot \left(T_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - T_{\text{сис}}(t_{\text{H3M}}) \right) = c \cdot \left(T_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - \widehat{T}^{j}(t_{\text{Tp}}^{j}) \right) + c \cdot \Delta T_{\text{сис}}^{j}(t_{\text{Tp}}^{j}), \quad j = \overline{1, J}.$$

$$(21)$$

По определению (16), содержимое круглых скобок, стоящих в левой части выражения (21), является смешением $\Delta T_{\rm n}(t_{\rm изм})$ показаний часов приемника относительно показаний часов системы на момент измерения $t_{\rm изм}$. Введем для произведения этого смещения на скорость света c следующее обозначение:

$$\Delta R_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) = c \cdot \left(T_{\Pi}(t_{\text{H3M}}) - T_{\text{CHC}}(t_{\text{H3M}})\right) = \\ = c \cdot \Delta T_{\Pi}(t_{\text{H3M}}), \quad (22)$$

где $\Delta R_{\rm n}(t_{\rm изм})$ — смешение показаний часов приемника относительно показаний часов системы, выраженное в метрах. Содержимое круглых скобок, стоящих в правой части (21), по определению (14) является оценкой псевдозадержки, а ее произведение на скорость света в соответствии с (20) — оценка псевдодальности. В результате (22) можно переписать в следующем виде:

$$\left(\left(x_{\Pi}(t_{\text{M3M}}) - x^{j}(t_{\Pi p}^{j}) \right)^{2} + \left(y_{\Pi}(t_{\text{M3M}}) - y^{j}(t_{\Pi p}^{j}) \right)^{2} + \left(z_{\Pi}(t_{\text{M3M}}) - z^{j}(t_{\Pi p}^{j}) \right)^{2} \right)^{1/2} + \Delta R_{\Pi}(t_{\text{M3M}}) =$$
$$= \widehat{\rho}^{j}(t_{\text{M3M}}) + c \cdot \Delta T_{\text{cuc}}^{j}(t_{\Pi p}^{j}), \quad j = \overline{1, J}.$$
(23)

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016

А. А. ПОВАЛЯЕВ



Рис. 6. Структура навигационного кадра PHC OMEGA

Система уравнений (23) полностью эквивалентна ранее полученной системе (11). Неизвестными в этой системе, подлежащими определению, являются координаты приемника $x_{\Pi}(t_{\text{изм}}), y_{\Pi}(t_{\text{изм}}), z_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ и смещение $\Delta R_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ (22) показаний собственных часов приемника относительно показаний часов системы, выраженное в метрах. Из (22) видим, что, имея оценку смещения $\Delta \widehat{R}_{\Pi}(t_{\text{изм}})$ и показания часов приемника $T_{\Pi}(t_{\text{изм}})$, нетрудно вычислить оценку $\widehat{T}_{\text{сис}}(t_{\text{изм}})$ показаний часов системы на момент измерения $t_{\text{изм}}$ как $T_{\text{сис}}(t_{\text{изм}}) = T_{\Pi}(t_{\text{изм}}) - \Delta \widehat{R}_{\Pi}(t_{\text{изм}})/c$.

5. Применение новой понятийной модели к наземным радионавигационным системам

Наземные РНС можно рассматривать как упрощенный вариант ГНСС. Упрощение заключается в том, что передатчики навигационных сигналов в этих системах являются неподвижными и поэтому координаты передатчиков могут быть помещены в память навигационных приемников в процессе их изготовления. Шкалы времени всех передатчиков наземных РНС, так же, как и в ГНСС, синхронизируются с высокой точностью со шкалой времени системы. Структуры передаваемых навигационных сигналов в различных наземных РНС могут сильно различаться, но главный принцип остается неизменным: фазы излучаемых радионавигационных сигналов несут информацию о показаниях часов системы и задают в навигационных приемниках шкалы времени принимаемых сигналов.

Рассмотреть все типы наземных РНС в рамках статьи не представляется возможным. Поэтому рассмотрим далее в качестве примера применение новой понятийной основы к наземной сверхдлинноволновой РНС OMEGA [15].

Структура навигационного кадра РНС ОМЕGA показана на рис. 6 [4, 15, 19].

Латинскими буквами A, B, C, D, E, F, G, H обозначены 8 станций PHC OMEGA, излучающих с временным смещением навигационные радиоимпульсы со средней длительностью 1,25 с, заполненные когерентными несущими гармоническими колебаниями с частотами соответственно 10,2, 13,6 и 34/3 кГц. Навигационные радиоимпульсы выделены на рис. 6 точечной штриховкой. Вертикальной штриховкой на рис. 6 выделены радиоимпульсы с уникальными частотами, используемыми для распознавания станций. Остальные 4 радиоимпульса каждой строки навигационного кадра применяются для межстанционного обмена [19].

Основная навигационная частота в PHC OMEGA — 10,2 кГц, т.е. фаза сигнала этой частоты отождествляется с показаниями синхронно идущих часов станций системы (часов системы).

Однако период сигнала частоты 10,2 кГц, равный 0,09804 мс, очень мал и, следовательно, дольная фаза сигнала этой частоты, измеренная в навигационном приемнике, несет информацию о показаниях часов системы на моменты предшествия с точностью до целого числа периодов 0,09804 мс. Иными словами, показания часов системы на моменты предшествия, отождествляемые с дольной фазой сигнала частоты 10,2 кГц, измеряются в навигационном приемнике неоднозначно. Для разрешения этой неоднозначности используют измерения дольных фаз на разностных частотах: 13,6 - 10,2 = = 3,4 кГц (период 0,294117 мс) и 34/3 - 10,2 = = 34/30 кГц (период 0,88235 мс) [4,15]. Наименьшее общее кратное этих периодов равно 60/17 мс, т.е. интервал времени, через который дольные фазы гармонических сигналов всех навигационных радиоимпульсов обращаются в ноль, равен 60/17 мс [15].

Моменты времени, следующие по часам системы через 60/17 мс, называют эпохами PHC OMEGA. Если для разрешения неоднозначности привлекать еще измерения фазы сигнала навигационного кадра, который имеет длительность 10 с (см. рис. 6), то фаза сигнала на частоте 10,2 кГц может быть однозначно измерена в навигационном приемнике в пределах 30 с. Разрешение же 30-секундной неоднозначности возможно с помощью обычных часов.

Следует отметить, что в литературе [4, 15] при изложении методов разрешения неоднозначности в PHC OMEGA говорится о том, что разрешается неоднозначность измерений дальности либо запаздывания сигнала. Естественно, возникает вопрос, о какой дальности либо запаздывании сигнала идет речь, если в беззапросных системах, к которым относится PHC OMEGA, дальность либо запаздывание сигнала принципиально не могут быть измерены. На самом деле, так же как в ГНСС, разрешается неоднозначность не дальности, а показаний часов станций PHC OMEGA на моменты предшествия. С учетом того, что часы станций синхронизированы с часами системы, можно говорить о разрешении неоднозначности показаний часов системы на моменты предшествия. Показания часов станций передаются непрерывно в фазах гармонических несущих, заполняющих навигационные радиоимпульсы. Но в литературе [4, 15] не вводится понятий моментов предшествия и показаний часов станций и системы, не указывается на то, что фазы гармонических несущих, заполняющих излучаемые навигационные радиоимпульсы, дают информацию о показаниях часов станций на моменты предшествия моментам измерения фаз этих несущих в навигационных приемниках. В результате понятие (показания часов станций на моменты предшествия), неоднозначность измерений которого разрешается, в литературе [4, 15] отсутствует. Вероятно, по этой причине авторы [4, 15] вынуждены говорить о разрешении неоднозначности измерений дальности.

Помимо этого, в литературе [15] указывается, что для разрешения неоднозначности псевдодальномерных измерений необходимо иметь априорные данные не только о координатах навигационного приемника, но и о сдвиге его шкалы времени. Необходимость имения априорных сведений для разрешения неоднозначности измерений псевдодальностей в PHC OMEGA, так же, как и необходимость имения таких сведений для разрешения неоднозначности измерений псевдодальностей в ГНСС, о котором говорится в учебном пособии [7], является заблуждением. Это заблуждение проистекает из желания авторов литературы [7,15] разрешать неоднозначность измерений именно псевдодальностей. Такое желание естественно, поскольку в [7, 15] не используются понятия моментов предшествия и показаний часов станций (спутников) на эти моменты. Однако если разрешать неоднозначность не псевдодальностей, а показаний часов станций (спутников) на моменты предшествия (что, собственно, и делается в ГНСС), то никаких априорных сведений в ГНСС не требуется, а в PHC OMEGA нужны только грубые априорные сведения о показаниях часов системы на моменты предшествия. Ошибки этих грубых априорных сведений по модулю не должны превышать 15 с. Априорные сведения с такими большими ошибками могут быть получены с помощью обычных часов, периодически выставляемых по сигналам точного времени, передаваемым по радио.

В ГНСС разрешение неоднозначности показаний часов спутников осуществляется с использованием меток времени и их оцифровок (см. разд. 4



Рис. 8. Двухминутный временной код PHC OMEGA

3 кадра

данной статьи). В РНС ОМЕGA оцифровки меток времени отсутствуют, а в качестве меток времени могут использоваться моменты начала 30-секундных интервалов, совпадающие с моментами эпох PHC OMEGA. На каждом таком интервале последовательно располагается три подряд идущих кадра. Как было показано ранее, использование измерений дольных фаз на основной и разностных частотах и показаний внешних часов, смещение которых относительно показаний часов системы не превышает 15 с, позволяет полностью разрешить неоднозначность показаний часов станций на моменты предшествия. После разрешения неоднозначности могут быть образованы однозначные значения псевдозадержек как разности между показаниями часов навигационного приемника на момент измерения и разрешенными показаниями часов станций на моменты предшествия. При этом не имеет значения, насколько шкала времени навигационного приемника смещена относительно шкалы системы.

2 кадра

2 кадра

Если в структуру навигационного сигнала PHC OMEGA ввести оцифровки меток времени, то в этом случае для разрешения неоднозначности показаний часов станций, так же как и в ГНСС, не потребуется никаких априорных сведений. В работе [19] рассматриваются предложения по введению оцифровок меток времени в структуру навигационного кадра PHC OMEGA. Для этого предлагается ввести понятие пятиминутного суперкадра, показанного на рис. 7. В суперкадре первые две минуты выделяются для передачи сигнала метки времени, обозначающего начало суперкадра, и оцифровки этой метки. Последние 3 минуты суперкадра выделяются для передачи кодов межстанционного обмена.

2 кадра

Каждая строка навигационного кадра РНС OMEGA (см. рис. 6) содержит 8 радиоимпульсов, из которых 4 на момент публикации работы [19] не использовались для каких-либо целей. Эти 4 радиоимпульса в работе [19] предложено использовать для передачи двоичным кодом одной десятичной цифры. Единицы и нули двоичного кода предлагается передавать при помощи смены частот радиоимпульсов. Для этих целей каждой станции РНС OMEGA выделяются две индивидуальные частоты. На двухминутном интервале времени, выделенном для передачи сигнала метки времени и ее оцифровки, размещается 12 кадров и, следовательно, на этом интервале возможно передать 12 десятичных цифр. В первом кадре суперкадра передается сигнал метки времени, обозначающий собою начало суперкадра. В кадрах с номерами 2, 3 передается номер минуты в часе. В 4 и 5 кадрах передается номер часа в сутках. Три кадра с номерами 6, 7 и 8 выделены для передачи номера дня в году и в кадрах с номерами 9 и 10 предлагается передавать номер года в столетии. Использование оставшихся 11-го и 12-го кадров не определено. Структура предложенного в [19]

метки времени двухминутного временного кода PHC OMEGA показана на рис. 8.

Если метками времени сигналов, излучаемых станциями PHC OMEGA, считать моменты начала 30-секундных интервалов, совпадающие с моментами эпох PHC OMEGA, то оцифрованной окажется каждая 10-я метка. При такой оцифровке разрешение неоднозначности показаний часов станций, отсчитываемых в секундах от начала текущего года (т. е. с точностью до целого числа лет от начала столетия), следует осуществлять по формуле, аналогичной формуле (6):

$$\widehat{T}^{j}(t_{\rm np}^{j}) = N_{\rm ct} \cdot 86\,400 + N_{\rm чc} \cdot 3600 + N_{\rm MH} \cdot 60 + N_{\rm 30} \cdot 30 + \xi_{\rm c}^{j}(t_{\rm H3M}), \quad j = \overline{1, J}, \quad (24)$$

где $N_{\rm ct}$ — количество суток в текущем году, завершившихся к моменту начала текущего суперкадра; $N_{\rm чc}$ — количество часов в текущих сутках, завершившихся к моменту начала текущего суперкадра; $N_{\rm \scriptscriptstyle MH}$ — количество минут в текущем часе, завершившихся к моменту начала текущего суперкадра (значения $N_{\rm cr}, N_{\rm чc}, N_{\rm MH}$ извлекаются из принимаемого суперкадра); N_{30} — количество 30-секундных интервалов от начала текущего суперкадра, завершившихся к моменту $t_{\rm изм}$ проведения измерений (значение N₃₀ подсчитывается в приемнике); $\xi_{\mathrm{c}}^{\jmath}\left(t_{_{\mathrm{H3M}}}
ight)$ — фаза принимаемого сигнала на частоте 10,2 кГц, однозначно измеренная в пределах 30 с, приведенная к 1 Гц (значение $\xi_{c}^{j}(t_{\mu_{3M}})$ определяется путем разрешения неоднозначности измеренного значения дольной фазы сигнала частоты 10,2 кГц с использованием измерений дольных фаз на разностных частотах [4,15]).

Вычитая из показаний часов приемника $T_{\rm m}(t_{\rm H3M})$ на момент измерения $t_{\rm H3M}$ значение $\widehat{T}^j(t_{\rm np}^j)$, вычисленное по формуле (24), получаем однозначное значение псевдозадержки, соответствующей *j*-й станции PHC OMEGA.

Можно предложить еще более простой способ разрешения неоднозначности измерений дольной фазы сигнала частоты 10,2 кГц для восстановления полного значения показаний $T^j(t_{np}^j)$ часов станций на моменты предшествия t_{np}^j . Для этого положим, что метками времени сигналов, излучаемых станциями PHC OMEGA, являются моменты начала 10-секундных кадров, показанных на рис. 6. В этом случае оцифрованной окажется каждая 30-я метка. В аппаратуру приемника добавим два счетчика. Первый счетчик будет определять целое число $N_{\rm K}$ кадров, укладывающихся на интервале времени от начала суперкадра до момента измерения $t_{\rm изм}$ дольной фазы сигнала частоты 10,2 кГц. Второй счетчик будет определять целое число $N_{10,2}$ периодов сигнала частоты 10,2 мГц, укладывающихся на интервале времени от начала кадра до момента измерения $t_{\rm изм}$. В этом случае разрешение неоднозначности показаний часов станций, отсчитываемых в секундах от начала текущего года (т. е. с точностью до целого числа лет от начала столетия) можно будет осуществлять по формуле, аналогичной формулам (6), (24):

$$\begin{aligned} \widehat{T}^{j}(t_{\rm np}^{j}) &= N_{\rm ct} \cdot 86\,400 + N_{\rm vc} \cdot 3600 + N_{\rm MH} \cdot 60 + \\ &+ N_{\rm K} \cdot 10 + \frac{N_{10,2} + \xi_{10,2}^{j}(t_{\rm H3M})}{10,2} \cdot 10^{-3}, \quad j = \overline{1, J}. \end{aligned}$$

$$(25)$$

Отметим, что в (25) для разрешения неоднозначности $T^{j}(t_{np}^{j})$ не используются измерения дольных фаз на измерительных частотах 13,6 и 34/3 кГц. Таким образом, использование нового фундаментального понятия показаний $T^{j}(t_{np}^{j})$ часов станций на моменты предшествия t_{np}^{j} позволяет путем введения в структуру навигационного сигнала PHC OMEGA оцифровок меток времени и в аппаратуру приемника двух дополнительных счетчиков отказаться от проведения измерений на частотах 13,6 и 34/3 кГц и тем самым существенно упростить PHC OMEGA.

Проведенное рассмотрение показывает, что понятия, введенные в разд. 3–4 для ГНСС, полностью применимы и для наземной РНС OMEGA.

Выводы

На основе критического обзора, проведенного в разд. 1, 2, новой понятийной модели ГНСС, предложенной в разд. 3, 4 и применения понятий новой модели к наземным РНС, можно сделать следующие выводы.

1. Центральными понятиями радионавигации являются понятия шкалы времени и показаний часов РНТ (время по шкале РНТ) на моменты предшествия. Шкалой времени называются моменты физического времени, определяемые показаниями часов, лежащих в основе любой шкалы. Время по шкале в любой момент физического времени определяется как показания этих часов. Под часами понимается совокупность средств и действий, направленных на определение количественного значения времени по шкале как приведенной к 1 Гц полной фазы периодического процесса, лежащего в основе часов шкалы.

2. Понятие псевдозадержки (псевдодальности) является вторичным по отношению к понятию показаний часов (времени по шкале) по следующим причинам:

- само понятие псевдозадержки $\tau_{\Pi 3}^{j}(t_{\rm H3M})$ определяется через понятие показаний часов как разность между показаниями $T_{\Pi}(t_{\rm H3M})$ часов навигационного приемника на момент измерения $t_{\rm H3M}$ и показаниями $T^{j}(t_{\Pi p}^{j})$ часов j-й станции (спутника) на момент предшествия $t_{\Pi p}^{j}$ моменту измерения $t_{\rm H3M}$, т.е. $\tau_{\Pi 3}^{j}(t_{\rm H3M}) = T_{\Pi}(t_{\rm H3M}) T^{j}(t_{\Pi p}^{j})$. Показания же часов являются самостоятельными понятием. Как показаний часов спутников ГНСС на моменты предшествия (показания канальных часов на моменты измерения) позволяют осуществлять все навигационные определения без использования понятия псевдозадержки;
- в режиме синхронизма в регистрах фазы опорных сигналов петель слежения за фазами принимаемых сигналов в навигационном приемнике формируются неоднозначные оценки показаний часов станций (спутников) на моменты предшествия. То есть петли слежения навигационного приемника отмечают не значения псевдозадержек, а показания часов станций (спутников) на моменты предшествия. Измерения же псевдозадержек в навигационном приемнике формируются на вторичной основе путем интегрирования в процессоре приемника кодов корректирующих частот его петель слежения;
- в РНС разрешение неоднозначности измерений псевдозадержек осуществляется не непо-

средственно, как утверждается в [7, 15], а через разрешение неоднозначности показаний часов станций (спутников) на моменты предшествия. Для разрешения этой неоднозначности используются сигналы меток времени и их оцифровки. При этом для разрешения неоднозначности не требуется привлечения какойлибо априорной информации. При отсутствии оцифровок меток времени в излучаемых сигналах необходимо привлекать априорную информацию в виде показаний внешних часов на моменты предшествия.

3. Использование нового фундаментального понятия показаний $T^{j}(t_{np}^{j})$ часов станций на моменты предшествия t_{np}^{j} позволяет путем введения в структуру навигационного сигнала PHC OMEGA оцифровок меток времени и в аппаратуру приемника двух дополнительных счетчиков отказаться от проведения измерений на частотах 13,6 и 34/3 кГц и тем самым существенно упростить PHC OMEGA.

Список литературы

- 1. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. Монография. М.: Эко-Трендз, 2000.
- 2. *Липкин И.А.* Спутниковые навигационные системы. М.: Вузовская книга, 2001.
- Информационные технологии в радиотехнических системах. Учеб. пособ. Под ред. И.Б. Федорова. Издание второе, перераб. и доп. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004.
- Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2005.
- ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Издание 3-е, перераб. Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2005.
- 6. *Яценков В. С.* Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия-Телеком, 2005.
- 7. *Малышев В.В., Куршин В.В., Ревнивых С.Г.* Введение в спутниковую навигацию. Учеб. пособ. М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2008.

- Борискин А.Д., Вейцель А.В., Вейцель В.А., Жодзишский М.И., Милютин Д.С. Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: приемники-потребители навигационной информации. Научное изд. М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2010.
- 9. Guide to GPS Positioning. Prepared under the leadership of David Wells. Canadian GPS Associates. Second printing, with corrections. May 1987.
- Hoffman-Wellenhof B., Lichtenegger H., and Collins J. Global Positioning System. Theory and Practice. Springer-Verlag Wien, New York, 1992.
- Seeber G. Satellite Geodesy. Foundations, Methods, and Applications. Walter de Gruyter, Berlin, New York, 1993.
- 12. Understanding GPS. Principles and Application. Editor Elliot D. Kaplan, 1996.
- Leick A. GPS Satellite Surveying. John Wiley & Sons. New York, 1990.
- 14. Global Positioning System: Theory and Applications. Volume I and II. Edited by B. W. Parkinson

and J. J. Spilker Progress in astronautics and aeronautics. Volume 163. Published by the American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 370. L'Enfant Promenade, SW, Washington, DC 20024-2518, 1996.

- Радионавигационные системы сверхдлинноволнового диапазона. Под ред. П. В. Оленюка и Г. В. Головушкина. М.: Радио и связь, 1985.
- 16. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1994.
- Поваляев А.А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника, 2008.
- 18. Поваляев А.А., Вейцель А.В., Мазепа Р.Б. Глобальные спутниковые системы синхронизации и управления движением в околоземном пространстве. М.: Вузовская книга, 2012.
- Fey L. Time Disseminations Capabilities of the Omega System. Pros. 25th Ann. Symp. Frequency Control (Electron. Indust. Ass., Washington, D.C.), p. 167– 170. Apr. 1971.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 28–33

— АЭРОКОСМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ —

УДК 528.92: 778.4: 629.78

Создание трехмерных моделей местности с использованием материалов съемки космического аппарата типа «Ресурс-П»

А.А.Пешкун

НЦ ОМЗ АО «Российские космические системы»

e-mail: peshkun_aa@ntsomz.ru

Аннотация. В настоящее время российская группировка космических аппаратов дистанционного зондирования Земли располагает двумя аппаратами типа «Ресурс-П», которые позволяют выполнять стереосъемку земной поверхности на одном орбитальном витке.

Для построения моделей были использованы материалы съемки аппаратурой «Геотон» в панхроматическом диапазоне с разрешением 1 м. Модели были созданы с использованием цифровой фотограмметрической станции PHOTOMOD в автоматическом режиме с применением методов автоматической фильтрации ошибочных измерений.

В статье рассматриваются трехмерные модели местности, созданные по стереопарам с разными углами конвергенции на одну территорию, и сравниваются между собой по точности и полноте отображения объектов. Целью сравнения является определение оптимальных параметров стереосъемки земной поверхности.

Ключевые слова: «Ресурс-П», стереосъемка, стереопара, цифровая модель местности

Creating of 3D Surface Models Using "Resurs-P" Spacecraft Images

A.A.Peshkun

Research Center for Earth Operative Monitoring of Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: peshkun_aa@ntsomz.ru

Abstract. At the present time the Russian Earth remote sensing spacecraft group includes two spacecraft of "Resurs-P" type that allow to perform stereo survey of the Earth surface on one orbit circuit. "Geoton" sensor images (panchromatic band with 1 meter resolution) were used to create the models. These models were created automatically by means of the digital photogrammetric station PHOTOMOD. The article contains the information about 3D surface models created from stereo pairs with different convergence angles for the same territory. It is noted that these models are compared with each other from the accuracy and completeness of objects' reflection. The purpose of the comparison is to determine the optimal parameters for the Earth surface stereo survey.

Key words: "Resurs-P", stereo survey, stereo pair, digital surface model

В настоящее время на орбите эксплуатируются два космических аппарата типа «Ресурс-П» (№1 выведен на орбиту 25 июня 2013 г., №2 — 26 декабря 2014 г.). Аппараты предназначены для обновления карт, обеспечения хозяйственной деятельности различных федеральных, областных, муниципальных ведомств и других потребителей, а также получения информации в области контроля и охраны окружающей среды.

Целевая аппаратура:

- оптико-электронный комплекс «ГЕОТОН-Л1» с СППИ «САНГУР-1У» («Ресурс-П» № 1, «Ресурс-П» № 2);
- гиперспектральная аппаратура ГСА («Ресурс-П» № 1, «Ресурс-П» № 2);

Таблица 1. Основные характеристики аппаратуры «ГЕОТОН-Л1»

Наименование характеристики	Значение
Фокусное расстояние, мм	4000
Диаметр входного зрачка, мм	500
Относительное отверстие	1:8
Угол поля зрения, $^\circ$	5°18′
Размер фоточувствительного элемента, мкм:	
панхроматический	6×6
спектральный	18×18
Проекция пикселя на поверхность Земли, м:	
в панхроматическом диапазоне	1,0
в узких спектральных диапазонах	3,0-4,0
Ширина полосы захвата, км	38
Спектральные диапазоны, мкм:	
панхроматический	0,62-0,79
синий	0,48-0,53
зеленый	0,54-0,59
красный	0,62-0,68
красный 2	0,66-0,69
крайний красный	0,70-0,75
ближний инфракрасный 1	0,72-0,80
ближний инфракрасный 2	0,81-0,88
Количество одновременно используемых	1-5
спектральных диапазонов	
Разрядность линейного кодирования	10
видеоинформации, оит/пиксель	

комплекс широкозахватной мультиспектральной съемочной аппаратуры (ШМСА) высокого и среднего разрешения: ШМСА-ВР, ШМСА-СР («Ресурс-П» № 1, «Ресурс-П» № 2).

Научная аппаратура:

 комплекс исследования галактических лучей сверхвысоких энергий — «Нуклон» («Ресурс-П» № 2).

Также на борту космического аппарата «Ресурс-П» №2 установлен бортовой радиокомплекс БРК АИС, предназначенный для приема радиосигналов с морских судов и их автоматической идентификации.

Таблица	2.	Основные	характеристики	комплекса
		ШЛ	МСА	

Наименование	Значения характеристик		
характеристики	ШМСА-СР	ШМСА-ВР	
Оптическая система:			
фокусное расстояние, мм	40	200	
относительное отверстие	1:4	1:3	
угол поля зрения, $^\circ$	$54^{\circ}30'$	11°70′	
Ширина полосы захвата, км	441,7	97,2	
Проекция пикселя на			
поверхность Земли, м:			
в панхроматическом	50	19	
диапазоне		12	
в узких спектральных	118	23.8	
диапазонах	110	20,0	
Спектральные			
диапазоны, мкм:			
панхроматический	0,43	8-0,7	
синий	0,43	-0,51	
зеленый	0,51-0,58		
красный	0,60-0,70		
ИК1	0,7-0,9		
ИК2	0,8	-0,9	
Размер фоточувстви-			
тельного элемента, мкм:			
панхроматический	5 :	$\times 5$	
спектральный	10×10		
Разрядность линейного			
кодирования видеоин-	1	.2	
формации, бит/пиксель			

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016



Рис. 1. Съемка с постоянным креном и тангажом

Таблица	3.	Основные	характеристики	гиперспек-
		тральной	аппаратуры	

Наименование характеристики	Значение
Полоса захвата, км	30
Проекция пикселя на поверхность Земли, м	25-30
Спектральные диапазоны, мкм	0,4-1,1
Количество каналов	не менее 96
Спектральное разрешение, нм	5-10

Таблица 4. Параметры орбиты

Наименование характеристики	Значение	
Тип	околокруговая	
ТИП	солнечно-синхронная	
Высота, км	470-480	
Наклонение, °	97,28	
Периодичность	не более 3	
наблюдения, сут	he objice 5	

Режимы съемки

Маршрутная съемка. Съемку в маршрутном режиме можно выполнять как с постоянным значением углов крена и тангажа (см. рис. 1), так и с заданным азимутом (рис. 2). Отклонение КА по крену и тангажу от надира возможно до $\pm 45^{\circ}$, по рысканию — до $\pm 60^{\circ}$. Длительность маршрутов — от 2 до 300 с.



Рис. 2. Съемка с заданным азимутом

Стереосъемка. Стереосъемка — это получение стереопары¹ изображений фотографическим способом. Стереосъемка выполняется на одном витке с отклонением аппарата по тангажу. Длина маршрутов — до 115 км.

Построение трехмерной модели местности

Материалы стереосъемки стали исходными данными для создания трехмерных моделей местности, которые рассматриваются в настоящей статье.

Ключевой характеристикой стереопары является отношение базиса фотографирования² к высоте фотографирования — B/H.

При значениях соотношения B/H, близких к 1, угол конвергенции³ составляет около 54°. Если стереосъемку выполнять с равными отклонениями по тангажу, то углы отклонения в таком случае составят около 27°. Плюсы таких параметров стереосъемки: большой угол конвергенции позволяет повысить точность измерений по стереопаре, большая площадь стереопары. Минусы: теневые зоны

¹Стереопара — совокупность двух изображений одного и того же объекта, полученных с двух различных точек съемки.

²Базис фотографирования — расстояние между двумя соседними точками фотографирования.

³Угол конвергенции стереопары — угол, который образуют пересекающиеся проектирующие лучи снимков стереопары в базисных плоскостях для одноименных точек.



Рис. 5. Большее отношение B/H

на горные районы и районы с высокоэтажной застройкой; для построения ортофотоплана нужно выполнять дополнительную съемку с малыми углами отклонения от надира или использовать снимок стереопары с отклонением от надира более 20°.

В мировой практике при сканерной стереосъемке на одном витке (с отклонениями по тангажу) соотношение B/H подбирают в зависимости от перепада высот на снимаемой территории. Так, оптимальными соотношениями B/H являются значения около 0,5. Для горных районов это соотношение уменьшают, а для равнинных увеличивают. Таким образом, углы конвергенции варьируются в пределах от 30° до 45°. Для создания ортофотоплана стереосъемку можно выполнить с разными углами отклонения оптической оси от надира по тангажу (например, $+20^{\circ}$ и -10°), с тем чтобы для ортотрансформирования использовать снимок с меньшим углом отклонения от надира.





Рис. 6. Меньшее отношение B/H

Для создания трехмерных моделей местности были выполнены стереосъемки космическим аппаратом «Ресурс-П» № 1 аппаратурой «ГЕОТОН-Л1» в панхроматическом диапазоне на тестовый участок с различными углами отклонений по тангажу.

По результатам съемки были сформированы четыре основные стереопары (по критерию съемки на одном витке — A, B, C, D) и четыре дополнительные (подобраны по углу конвергенции). В результате получилось 8 стереопар на одну территорию, но с разными углами конвергенции и соотношениями B/H. Для фотограмметрической обработки были использованы материалы уровня обработки 1А.

Как видно из рис. 7 и табл. 5, по своим параметрам есть схожие стереопары: A и B, C и D, G и H. Образующие их снимки имеют схожие по величине углы отклонения от надира по тангажу.

Фотограмметрическая обработка выполнена с использованием РНОТОМОВ. В процессе обра-



Рис. 7. Сформированные стереопары

Стереопара	Угол отк от над	Угол конвер- генции, °					
	Снимок № 1	Снимок №2					
Α	32,5	12,0	44,2				
В	12,9	36,5	46,3				
Триплет							
C	47,2	47,2 2,5					
D	2,5	44,1	44,4				
Дополнительные стереопары							
E	32,5	36,5	68,4				
F	12,9	12,0	22,7				
G	2,5	36,5	37,3				
Н	32,5	2,5	32,5				

Таблица 5. Параметры сформированных стереопар

ботки был сформирован блок из 7 снимков. Для выполнения блочного уравнивания и уточнения внешнего ориентирования снимков использованы 7 опорных и 76 контрольных точек (см. рис. 8).

После уравнивания выполнено построение 5 цифровых моделей местности (далее — ЦММ). Четыре ЦММ построены по стереопарам с наименьшими ошибками по высоте при уравнивании (выделены зеленым в табл. 6). Одна дополнительная ЦММ (см. рис. 9) построена с применением нового алгоритма фотограмметрической станции РНОТОМОД построения плотных ЦММ (с использованием многократных перекрытий) с использованием всех семи снимков.



Рис. 8. Схема расположения опорных и контрольных точек



Рис. 9. Фрагмент цифровой модели местности № 5

Заключение

Как видно из табл. 6 и 7, для построения ЦММ использовались стереопары с углами конвергенции около 45° (отношение B/H составляет около 0,8) и около 33° (отношение B/H составляет около 0,5). При этом их точностные характеристики сопоставимы. В данной ситуации наиболее предпочтительной является стереопара H, так как она состоит из снимков, один из которых практически не отклонен от надира (2,5°) — это позволит построить ортофотоплан с минимумом искажений.

Также стоит обратить внимание на стереопары B и G. Эти стереопары имеют схожие по параметрам съемки, соответственно, стереопары A и H.

№ стереопары	Угол конвергенции, °	Количество опорных точек, шт.	Количество контрольных точек, шт.	Максимальная ошибка на опорных точках в плане, м	Максимальная ошибка на опорных точках по высоте, м	СКО на опорных точках в плане, м	СКО на опорных точках по высоте, м	Максимальная ошибка на контрольных точках в плане, м	Максимальная ошибка на контрольных точках по высоте, м	СКО на контрольных точках в плане, м	СКО на контрольных точках по высоте, м
A	44,2	4	53	0,71	1,33	0,48	0,83	4,39	6,33	1,88	2,64
B	46,3	5	65	3,10	9,06	2,38	7,20	3,64	10,73	2,24	6,69
C	46,6	4	43	1,15	2,65	0,70	1,50	3,35	5,64	1,92	3,05
D	44,4	4	43	1,13	2,84	0,70	1,68	3,32	6,17	2,00	3,61
F	22,7	3	55	0,84	0,87	0,55	0,64	3,60	10,38	1,58	4,68
E	68,4	5	58	4,02	5,74	3,20	4,46	4,93	7,94	3,23	4,49
G	37,3	5	58	1,34	11,17	1,03	7,69	3,16	13,94	1,79	9,37

Таблица 6. Результаты уравнивания блока из 8 стереопар

Таблица 7. Оценка точности созданных цифровых моделей местности

Стереопара, №	Количество контрольных точек, шт.	Максимальная ошибка, м	СКО, м
A	40	5,26	2,00
C	23	6,24	2,76
D	29	8,95	3,54
Н	23	5,66	3,65
№ 5	49	12,17	6,13

Однако точность ориентирования стереопар B и G практически в два раза хуже, чем у стереопар A и H. Также стереопары F и E имеют максимальные ошибки по высоте на контрольных точках более семи метров. Стереопары B, F, E и G объединяет наличие в них как минимум одного снимка из стереопары B. В стереопарах A, C, D и H снимков из стереопары B нет. Причиной такого результата может служить геометрия снимков стереопары B.

Основными причинами плохой геометрии снимков стереопары B могут служить следующие факторы: эволюции KA в процессе съемки, углы отклонения от надира, перепад высот на местности, облачность. Углы отклонения снимков от надира у стереопары B сопоставимы с углами отклонения снимков от надира стереопары A, однако результаты ориентирования стереопары А существенно лучше. Это говорит о том, что углы отклонения космического аппарата от надира при съемке на геометрию снимка не оказывали большого влияния, как и перепад высот на местности (территория снималась одна и та же). Третий снимок триплета (второй снимок стереопары D) снят в условиях, схожих с условиями съемки второго снимка стереопары В, даже с большим углом отклонения по тангажу. Однако точность ориентирования стереопары D по некоторым параметрам более чем в два раза лучше, чем точность ориентирования стереопары В. Это подтверждает предположение о низком влиянии на геометрию углов отклонения космического аппарата при съемке и перепада высот снимаемой местности.

Стереосъемка выполнялась в разные дни при разных метеоусловиях. Облачность присутствует на всех семи снимках. В данном случае различный характер облачности в дни съемок и мог стать важным фактором, повлиявшим на геометрию снимков стереопары *В*. Для подтверждения или опровержения данного предположения необходимо проведение ряда дополнительных исследований и проверок, так как в данной ситуации могут присутствовать дополнительные факторы, влияющие на геометрию снимков. РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 34–38

— АЭРОКОСМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ —

УДК 528.835

Исследование возможности использования матричных фотоприемников в сканирующих системах

Ю. М. Гектин¹, А. А. Зайцев², А. В. Рожнев³, А. М. Соловьев, М. Б. Смелянский

¹к.т.н., АО «Российские космические системы» ^{2,3}Московский физико-технический институт (государственный университет)

e-mail: ¹petrov_sv@spacecorp.ru, ³sasharozhnyov@gmail.com

Аннотация. В работе описан принцип построения и функционирования аппаратуры, предназначенной для решения задач дистанционного зондирования открытых акваторий. Исходя из современных требований, предъявляемых к аппаратуре такого типа, проведен анализ различных вариантов построения прибора. Обоснована возможность использования матричного фотоприемника в сканирующей системе в целях повышения радиометрических характеристик аппаратуры. Предложена схема построения сканера с использованием оптико-механической развертки и матричного фотоприемника. Показано, что при использовании матричного фотоприемника с соответствующими характеристиками за счет избыточного числа фотоэлементов достигается необходимое отношение сигнал/шум для модели излучения от водной поверхности в заданных спектральных каналах. Описан интерполяционный алгоритм обработки сигналов от фотоприемника, позволяющий сократить передаваемый информационный поток с минимальными геометрическими искажениями. Результаты моделирования показали эффективность применения описанной системы для решения задач мониторинга мирового океана. Устройство, разработанное согласно предложенной схеме, будет иметь современные метрологические характеристики.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли, цветность океана, сканирующая система, матричный фотоприемник, интерполяционный алгоритм

The Analysis of Matrix Photodetectors Application for Scanning Systems

Yu. M. Gektin¹, A. A. Zaytsev², A. V. Rozhnev³, A. M. Solov'ev, M. B. Smelyanskiy

¹candidate of engineering science, Joint Stock Company "Russian Space Systems" ^{2,3}Moscow Institute of Physics and Technology (State University)

e-mail: ¹petrov_sv@spacecorp.ru, ³sasharozhnyov@gmail.com

Abstract. The paper deals with the design concept of the equipment and its functioning used for remote sensing of water areas. Various constructions of the device have been analyzed according to modern requirements for this class of equipment. The article shows that the usage of matrix photodetectors allows to achieve the required signal-to-noise ratio. A scheme of the apparatus involving optical-mechanical scanning combined with the matrix photodetector is offered. It is demonstrated that the application of matrix photodetectors with relevant characteristics for a scanning system enables the required signal-to-noise ratio for the model of radiation from water surface in defined spectral bands by means of redundant quantity of light-sensitive elements. The interpolation algorithm of signal processing from the photodetector which allows to reduce data flow with minimized geometrical distortion is described. The results of modeling showed that the offered conception of the apparatus will be effective for remote sensing of the World Ocean. A device involving the offered scheme will be sufficient for modern metrological requirements.

Key words: Earth remote sensing, ocean colour, scanning system, matrix photodetector, interpolation algorithm
Перед АО «РКС» стоит задача по созданию целевой аппаратуры — сканера цвета открытой морской поверхности, который должен входить в состав космического комплекса, предназначенного для решения задач гидрометеорологического и океанографического обеспечения [1,2]. Для выполнения такого рода задач, в том числе и по мониторингу океана, уже реализованы и проверены сканеры, такие как SeaWiFS, MODIS, VIIRS [3]. Спектральный диапазон работы аппаратуры дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), отвечающий за цветность океана, лежит в пределах от 0,4 до 0,9 мкм (см. табл. 1). Схожими являются параметры орбиты (солнечносинхронная, высота 700-850 км) и геометрические параметры самой аппаратуры (угол обзора > 100°, разрешение в надире ~ 1 км).

Таблица 1. Сравнительные характеристики сканеров цветности в диапазоне 0,4–0,9 мкм

SeaWiF	`S	MODIS	5	VIIRS	
Спектральный диапазон, нм	Ширина диапазона, нм	Спектральный диапазон, нм	Ширина диапазона, нм	Спектральный диапазон, нм	Ширина диапазона, нм
402-422	20	405-420	15	402-422	20
433-453	20	438-448	10	436-454	18
480-500	20	483-493	10	478-498	20
500-520	20	526-536	10	-	-
545-565	20	546-556	10	545-565	20
-	-	662 - 672	10	-	-
660-680	20	673-683	10	662-682	20
745-785	40	743-753	10	744-759	15
845-885	40	862-877	10	845-884	39

Поскольку разрабатываемое устройство должно решать задачи мониторинга акваторий мирового океана, то следует рассмотреть так называемую «водную» модель излучения. Разрабатываемая аппаратура должна обеспечивать отношение сигнал/шум > 500 при съемке акваторий. Максимум спектральной энергетической яркости излучения, восходящего от водной поверхности, расположен на длине волны 410 нм, спектральная плотность энергетической яркости на данной длине волны составляет 95 Вт/м²·ср · мкм (согласно модели, использованной при создании специализированного сканирующего устройства для исследования Мирового океана SeaWiFS [4]). Минимальная яркость восходящего от водной поверхности излучения равна $\sim 7 \; \mathrm{Bt/m^2 \cdot cp \cdot mkm}$ (спектральный диапазон с центральной длиной волны 860 нм). Выполненные нами расчеты показали, что ни один из известных традиционных подходов к построению аппаратуры ДЗЗ (а именно: использование однои многоэлементных приемников излучения в сочетании с оптико-механической разверткой, многоэлементных (линейных) приемников, в том числе и в режиме ВЗН, а также матричных приемников, осуществляющих кадровую съемку подстилающей поверхности) не позволяет удовлетворить указанному требованию при приемлемых массово-габаритных характеристиках. Приведенные выше параметры «водной» модели определяют задачу как съемку объектов малой яркости. В то же время спектральная плотность энергетической яркости от верхних слоев облачной поверхности на границе плотной атмосферы может достигать значения 660 Вт/м²·ср · мкм (см. рис. 2). Поэтому задача разработки сканера, работающего во всем динамическом диапазоне яркостных сцен и обеспечивающего необходимые угол обзора и разрешение, а также отвечающего предъявляемым метрологическим требованиям в части отношения сигнал/шум (> 500 при съемке акваторий), является весьма сложной.

Предлагаемый нами подход к решению поставленной задачи заключается в использовании высокоскоростного малоформатного матричного КМОП-фотоприемника в сочетании с оптико-механической разверткой и накоплением цифрового сигнала. Использование матричного фотоприемника большей размерностью нецелесообразно по двум причинам: во-первых, в выбранной схеме сканирования необходим фотоприемник с высокой кадровой частотой (время на чтение всей матрицы \sim 1,92 мс), во-вторых, с увеличением размерности фотоприемника существенно возрастают геометрические искажения при проектировании матрицы на поверхность Земли.

Принципиальная схема многоканального устройства, реализующего принцип оптико-механического сканирования с использованием матричного приемника излучения, работающего в режиме цифрового ВЗН (режим временной задержки и накопления сигнала), и геометрия сканирования приведены на рис. 1. Устройство должно производить съемку водной поверхности с разрешением 500 м в надире с высоты 820 км в полосе обзора 2800 км (угол обзора 110°).



Рис. 1. Принципиальная схема сканирования подстилающей поверхности



Рис. 2. Абсолютная спектральная плотность энергетической яркости излучения водной поверхности и облачности, использованная разработчиками SeaWiFS

Как показано на рисунке, принципиальная схема разрабатываемого устройства включает плоское сканирующее зеркало, линзовый объектив и матричный фотоприемник. Сканирующее зеркало одностороннее и совершает вращение в одном направлении во время сканирования с последующим реверсом. В фокальной плоскости объектива располагается матричный фотоприемник размерностью 128 × 128, работающий на частоте 520 кадров/с.

В табл. 2 приведены результаты расчета отношения сигнал/шум для водной поверхности. Видно, что матрица фотоэлементов размером 128 × × 128 способна обеспечить необходимое отношение сигнал/шум в заданных спектральных каналах при условии цифрового объединения отсчетов. Если эту операцию выполнять при наземной обработке, то информационный поток с борта составит порядка 820 Мбит/с. Таким образом, возникает необходимость в уменьшении информационного потока, для чего предлагается складывать сигналы, полученные различными фотоэлементами матрицы, интерполяционным методом в блоке обработки сигнала (БОС), входящем в состав аппаратуры [5].

Идея метода сложения сигналов состоит в динамическом отображении геометрических соотношений, имеющих место при сканировании в пространстве объектов съемки, в пространство оперативной памяти бортового устройства обработки сигналов. Отсчеты на выходе алгоритма объединения эквивалентны отсчетам от виртуальной строки, геометрически соответствующей первой строке матрицы. Каждый набор отсчетов от виртуальной строки является суперпозицией полученных в разные моменты времени отсчетов от всех строк матрицы.

Проблема объединения отсчетов заключается в том, что вследствие орбитального движения КА в фокальной плоскости объектива сканирующего устройства имеет место движение изображения поверхности Земли как в направлении сканирования, так и в перпендикулярном к нему. Первое, в принципе, может быть за счет правильного выбора угловой скорости оптико-механической развертки согласовано с частотой опроса матрицы таким образом, что за период опроса матрицы изображение выделенного объекта перемещается ровно на один пиксель. Что касается второго, то сдвиг изображения

λ , мкм	B_{λ} , Вт/м ² ·ср·мкм	Отношение сигнал/шум при однократном считывании	Отношение сигнал/шум при объединении сигналов, полученных за 128 циклов считывания
0,410	95	86	945
0,440	78	81	887
0,490	60	75	821
0,550	36	61	673
0,640	21	50	554
0,670	17	46	510
0,745	11	56	618
0,860	7	51	561

Таблица 2. Абсолютная спектральная плотность энергетической яркости Вλ и отношение сигнал/шум модели водной поверхности в диапазоне 0,4–0,9 мкм

монотонно возрастает от 1-го столбца матрицы до последнего, при этом скорость движения сложным образом зависит от угла визирования [6].

Принцип объединения отсчетов состоит в том, что в каждый столбец матрицы памяти размерностью 128×128 ячеек в темпе частоты кадров последовательно записываются отсчеты 1-й, 2-й, ... 128-й строк матрицы фотоприемников, так что в некоторый момент времени 1-я строка записывается в 1-й столбец, 2 в 128, 3 в 127, ... 128 в 2; в следующем цикле опроса 1 в 2, 2 в 1, 3 в 128, ... 128 в 3 и т.д. При этом отсчеты из всех строк, кроме 1-й, умножаются на 2 весовых коэффициента (коэффициента интерполяции) и записываются в последовательные ячейки соответствующего столбца матрицы памяти (суммируются с содержимым этих ячеек). «Готовый» отсчет последовательно считывается из каждого столбца матрицы памяти после записи в него отсчетов от последней, 128-й строки матрицы фотоприемников. Таким образом, результирующий отсчет представляет собой сумму с весами 255 реализаций однократного накопления аналогового сигнала. В процессе описанного алгоритма (в реальном времени) должны вычисляться: текущий сдвиг как функция номера строки и текущего углового положения визирной оси, приращение адреса ячейки как целая часть сдвига и весовые коэффициенты, равные (1-d)и d, где d — дробная часть сдвига.

Результаты расчета сдвигов координат элементов для нескольких положений визирной оси относительно надира представлены на рис. 3.



Рис. 3. Величины сдвигов для 4 положений визирной оси относительно надира

Продемонстрированная на рис. 4 зависимость с хорошей точностью (ошибка не более 0,6%) аппроксимируется двумерной функцией: линейной в зависимости от номера строки матричного фотоприемника (см. рис. 3) и кубической в зависимости от текущего положения визирной оси (см. рис. 4).



Рис. 4. Зависимость сдвига от расстояния относительно надира для строк с номерами 32, 64, 96 и 128

По этой функции в БОС должны вычисляться адресные сдвиги и коэффициенты интерполяции. На рис. 5 наглядно продемонстрирована суперпозиция 1-й и 24-й строк матричного фотоприемника.



Рис. 5. Элементарный отсчет от 1-го пикселя 24-й строки складывается с отсчетами от 1-го и 2-го пикселей 1-й строки с соответствующими весовыми коэффициентами

работы Результатом алгоритма является уменьшение потока информации в 128 раз, поскольку сигнал на выходе БОС представляет собой свертку по 128 интерполированным строкам матрицы. В результате интерполяции несколько ухудшается полная оптическая передаточная функция (ОПФ) системы, поскольку ОПФ виртуальной строки, полученной в результате операции свертки, совпадает с ОПФ строки матрицы фотоприемников лишь при особых соотношениях скорости и направления движения изображения в фокальной плоскости и значения кадровой частоты опроса матрицы. Кроме того, применение линейного приближения в алгоритме интерполяции также вносит некоторые искажения. Однако поскольку параметры ОПФ системы «объектив-фотоэлемент матрицы» не слишком высоки, означенные искажения допустимы.

Описанная схема построения сканирующей аппаратуры позволяет реализовать современные метрологические требования, предъявляемые к аппаратуре ДЗЗ, предназначенной для определения цветности акваторий мирового океана. Разработанный интерполяционный алгоритм позволяет значительно сократить информационный поток с борта КА без потерь радиометрического разрешения и с минимальными геометрическими искажениями.

Список литературы

- 1. Акимов Н.П., Зайцев А.А., Соловьев А.М. Практическая реализация современных метрологических требований, предъявляемых к перспективному сканеру цветности КА «Метеор-М» № 3 для исследования акваторий. Сборник трудов VI Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий», 2013.
- Романов А. А. Основы обработки и анализа данных космического дистанционного зондирования океана: Учеб. пособие. М.: МФТИ, 2003. 272 с.
- 3. Remote Sensing of ocean colour in coastal, and other optically-complex, waters / Reports of the international ocean-colour coordinating group, IOCCG // Dartmouth, Canada, 2000. № 3. 140 p.
- NASA. Official site of the Sea-viewing Wide Field-ofview Sensor project. http://oceancolor.gsfc.nasa.gov/ SeaWiFS/
- 5. Зайцев А.А. Оптимизация характеристик фотоприемной оптико-электронной системы спутниковой аппаратуры, предназначенной для решения задач определения цветности акваторий: выпускная квалификационная работа бакалавра прикладных математики и физики. М., 2012. 45 с.
- 6. Шовенгерт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. М.: Техносфера, 2010. 560 с.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 39–44

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.39

Организация управления радиотехническим оборудованием с использованием СУБД Линтер-ВС в ОС МСВС

В. М. Ватутин¹, С. А. Донцов², Ю. В. Ефремов

¹д. т. н., проф., ²к. т. н., AO «Российские космические системы» e-mail: vladmvat@mail.ru, sad_rks@mail.ru, jorgiy@bk.ru

Аннотация. В связи с качественным изменением современных компьютеров в сторону роста быстродействия, объемов оперативной памяти и памяти дисковых накопителей объективной становится применение СУБД для решения задач управления в сложных системах.

В данном случае рассматривается управление радиотехническим комплексом, имеющим в своем составе, например, антенную систему, систему управления облучателем, приемное устройство и т. д. Организовано управление с использованием таблиц базы данных под управлением СУБД Линтер-ВС, установленной в операционной системе ОС МСВС.

Каждое устройство, входящее в состав радиотехнического комплекса, а также внешние устройства, осуществляющие выдачу заданий и прием информации, представляются некими «сущностями». Такая сущность представима в базе данных в виде нескольких таблиц. При этом обязательно присутствие таблицы «команд» и таблицы «состояний».

Кроме этих обязательных таблиц, могут существовать вспомогательные таблицы, также относящиеся к определенной сущности. Предполагается, что управление некоторой сущностью, например антенной системой, производится некоторым контроллером, расположенным на стороне управляемого устройства.

Связь контроллера с базой данных осуществляется с помощью программы-посредника. Программа-посредник, с одной стороны, обслуживает приборный интерфейс связи с контроллером (например — RS485), с другой — организует запросы к таблицам базы данных. Запросы к таблицам «команд» дешифрируются в команды контроллера и передаются в него через приборный интерфейс. Через него же получаются ответы, которые, в свою очередь, пройдя дешифрацию, отправляются модифицирующим запросом в таблицу «состояний».

Благодаря такой организации движения команд и данных, число управляемых сущностей практически не ограничено. Не ограничено также и число управляющих сущностей. Они могут быть как локальными, так и удаленными. Количество сущностей, принимающих участие в процессе управления, определяется настройками сервера СУБД.

Кроме поддержки организации управления, СУБД осуществляет контроль за фактами регистрации в БД зарегистрированных пользователей. Это позволяет при необходимости выяснить, кто и когда осуществлял определенные действия по управлению аппаратурой радиотехнического комплекса. Незарегистрированных пользователей СУБД не обслуживает.

Ключевые слова: автоматизация, радиотехника, комплексы, СУБД, АСУ, GNU/Linux, RS-485, линейные алгоритмы

Radio Engineering Equipment Control Using a Database Linter-VS in OS MSVS

V. M. Vatutin¹, S. A. Dontsov², Yu. V. Efremov

¹doctor of engineering science, professor, ²candidate of engineering science Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: vladmvat@mail.ru, sad_rks@mail.ru, jorgiy@bk.ru

Abstract. According to the growth of modern computers performance, increase of random access memory and memory of disk drives, it is possible to use database management systems (DBMS) for solving the control tasks in complex systems.

The article describes the control of radio engineering complex including, for example, an antenna system, an irradiator control system, a receiver, etc. A control with the use of database tables under Linter-VS DBMS installed in OS MSVS is organized.

Each device included into the radio engineering complex and also peripheral devices are certain "entities". This entity can be represented in the database in the form of several tables. A table "commands" and table "states" must be present.

Auxiliary tables related to a particular entity can be present. It is expected that the controller, located on the side of the controllable device, controls the entity, for example - the antenna system.

It is shown that the controller communicates with a database by means of a proxy. The proxy connects a device interface with the controller and makes queries to database tables. The queries to the "commands" table are decoded into controller's commands and transmitted through the device interface. Responses are made through it, which after decoding are transferred into the "states" table.

Due to such commands and data transfer, the number of controllable and control entities is practically unlimited. They can be both local and remote.

It is stressed that DBMS controls the registration of registered users in the database. Unregistered users are not served by DBMS.

Key words: automation, radio engineering, complexes, database management system (DBMS), automated control system, GNU/Linux operating system, standard RS-485, linear algorithms

1. Сводные данные об ОС МСВС, Линтер-ВС и интерфейсе RS-485

ОС МСВС, основанная на GNU/Linux, является многопользовательской многозадачной сетевой ОС. Она функционирует на аппаратных платформах Intel, SPARC («Эльбрус-90микро»), IBM S390 и MIPS (комплексы серии «Багет» производства компании «Корунд-М»), поддерживает многопроцессорные конфигурации (SMP). Содержит средства мандатного управления доступом, списки контроля доступа, ролевую модель.

СУБД Линтер-ВС 7.0 предназначена для создания информационных и управляющих систем для работы с различной информацией, а также создания и поддержки баз данных, основанных на реляционной модели данных. Даная СУБД основана на архитектуре «клиент-сервер». Данная технология дает реальные преимущества пользователям и становится преобладающим способом обработки данных.

RS-485 (Recommended Standard 485 или EIA/TIA-485-A) — рекомендованный стандарт передачи данных по двухпроводному полудуплексному многоточечному последовательному симметричному каналу связи. Стандарт описывает только физические уровни передачи сигналов (т. е. только 1-й уровень модели взаимосвязи открытых систем OSI). Стандарт не описывает программную модель обмена и протоколы обмена. RS-485 создавался для расширения физических возможностей интерфейса RS232 по передаче двоичных данных.

2. Общая схема взаимодействия

Общая схема организации управления представлена на рис. 1.

Главным узлом в управлении оборудованием является сервер удаленной базы данных (БД). Там в таблицах БД находятся высокоуровневые команды управления оборудованием, такие как выставление оборудования на определенные режимы работы в определенное время. Команды представляют собой записи в БД, где содержатся столбцы с номером режима работы, временем его выполнения (время выхода на режим и время выхода из режима) и переменными данными (точные значения частотных параметров, данных об азимуте и т.д.). Также на этом сервере находятся таблицы данных, принятых с каждого оборудования (включая телеметрию, оцифрованные сигналы с приемников и т.д.). Примерная таблица высокоуровневых команд приведена в табл. 1, а ответные данные представлены в табл. 2.

Таблица	1.	Примерная	таблица	высокоуровневых
		KON	ианд	

Номер режима [PK]	Начало исполнения	Окончание исполнения	Переменные данные	
1	00:00	01:00	Null	
2 08:45		09:45	188	

Выдача указаний на режим работы в определенное время регулируется управляющей программой, установленной на сервере, которая, следуя своему алгоритму, выдает на сервер управления оборудованием конкретные строки с командами.

Однако сервер удаленной базы данных связан с сервером управления оборудованием не напрямую. Между ними присутствует сервер связи реального времени и автономного управления оборудованием, который может представлять собой технологическую ПЭВМ. Предназначение этого сервера состоит в синхронизации по времени работы оборудования и выдачи указаний ему. Через этот сервер возможно автономное управление оборудованием в случае отказа оборудования удаленного управления. Таким образом, порождаются две управляющие сущности: удаленный сервер управления и автономный сервер управления. Организация доступа до сервера управления оборудованием устроена так, что для него (сервера) нет разницы в командах, записанных с автономного или удаленного сервера управления: выборка управляющего узла производится в соответствии с командами диагностической программы, которая опрашивает работоспособность канала связи с удаленной базой данных.

На самом сервере управления оборудованием имеются множества сущностей — программ, представляющих собой оконечные автоматы, которые выдают команды контроллерам оборудования, тем самым осуществляя заключительную часть алгоритма управления.





Номер режима [РК]	Исправность	Исправность 2	Результат 1	Результат 2	Результат 3	Выполнено
1	Дa	Да	443	98	10	Нет

Таблица 2. Примерная таблица ответных данных

На сервере управления оборудованием также есть БД, в которую дублируются значения таблицы высокоуровневых команд. Эти значения разбираются программой — конечным автоматом для определения выполнения самого режима и времени, в которое его надо выполнять.

Команды контроллерам содержатся в таблицах — «словарях» базы данных, находящейся на той же ПЭВМ (сервере управления оборудованием), которая и осуществляет управление. В таблице, содержащей команды контроллерам (низкоуровневые команды), содержатся также столбцы с числами, последовательность которых (от 1 до *n*) представляет линейный алгоритм выполнения этих низкоуровневых команд контроллеру. Конечный автомат соотносит столбцы с номерами режимов с соответствующими строками из таблицы высокоуровневых команд. Установку переменных значений выполняет сама программа, изменяя по заданному алгоритму команды из таблиц низкоуровневых команд. Примеры низкоуровневых команд приведены в табл. З.

к команд
D

Номер [РК]	Команда	Ответ команды	Режим 1	Режим 2	Режим ответа
1	009EA0	009EA1	null	2	1
2	100000	100001	1	1	null

В результате выполнения каждой высокоуровневой команды каждая сущность будет выдавать свою ответную информацию в виде таблицы БД (телеметрию, оцифрованные сигналы с приемников, признак выполнения/невыполнения и т.д.). Эти результаты могут сразу же передаваться в БД удаленного сервера (табл. 3).

Само оконечное управление будет осуществляться управляющей машиной (сервером управления оборудованием) через интерфейсы RS-485 в полудуплексном режиме. Контроль режима приема-передачи осуществляется автоматически UART контроллером устройства, которое являет собой физический порт RS-485.

3. Структура отношений сущностей к базе данных сервера управления оборудованием

Доступ к данным, содержащимся и появляющимся в базе данных сервера управления, осуществляется через авторизированное подключение сущности по уникальному логину и паролю (так называемой глобальной роли). Однако авторизация представляет собой набор достаточно жестких прав, поэтому для более тонкого варьирования ими (например, одна сущность может только читать данные конкретной таблицы, другая сущность может читать, писать и удалять их) существуют групповые роли, в каждую такую групповую роль включена одна соответствующая глобальная роль. Разграничение прав показано на рис. 2.

4. Достоинства и недостатки данного способа управления оборудованием

Достоинства:

1. Использование ОС МСВС решает проблему несанкционированного управления данными за счет организации мандатного доступа как на конкретной машине, так и на комплексе в целом. Этот момент является ключевым для радиотехнических комплексов, так как при заведомо неправильном управлении аппаратурой возможна вероятность ее отказа.

2. Использование СУБД Линтер-ВС 7.0 дополняет систему защиты от несанкционированного доступа, так как имеет метод авторизации рат.



Рис. 3. Путь прохождения каждой команды

Этот метод авторизует пользователя СУБД только в том случае, если данный пользователь зарегистрирован в системе на той же машине.

3. Одним из способов организации обмена данными через устройства ввода-вывода, который реализован в системах архитектуры GNU/Linux (коей является ОС МСВС), является так называемый телетайп (TTY). Телетайп есть терминал, представляющий собой файл для стандартного ввода. Это существенно упрощает передачу и прием данных от любых устройств на низком уровне (как раз на уровне управления контроллерами).

4. Интерфейс обмена RS-485 позволяет обмениваться данными на расстоянии до 1200 м, что является существенным плюсом, если оборудование удалено от места управления им (высокие пандусы, удаление оборудование по топологическим причинам, крупногабаритные антенны и т.д.). Кроме того, данный протокол поддерживает малые скорости обмена (например, 9600 бод), что способствует передаче информации с минимальными потерями. Скорость 9600 бод является достаточной для управления аппаратурой, так как низкоуровневые команды, как правило, имеют размер не более 100 байт (как и ответные части, содержащие смысловую нагрузку).

Недостатки:

 путь прохождения каждой команды представляет собой 4 звена: Оборудование–Сервер управления оборудованием–Сервер автономного управления оборудованием–Сервер удаленной базы данных (рис. 3);

– вполне вероятно, что такое количество звеньев снижает надежность системы от сбоев. Однако проблема не является столь существенной, так как сами способы и алгоритмы управления мало загружают современные средства вычислительной техники, на которой строится система автоматизированного управления.

5. Заключение

Данная архитектура автоматизированных систем управления радиотехническим оборудованием (а также сложными радиотехническими комплексами) является универсальной, так как не имеет жесткой привязки к определенным типам оборудования и разнообразием стоящих перед комплексом задач. По сути, система является системой конечных автоматов и легко может быть доработана до уровня вентильных матриц (вместо целой ПЭВМ), что минимизирует габариты систем, а также увеличит их надежность.

Список литературы

- 1. Уорсли Дж., Дрейк Дж. PostgreSQL. Для профессионалов. СПб.: Питер, 2003. 496 с.
- 2. Бартунов О., Сигаев Ф. Написание расширений для PostgreSQL с использованием GiST. http://www.sai.msu.su/~megera/

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 45–61

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.396.677

Цифровое фазирование для повышения эффективности применения антенной системы Б-529

С. И. Ватутин¹, О. В. Зайцев

¹к. т. н., АО «Российские космические системы»

e-mail: otd0943_vsi@mail.ru, pochta-ov@mail.ru

Аннотация. Изложены предложения по практическому достижению идеальных отношений сигнал/шум в приемном тракте антенной системы Б-529 путем цифрового фазирования четырех антенн этой системы. Предложен цифровой равносигнальный метод формирования разностных сигналов наведения по суммарному сигналу от всех четырех антенн системы Б-529, позволяющий вдвое увеличить отношение сигнал/шум в тракте наведения антенны по сравнению с традиционным методом наведения по суммарно-разностных сигналам. Результаты работы могут быть использованы при модернизации антенной системы Б-529 путем перевода ее приемного тракта и тракта наведения на цифровую обработку радиосигналов.

Ключевые слова: антенная система, синфазная антенная решетка, приемник, цифровое фазирование, промежуточная частота, разность хода лучей, равносигнальный метод, суммарно-разностный сигнал

Digital Phasing to Increase Application Efficiency of the B-529 Antenna System

S. I. Vatutin¹, O. V. Zaytsev

¹candidate of engineering science, Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: otd0943_vsi@mail.ru, pochta-ov@mail.ru

Abstract. This article describes the proposals for practical achievements of the ideal signal-to-noise ratio in the receive path of the B-529 antenna system by means of digital phasing of four antennas of this system. A digital equisignal forming method of difference guidance signals from the sum signal from four antennas of the B-529 system is proposed. It is stressed that this method allows to increase twice a signal-to-noise ratio in the antenna guidance path in comparison with a traditional guidance method from sum and difference signals. It is reported that the results can be used when modernizing the B-529 antenna system through transferring its receive path and guidance path to digital processing of radio signals.

Key words: antenna system, cophased array, receiver, digital phasing, intermediate frequency, path-length difference, equisignal method, sum and difference signal

Настоящая работа посвящена сравнительному анализу аналоговых и цифровых способов фазирования сигналов с четырех антенн системы Б-529, которые смонтированы на общей раме и образуют синфазную антенную решетку (см. рис. 1).



Рис. 1. Внешний вид антенной системы Б-529

Структурная схема синфазной решетки антенной системы Б-529 представлена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема антенной системы Б-529

Сравнение аналогового и цифрового способов обработки и фазирования сигналов с четырех антенн системы Б-529 проведем в одинаковых условиях, когда малошумящие усилители установлены непосредственно на облучатели антенн и потерями в соединительных кабелях до кольцевых мостов и приемников от 1 дБ в метровом диапазоне до 2– 2,5 дБ в верхних дециметровых диапазонах можно пренебречь. В соответствии с рис. 2 обозначим через A1 верхнюю антенну, A2 — нижнюю, A3 — левую и A4 — правую антенну, Ψ — азимут, $\Phi_{\rm KA}$ — угол места направления на KA, $\Delta\Psi$ — отклонение по азимуту, $\Delta\Phi$ — отклонение по углу места от направления на KA. При анализе примем, что фазовый центр синфазной решетки Б-529 находится на пересечении отрезков прямых, соединяющих фазовые центры антенн A1–A2 и A3–A3.

На рис. 3 представлена геометрическая модель для расчета фазовых набегов в антеннах A1–A4 относительно фазового центра 0 решетки, возникающих при отклонении оси диаграммы направленности от направления на KA на угол $\Delta \Psi$ по азимуту и $\Delta \Phi$ по углу места.



Рис. 3. Геометрическая модель синфазной антенной решетки Б-529

Разность хода лучей от КА на антенну ΔR_{i0} относительно фазового центра решетки равна длине проекции вектора фазового центра антенны на вектор направления на КА и определяется известной формулой для угла между векторами через направляющие косинусы:

$$\Delta R_{i0} = L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{\rm Ai}) \cdot \cos(\alpha_{\rm KA}) + \\ + \cos(\beta_{\rm Ai}) \cdot \cos(\beta_{\rm KA}) + \cos(\gamma_{\rm Ai}) \cdot \cos(\gamma_{\rm KA})].$$
(1)

Здесь L_{i0} — расстояние от фазового центра решетки до фазового центра антенны Ai. При диаметре антенны D=6м $L_{i0}=D/\sqrt{2}=4,24$ м.

Нетрудно показать, что направляющие косинусы направления на КА и антенн А1-А4 определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
\cos(\alpha_{\rm KA}) &= \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA}), \\
\cos(\beta_{\rm KA}) &= \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA}), \\
\cos(\gamma_{\rm KA}) &= \sin(\Phi_{\rm KA}),
\end{aligned}$$
(2)

$$\begin{aligned}
\cos(\alpha_{A1}) &= -\sin(\Phi_{\mathcal{J}H}) \cdot \sin(\Psi_{\mathcal{J}H}), \\
\cos(\beta_{A1}) &= -\sin(\Phi_{\mathcal{J}H}) \cdot \cos(\Psi_{\mathcal{J}H}), \\
\cos(\gamma_{A1}) &= \cos(\Phi_{\mathcal{J}H}),
\end{aligned}$$
(3)

$$\cos(\alpha_{A2}) = \sin(\Phi_{\mathcal{I}H}) \cdot \sin(\Psi_{\mathcal{I}H}),$$

$$cos(\beta_{A2}) = sin(\Phi_{\mathcal{J}H}) \cdot cos(\Psi_{\mathcal{J}H}),$$

$$cos(\gamma_{A2}) = -cos(\Phi_{\mathcal{J}H}),$$
(4)

$$\cos(\alpha_{\rm A3}) = \cos(\Psi_{\rm ДH}),$$

$$\cos(\beta_{A1}) = -\sin(\Psi_{\mathcal{I}H}), \quad \cos(\gamma_{A4}) = 0, \tag{5}$$

$$\cos(\alpha_{A4}) = \cos(\varphi_{\Pi H}), \qquad (6)$$
$$\cos(\beta_{A1}) = \sin(\Psi_{\Pi H}), \quad \cos(\gamma_{A4}) = 0,$$

$$\Phi_{\mathrm{ДH}} = \Phi_{\mathrm{KA}} + \Delta \Phi, \quad \Psi_{\mathrm{ДH}} = \Psi_{\mathrm{KA}} + \Delta \Psi.$$
 (7)

Разность хода ΔR_{ij} и время распространения ΔT_{ij} лучей между антеннами Ai и Aj, $i, j = 1-4, i \neq j$ определяются очевидными выражениями:

$$\Delta R_{ij} = \Delta R_{i0} - \Delta R_{i0},\tag{8}$$

$$\Delta T_{ij} = \Delta R_{ij}/c, \tag{9}$$

где c — скорость света в свободном пространстве.

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н Аiи Аj на несущей частоте $f_{\rm H}$:

$$\Delta \varphi_{ij} = \omega_{\rm H} \cdot \Delta T_{ij} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\rm H} \cdot \Delta T_{ij}.$$
(10)

Получение суммарных и разностных сигналов с вертикальных и горизонтальных антенн решетки Б-529 в каждом из рабочих диапазонов М1, М2, Д1, Д2, Д4 осуществляется на своей схеме из кольцевых мостов [3, с. 94–95], представляющих из себя свернутый в кольцо коаксиальный кабель длиной $3\lambda/2$, в который с интервалом $\lambda/4$ включены 4 коаксиальных кабельных отвода, как показано на рис. 4. При возбуждении 2-го плеча в обе стороны по кольцу распространяются волны, которые в области плеча 3 и 1 оказываются синфазными, а в области плеча 4 противофазными. Поэтому мощность сигнала делится поровну между плечами 3 и 1, а плечо 4 развязано [3, с. 95].



Рис. 4. Кольцевой мост на коаксиальном кабеле

При возбуждении 4-го плеча распространяющиеся в обе стороны по кольцу волны в области плеч 3 и 1 также оказываются синфазными, а в области плеча 2 — противофазными. Поэтому и в этом случае мощность сигнала делится поровну между плечами 3 и 1, а плечо 2 развязано. В случае одновременного возбуждения плеч 2и 4 синфазными колебаниями волны, приходящие в плечо 3 от плеч 2 и 4, оказываются синфазными и складываются по амплитуде, а волны, приходящие в плечо 1 от плеч 2 и 4, оказываются противофазными и вычитаются по амплитуде.

<u>Пр</u>и одинаковой мощности $P_{\rm c}$ и амплитуде $\sqrt{2RP_{
m c}}$ каждого из возбуждающих плечи 2 и 4 синфазных сигналов на плечо 3 поступят синфазные, а на плечо 1 — противофазные сигналы мощности $P_{\rm c}/2$ и амплитуды $\sqrt{RP_{\rm c}}$. Здесь R — сопротивление нагрузки, согласованное с волновым сопротивлением линии. На плече 3 поступившие сигналы сложатся и будут иметь амплитуду $2\sqrt{RP_{c}}$ и результирующую мощность $2P_{\rm c}$, а на плече 1 аннигилируют и будут иметь результирующую мощность О. Таким образом, мощность сигнала, уходящего в плечо 3, будет равна суммарной мощности синфазных сигналов, подводимых к плечам 2 и 4. На этом свойстве кольцевого моста и основано формирование суммарно-разностных сигналов в антенной системе Б-529.

Что касается шумов из возбуждающих плеч 2 и 4, то мощность шума $P_{\rm III}$ каждого из этих плеч делится поровну между плечами 3 и 1, а поскольку шумы независимы, то в плечах 3 и 1 они складываются по мощности. Таким образом, шумы мощности $P_{\rm III}$ из плеч 2 и 4 дадут шум одиночной мощности $P_{\rm IIII}$ в плечах 3 и 1.



Рис. 5. Схема аналогового формирования и цифрового приема суммарно-разностных сигналов линейной поляризации антенной системы Б-529

В итоге при синфазном сложении сигналов на кольцевом мосте отношение сигнал/шум по мощности удваивается: $P_{\rm c3}/P_{\rm m3}=2(P_{\rm c}/P_{\rm m}).$

На рис. 5 представлена схема аналогового формирования антенной системой Б-529 суммарноразностных сигналов линейной поляризации отдельно для вертикальной и горизонтальной поляризации. Здесь имеются два этапа сложения сигналов, причем как на первой, так и на второй ступени складываются синфазные сигналы. Поэтому отношение сигнал/шум на каждой ступени удваивается и результирующее отношение сигнал/шум становится равным $4(P_c/P_m)$.

Будем считать, что после получения суммарноразностных сигналов на кольцевых мостах дальнейшая обработка радиосигналов осуществляется на современных цифровых приемниках. Поскольку мощность теплового шума определяется известным выражением

$$P_{\rm III} = k \cdot t \cdot \Delta F_{\rm MIIIV},\tag{11}$$

где k — постоянная Больцмана, t — шумовая температура первого каскада МШУ, ΔF — полоса частот МШУ, то здесь ключевую роль для отношения

сигнал/шум играет полосовой фильтр (ПФ) после усилителя промежуточной частоты (УПЧ), после которого отношение сигнал/шум по мощности становится равным

$$\left(\frac{P_{\rm c\Sigma}}{P_{\rm m\Sigma}}\right)_{\rm A} = 4 \cdot \frac{P_{\rm c}}{P_{\rm m}} \cdot \frac{\Delta F_{\rm MIIIY}}{\Delta F_{\rm Y\Pi \rm Y}},\tag{12}$$

где $\Delta F_{y\Pi\Psi}$ — полоса частот ПФ после УПЧ. Поскольку при сравнении аналоговых и цифровых методов сложения сигналов антенн Б-529 нас интересуют отношения сигналов, то коэффициент передачи приемного тракта для удобства сравнения может быть принят равным 1.

Теперь рассмотрим процесс сложения сигналов при цифровой обработке, схема которой представлена на рис. 6.

При цифровой обработке имеем 8 независимых каналов приема сигналов вертикальной и горизонтальной поляризации с четырех антенн Б-529, каждый из которых состоит из линейного высокочастотного тракта (ЛТ), усилителя промежуточной частоты (УПЧ), полосового фильтра (ПФ) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Оцифрованные сигналы поступают на программируемую логическую интегральную схему



Рис. 6. Структурная схема цифровой обработки радиосигналов РТС-9

(ПЛИС), которая осуществляет их обработку. Сигналы от четырех антенн при точном наведении на объект по-прежнему фазируются путем подбора длины кабеля от МШУ до ЛТ, как и при аналоговом приеме. Кольцевые мосты из схемы исключаются. Их функции по формированию суммарноразностных сигналов возложены на ПЛИС.

В этих условиях при точном наведении на объект на вход АЦП поступают синфазные сигналы для одинаковой поляризации (вертикальной или горизонтальной). В ПЛИС сигналы одной поляризации складываются по амплитуде. При мощности сигнала $P_{\rm c}$ и амплитуде $\sqrt{2RP_{\rm c}}$ амплитуда суммарного сигнала будет равна $4\sqrt{2RP_c}$, а мощность — 16Р. Шумы складываются по мощности, поэтому при мощности шума в одном канале на входе МШУ, равной Р_ш, мощность шума после прохождения через полосовой фильтр УПЧ будет равна $P_{\rm III}(\Delta F_{\rm yIII}/\Delta F_{\rm MIIIy})$, а после суммирования четырех сигналов $4P_{\rm m}(\Delta F_{\rm y\Pi 4}/\Delta F_{\rm MIIIy})$. Таким образом, отношение сигнал/шум по мощности для линейной поляризации при цифровом сложении сигналов четырех антенн будет равно

$$\left(\frac{P_{\rm c\Sigma}}{P_{\rm m\Sigma}}\right)_{\rm II} = 4 \cdot \frac{P_{\rm c}}{P_{\rm m}} \cdot \frac{\Delta F_{\rm MIIIY}}{\Delta F_{\rm Y\Pi \rm Y}}.$$
 (13)

Из (2) и (3) видим, что при абсолютно точном наведении синфазной антенной решетки Б-529 на источник радиосигнала отношения сигнал/шум для цифрового и аналогового метода формирования суммарного сигнала четырех антенн Б-529 одинаковы:

$$\frac{\left(\frac{P_{c\Sigma}}{P_{\rm m\Sigma}}\right)_{\rm II}}{\left(\frac{P_{c\Sigma}}{P_{\rm m\Sigma}}\right)_{\rm A}} = 1.$$
(14)

49

Поскольку суммарная площадь раскрыва четырех 6-метровых параболических антенн системы Б-529 равна площади раскрыва 12-метровой антенны THA-57, то дальность действия по суммарному информационному сигналу антенной системы Б-527 при надлежащем цифровом фазировании должна быть соизмерима с дальностью действия по информационному каналу антенны THA-57.

Теперь сравним характеристики аналогового и цифрового автосопровождения антенной системы Б-529. Здесь принципиально необходимо рассмотреть случай неточного наведения антенной решетки на источник радиосигнала.

Пусть мощность сигнала от одиночной антенны при точном наведении антенной системы Б-529 на КА равна $P_{\rm c}$, тогда мощность сигнала от одиночной антенны на разностном выходе кольцевого моста будет равна $P_{\rm c}/2,$ а амплитуда

$$U_{\rm M} = \sqrt{RP_{\rm c}}.$$
 (15)

Амплитуда сигнала одиночной антенны при отклонении синфазной антенной решетки на угол Θ будет равна

$$U_{\rm M\Theta} = U_{\rm M} \cdot F(\Theta), \tag{16}$$

где $F(\Theta)$ — нормированная диаграмма направленности одиночной параболической антенны решетки Б-529, которую для оценочных расчетов аппроксимируем известным выражением:

$$F(\Theta) = \exp[-a \cdot (\Theta/\Theta_{0,5})^2].$$
(17)

Здесь $\Theta_{0,5}$ — половина ширины диаграммы направленности на уровне 0,5 мощности сигнала и на уровне 0,707 амплитуды сигнала, причем a = 0,346574.

При одновременном отклонении от направления на объект по углу места на $\Delta \Psi$ и по азимуту на угол $\Delta \Phi$ результирующий угол отклонения Θ получим, исходя из соотношения для угла между вектором диаграммы направленности и вектором направления на KA:

$$\cos \Theta = \cos(\alpha_{\rm ДH}) \cdot \cos(\alpha_{\rm KA}) + + \cos(\beta_{\rm ДH}) \cdot \cos(\beta_{\rm KA}) + \cos(\gamma_{\rm LH}) \cdot \cos(\gamma_{\rm KA}), \quad (18)$$

где в соответствии с (2) и (7)

$$\cos(\alpha_{\rm ДH}) = \cos(\Phi_{\rm KA} + \Delta\Phi) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA} + \Delta\Psi), \quad (19)$$

$$\cos(\beta_{\rm ДH}) = \cos(\Phi_{\rm KA} + \Delta\Phi) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA} + \Delta\Psi), \quad (20)$$

$$\cos(\gamma_{\rm ДH}) = \sin(\Phi_{\rm KA} + \Delta\Phi). \tag{21}$$

Отсюда

$$\Theta = \arccos(\cos \Theta). \tag{22}$$

При отклонении оси синфазной антенной решетки от направления на КА между сигналами антенн A_i и A_j возникает сдвиг по фазе $\Delta \varphi_{ij}$, определяемый выражениями (1)–(10).

Векторная диаграмма формирования разностного сигнала антенн представлена на рис. 7.

При отклонении от направления на объект по углу места на $\Delta \Psi$ и по азимуту на угол $\Delta \Phi$ и соответствующем рассогласовании сигналов антенн A_i



Рис. 7. Векторная диаграмма формирования разностного сигнала антенн

и A_j по фазе на $\Delta \varphi_{ij}$ модуль амплитуды разностного сигнала $U_{\Delta \varphi_{ij}}$ в соответствии с векторной диаграммой на рис. 9 определяется очевидным выражением:

$$U_{\Delta\varphi_{ij}} = \sqrt{\left(U_{\rm M\Theta} - U_{\rm M\Theta} \cdot \cos\Delta\varphi_{ij}\right)^2 + \left(U_{\rm M\Theta} \cdot \sin\Delta\varphi_{ij}\right)^2}.$$

Откуда

$$U_{\Delta\varphi_{ij}} = U_{\mathsf{M}\Theta} \sqrt{2\left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right)}.$$
 (23)

Мощность разностного сигнала антенн Ai и Aj при аналоговом вычитании с учетом (16) и (15) равна:

$$P_{c\Delta_{ij}A} = \frac{U_{\Delta\varphi_{ij}}^{2}}{2R} = \frac{U_{M\Theta}^{2} \cdot 2\left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right)}{2R} =$$
$$= \frac{U_{M}^{2} \cdot (F(\Theta))^{2} \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right)}{R} =$$
$$= \frac{\frac{R \cdot P_{c} \cdot (F(\Theta))^{2} \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right)}{R} =$$
$$= P_{c} \cdot (F(\Theta))^{2} \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right). \quad (24)$$

Как указывалось ранее, шумы мощности $P_{\rm m}$ от каждой из двух одиночных антенн на суммарном и разностном выходе моста дадут в сумме шум одиночной мощности $P_{\rm m}$. Таким образом, имеем следующее выражение для отношения сигнал/шум

по мощности для разностных сигналов антенн A*i* и A*j* при отклонении от направления на KA:

$$\frac{P_{c\Delta_{ij}}}{P_{{\rm III}\Delta_{ij}}} = \frac{P_{\rm c}}{P_{{\rm III}}} \cdot \left(F(\Theta)\right)^2 \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right). \tag{25}$$

После ПФ УПЧ отношение сигнал/шум по мощности для разностных сигналов антенн Ai и Aj при отклонении от направления на КА становится равным:

$$\left(\frac{P_{c\Delta_{ij}}}{P_{i\!\perp\!\Delta_{ij}}}\right)_{\Pi\Phi \ Y\Pi\Psi} = \frac{P_{c}}{P_{i\!\perp\!}} \cdot \frac{\Delta F_{M\!\perp\!\Pi\!Y}}{\Delta F_{Y\Pi\Psi}} \times (F(\Theta))^{2} \cdot \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right). \quad (26)$$

Отсюда нормированные значения отношения сигнал/шум разностного сигнала относительно отношения сигнал/шум для сигнала одиночной антенны после ПФ УПЧ при аналоговом вычитании:

$$\left(\frac{P_{c\Delta_{ij}}}{P_{iii\Delta_{ij}}}\right)_{A \Pi \Phi \ \forall \Pi \Psi} / \left(\frac{P_{c}}{P_{iii}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi \Psi}}\right) = (F(\Theta))^{2} \left(1 - \cos \Delta \varphi_{ij}\right). \quad (27)$$

При цифровом формировании разностного сигнала отношение сигнал/шум, равное $P_{\rm c}/P_{\rm m}$, сохраняется до полосового фильтра УПЧ, после которого становится равным $(P_{\rm c}/P_{\rm m})(\Delta F_{\rm MIIIY}/\Delta F_{\rm YIIY})$. При вычитании в цифровой форме шумы по мощности складываются, но и мощность сигнала не делится пополам, как на кольцевом мосте, поэтому вместо (15) мы имеем

$$U_{\rm c} = \sqrt{2RP_{\rm c}}.\tag{28}$$

Отсюда

$$U_{\rm c}^2 = 2RP_{\rm c}.$$
 (29)

Амплитуда сигнала одиночной антенны при отклонении синфазной антенной решетки на угол Θ будет равна

$$U_{c\Theta} = U_c \cdot F(\Theta). \tag{30}$$

По аналогии с (16), (23) и (24) с учетом (28)–(30) при цифровой обработке до ПФ получаем вдвое большую мощность разностного сигнала:

$$P_{c\Delta_{ij}\amalg} = 2P_{c} \cdot \left(F(\Theta)\right)^{2} \left(1 - \cos \Delta \varphi_{ij}\right).$$
(31)

Однако и шум будет также двойной мощности. В результате получаем те же нормированные значения

отношения сигнал/шум разностного сигнала относительно отношения сигнал/шум для сигнала одиночной антенны после ПФ УПЧ, что и при аналоговом методе формирования разностных сигналов:

$$\left(\frac{P_{c\Delta_{ij}}}{P_{{}_{\mathrm{III}}\Delta_{ij}}}\right)_{\mathrm{II}\,\Pi\Phi\,\,\mathrm{Y}\Pi\Psi} / \left(\frac{P_{c}}{P_{{}_{\mathrm{II}}}}\cdot\frac{\Delta F_{\mathrm{MIIIY}}}{\Delta F_{\mathrm{Y}\Pi\Psi}}\right) = (F(\Theta))^{2} \left(1 - \cos\Delta\varphi_{ij}\right). \quad (32)$$

Таким образом, прямой перенос метода формирования разностного сигнала с аналоговой на цифровую обработку не улучшает отношение сигнал/шум в гипотетическом случае идеальной аналоговой обработки. Однако цифровая обработка, помимо реализации с идеальными характеристиками методов, используемых при аналоговом фазировании, открывает новые возможности повышения отношения сигнал/шум при формировании разностного сигнала.

Предлагается применить формирование разностных сигналов наведения по суммарному сигналу от всех четырех антенн системы Б-529. Для этого предлагается цифровыми методами «качнуть» луч антенной системы Б-524 вверх-вниз и вправовлево и вычислить разностные сигналы суммарного луча решетки между соответствующими позициями отклонения, то есть работать по равносигнальной зоне диаграммы направленности решетки. Схема предлагаемого технического решения приведена на рис. 8.

На этом рисунке представлена линейка средств только для одной из четырех антенн Б-529. Схемы обработки радиосигналов остальных антенн аналогичны. Здесь в дополнение к АЦП для формирования сигнала вертикальной или горизонтальной поляризации без сдвига по фазе добавлены два АЦП с целью формирования сигнала с опережением и с отставанием по фазе на некоторый угол µ, о выборе которого скажем позже. Теперь же отметим, что при отклонении от объекта, помимо возникновения разностных сигналов, на основе которых работает система автосопровождения, происходит «просадка» суммарного сигнала. Векторные диаграммы формирования суммарных сигналов вертикального и горизонтального рядов антенной системы Б-529 при наличии отклонения от цели для цифровой обработки представлены на рис. 9.



Рис. 8. Структурная схема цифровой обработки радиосигналов одной из четырех антенн РТС-9 для автосопровождения по разности суммарных сигналов



Рис. 9. Векторная диаграмма формирования суммарного сигнала вертикальных и горизонтальных антенн при цифровой обработке

На векторной диаграмме рис. 9 учтено, что в соответствии с выражениями (1)–(10) сдвиги фаз сигналов антенн А1 и А2 относительно фазового центра синфазной решетки Б-529 являются одинаковыми по величине и противоположными по знаку. То же самое относится к сдвигам фаз относительно фазового центра решетки сигналов антенн А3 и А4. Это означает, что попарные суммы сигналов антенн А1 и А2 и антенн А3 и А4 имеют одинаковую фазу, равную фазе суммарного сигнала от всех четырех антенн при любых отклонениях оси диаграммы направленности от направления на КА.

Далее, в соответствии с рис. 9 амплитуда суммарного сигнала при цифровой обработке определяется выражением:

$$U_{\Sigma B\Gamma} = 2U_{c\Theta} \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm B}}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm \Gamma}}{2}\right) \right]. \tag{33}$$

Мощность суммарного сигнала вертикальной и горизонтальной линеек антенн:

$$\begin{split} P_{c\Sigma B\Gamma} &= \frac{U_{\Sigma B\Gamma}^2}{2R} = \\ &= \frac{\left[2U_{c\Theta}\left\{\cos\left(\frac{\Delta\varphi_B}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_\Gamma}{2}\right)\right\}\right]^2}{2R} = \\ &= \frac{4 \cdot 2 \cdot R \cdot P_c \left[F(\Theta)\right]^2 \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_B}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_\Gamma}{2}\right)\right]^2}{2R}, \\ P_{c\Sigma B\Gamma} &= 4P_c \left[F(\Theta)\right]^2 \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_B}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_\Gamma}{2}\right)\right]^2. \end{split}$$
(34)

Поскольку шумы в четырех линейных трактах при цифровой обработке независимы, то они скла-



Рис. 10. Формирование разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн при наличии отклонения по вертикали в сторону уменьшения угла места

дываются по мощности, причем после ПФ УПЧ:

$$P_{\rm mB\Gamma} = 4P_{\rm m} \cdot \frac{\Delta F_{\rm y\Pi 4}}{\Delta F_{\rm MIIY}}.$$
(35)

Отсюда отношение сигнал/шум после ПФ УПЧ

$$\frac{P_{\rm c\Sigma B\Gamma}}{P_{\rm mB\Gamma}} = \frac{P_{\rm c}}{P_{\rm m}} \cdot \frac{\Delta F_{\rm MIIIY}}{\Delta F_{\rm Y\Pi 4}} \times (F(\Theta))^2 \left(\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm B}}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm r}}{2}\right) \right)^2$$
(36)

и его нормированное значение относительно отношения сигнал/шум для сигнала одиночной антенны после ПФ УПЧ равно:

$$\left(\frac{P_{\rm c\Sigma B\Gamma}}{P_{\rm mB\Gamma}}\right) \left/ \left(\frac{P_{\rm c}}{P_{\rm m}} \cdot \frac{\Delta F_{\rm MIIIY}}{\Delta F_{\rm Y\Pi \Psi}}\right) = \left(F(\Theta)\right)^2 \left(\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm B}}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\rm r}}{2}\right)\right)^2.$$
(37)

Теперь оценим потенциальные возможности цифровой обработки при формировании разностного сигнала автосопровождения по методу равносигнальной зоны по суммарному сигналу от всех четырех антенн.

Рассмотрим формирование разностного сигнала при электронном отклонении луча по вертикали. Сначала рассмотрим ситуацию с отклонениями оси диаграммы направленности антенны от направления на KA на $\Delta \Psi$ по азимуту и $\Delta \Phi$ по углу места, представленную на рис. 10.

53

Это ситуация, когда вперед к источнику сигнала выдвинуты антенны A1 и A3, то есть синфазная антенная система Б-529 отклонена по вертикали в сторону уменьшения угла места на угол $\Delta \Phi$ и по горизонтали в сторону увеличения угла азимута на угол $\Delta \Psi$.

Теперь отклоним суммарный луч по вертикали в сторону увеличения угла места, введя запаздывание для сигнала антенны A1 на фазовый угол μ и опережение для сигнала антенны A2 на тот же фазовый угол μ . Это приведет к некоторой компенсации исходного отклонения антенной системы в сторону уменьшения угла места и к увеличению амплитуды суммарного сигнала, как показано на рис. 10.

Теперь отклоним суммарный луч по вертикали в сторону уменьшения угла места, введя опережение для сигнала антенны A1 на тот же фазовый угол μ и запаздывание для сигнала антенны A2 на все тот же фазовый угол μ . Это приведет к еще большему отклонению антенной системы в сторону уменьшения угла места в дополнение к углу $\Delta \Phi$ и к еще большему уменьшению амплитуды суммарного сигнала.

Теперь вычтем из первого суммарного сигнала второй и получим разностный сигнал для компенсации отклонения антенной системы от направления на объект по вертикали.

В соответствии с рис. 10:

$$U_{\Sigma B\Gamma 1} = U_{c\Theta} \left[2 \cos\left(\frac{\Delta \varphi_{\Gamma}}{2}\right) + \cos\left(-\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} + \mu\right) + \cos\left(+\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} - \mu\right) \right], \quad (38)$$

$$U_{\Sigma B \Gamma 2} = U_{c\Theta} \left[2 \cos\left(\frac{\Delta \varphi_{\Gamma}}{2}\right) + \cos\left(-\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} - \mu\right) + \cos\left(+\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} + \mu\right) \right], \quad (39)$$

$$U_{\Delta B} = U_{\Sigma B \Gamma 1} - U_{\Sigma B \Gamma 2} =$$

= $2U_{c\Theta} \left[\cos \left(\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} - \mu \right) - \cos \left(\frac{\Delta \varphi_{B}}{2} + \mu \right) \right].$ (40)

Как видим, разностный сигнал наведения по вертикали зависит только от суммарного сигнала двух антенн вертикального ряда. Поэтому, чтобы не собирать лишние шумы из ортогонального ряда антенн, при формировании разностного сигнала автосопровождения по вертикали следует использовать суммарный сигнал только от вертикальных антенн, а при автосопровождении по горизонтали — суммарный сигнал только от горизонтальных антенн.

На рис. 11 показана процедура формирования разностного сигнала наведения по вертикали при отклонении антенной системы в сторону увеличения угла места. Разностный сигнал и в этом случае



Рис. 11. Формирование разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн при наличии отклонения по вертикали в сторону увеличения угла места

определяется выражением (40), но меняет знак на противоположный, поскольку на противоположный меняет знак угол отклонения $\Delta \Phi$ и, следовательно, меняет знак сдвиг по фазе $\Delta \varphi_{\rm B}$.

На рис. 12 показано, что в случае отсутствия отклонения антенной системы по вертикали разностный сигнал будет равен нулю при любом «качающем» угле μ .



Рис. 12. Формирование нулевого разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн при отсутствии отклонения по вертикали — равносигнальная зона

Теперь оценим отношение сигнал/шум по мощности для разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн по методу равносигнальной зоны.

Из (40) получаем выражение для мощности разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн:

$$P_{c\Delta B} = 4P_{c} \left[F(\Theta)\right]^{2} \times \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} - \mu\right) - \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} + \mu\right)\right]^{2}.$$
 (41)

Поскольку шум от МШУ каждой «вертикальной» антенны дважды независимо участвует в процедуре формирования разностного сигнала (при сложении и при вычитании), то суммарная мощность шума после ПФ УПЧ будет равна:

$$P_{\rm III\Delta B} = 4P_{\rm III} \cdot \frac{\Delta F_{\rm Y\Pi \Psi}}{\Delta F_{\rm MIIIY}}.$$
(42)

Из (41) и (42) получаем искомое выражение для отношения сигнал/шум по мощности при формировании разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн по методу

равносигнальной зоны:

$$\frac{P_{c\Delta B}}{P_{\omega\Delta B}} = \frac{P_{c}}{P_{\omega}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi \Psi}} \times \left[F(\Theta)\right]^{2} \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} - \mu\right) - \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} + \mu\right)\right]^{2}.$$
(43)

Отсюда нормированное значение отношения сигнал/шум разностного сигнала по суммарному сигналу вертикального ряда антенн по методу равносигнальной зоны относительно отношения сигнал/шум входного сигнала одиночной антенны после ПФ УПЧ равно:

$$\left(\frac{P_{c\Delta B}}{P_{m\Delta B}}\right) \left/ \left(\frac{P_{c}}{P_{m}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi 4}}\right) = (F(\Theta))^{2} \times \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} - \mu\right) - \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} + \mu\right)\right]^{2}.$$
(44)

Разделив (44) на (27), получим отношение сигнал/шум по мощности для разностных сигналов автосопровождения при равносигнальной цифровой и аналоговой обработках:

$$\left(\frac{P_{\Delta B}}{P_{\omega\Delta B}}\right)_{II} \left/ \left(\frac{P_{\Delta B}}{P_{\omega\Delta B}}\right)_{A} = \frac{\left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} - \mu\right) - \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2} + \mu\right)\right]^{2}}{1 - \cos\Delta\varphi_{12}} = \frac{2 \cdot (\sin\mu)^{2}. \quad (45)$$

Очевидно, это отношение достигает максимума = 2 при $\mu = \pi/2$, когда $\sin \mu = 1$.

Таким образом, выбрав угол отклонения $\mu = \pi/2$, получим повышение отношения сигнал/шум по мощности в 2 раза при использовании равносигнального цифрового метода по сравнению с исходным аналоговым методом получения разностного сигнала автосопровождения на кольцевых мостах. Это верно при условии использования при формировании разностного сигнала двух антенн по вертикали и двух антенн по горизонтали. Платой за это является утроение необходимого количества АЦП (24 вместо 8). Следует отметить, что структура антенной системы Б-529 позволяет повернуть оси наведения на 45° и использовать способ наведения с применением формирования суммарно-разностных сигналов по схеме (A1 + A3) – (A4 + A2) при отклонениях по оси $+45^{\circ}$ и по схеме (A1 + A4) – (A3 + A2) при отклонениях по оси -45° (см. рис. 2).

Прежде чем рассматривать этот «косой» способ наведения, отметим, что в соответствии с (1)– (10) в силу симметрии антенной решетки Б-529 имеет место равенство фазовых сдвигов:

$$\Delta \varphi_{13} = \Delta \varphi_{42} \quad \text{if} \quad \Delta \varphi_{14} = \Delta \varphi_{32}. \tag{46}$$

Используя ту же методику, что и ранее, нетрудно показать, что нормированные значения отношения сигнал/шум для суммарно-разностного сигнала (A1 + A3) – (A4 + A2) при аналоговой обработке относительно отношения сигнал/шум для сигнала одиночной антенны после ПФ УПЧ при аналоговом вычитании равны:

$$\left(\frac{P_{c\Delta\varphi_{13-42}}}{P_{uu\Delta\varphi_{13-42}}}\right)_{A \Pi\Phi \ y\Pi\Psi} \left/ \left(\frac{P_{c}}{P_{uu}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{y\Pi\Psi}}\right) = 2\left(F(\Theta)\right)^{2} \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^{2} (1 - \cos\Delta\varphi_{14}). \quad (47)$$

При цифровой обработке после ПФ УПЧ то же самое нормированное отношение сигнал/шум:

$$\left(\frac{P_{c\Delta\varphi_{13-42}}}{P_{uu}\Delta\varphi_{13-42}}\right)_{II,\Pi\Phi \ Y\Pi\Psi} \middle/ \left(\frac{P_{c}}{P_{uu}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi\Psi}}\right) = \left(\frac{P_{c\Delta\varphi_{13-42}}}{P_{uu}\Delta\varphi_{13-42}}\right)_{A,\Pi\Phi \ Y\Pi\Psi} \middle/ \left(\frac{P_{c}}{P_{uu}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi\Psi}}\right). \quad (48)$$

То есть цифровая обработка радиосигналов позволяет осуществить идеальное наведение синфазной антенной решетки.

Интересно сопоставить отношение сигнал/ шум (47) при наведении по суммарно-разностному сигналу от всех четырех антенн с отношением сигнал/шум (44) при наведении по равносигнальному

методу для двух антенн при «качающем» угл
е $\mu==\pi/2:$

$$\frac{4\left(F(\Theta)\right)^{2}\left[\sin\left(\frac{\Delta\varphi_{a}}{2}\right)\right]^{2}}{2-\left(F(\Theta)\right)^{2}\left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^{2}\cdot 2\cdot\left[\sin\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2}\right)\right]^{2}} = \frac{\left[\sin\left(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2}\right)\right]^{2}}{\left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^{2}\left[\sin\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2}\right)\right]^{2}}.$$
 (49)

Числитель достигает максимума 1 при $\Delta \varphi_{12} = \pm \pi$. Знаменатель достигает максимума 1 при $\Delta \varphi_{13} = 0$ или 2π и $\Delta \varphi_{14} = \pm \pi$, то есть при отсутствии отклонения вдоль антенн А1–А3. Поскольку значение сигнал/шум равносигнального метода для двух антенн не зависит от бокового отклонения диаграммы, а значение сигнал/шум при наведении по суммарно-разностному сигналу от всех четырех антенн уменьшается при боковом отклонении диаграммы, то при одинаковых угловых отклонениях равносигнальный метод для двух антенн всегда не хуже метода наведения по суммарно-разностному сигналу от всех четырех антенн о всех четырех антенн равносигнальный метод для двух антенн всегда не хуже метода наведения по суммарно-разностному сигналу от всех четырех антенн по показателю сигнал/шум.

Более того, возможна модификация равносигнального метода для всех четырех антенн, которая даст вдвое большее отношение сигнал/шум, чем метод наведения по суммарно-разностному сигналу от всех четырех антенн. Сущность модифицированного равносигнального метода состоит в том, чтобы «качнуть» диаграмму направленности решетки на некоторый угол ν под углом $\pm 45^{\circ}$ в обе стороны и определить разностный сигнал.

Теми же методами можно показать, что нормированное значение отношения сигнал/шум разностного сигнала от четырех антенн по методу равносигнальной зоны после ПФ УПЧ определяется выражением:

$$\left(\frac{P_{c\Sigma1234\Delta\varphi_{14}}}{P_{uI1234\Delta\varphi_{14}}}\right) \left/ \left(\frac{P_{c}}{P_{uI}} \cdot \frac{\Delta F_{MIIIY}}{\Delta F_{Y\Pi II}}\right) = \\
= 2 \cdot (F(\Theta))^{2} \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^{2} \times \\
\times \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2} + \nu\right) - \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2} - \nu\right)\right]^{2}.$$
(50)

Теперь сравним нормированные отношения сигнал/шум для разностного сигнала (A1 + A3) - (A4 + A2) и разностного сигнала от четырех антенн по методу равносигнальной зоны, для чего разделим (50) на (47):

$$\left(\frac{P_{c\Sigma1234\Delta\varphi_{14}}}{P_{III1234\Delta\varphi_{14}}}\right) \left/ \left(\frac{P_{c\Delta\varphi_{13-42}}}{P_{III\Delta\varphi_{13-42}}}\right) = \\
= \frac{2 \cdot (F(\Theta))^2 \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^2 \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2} + \nu\right) - \\
-\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{14}}{2} - \nu\right)\right]^2 \left/\frac{2 (F(\Theta))^2 \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2}\right)\right]^2}{\times \times (1 - \cos\Delta\varphi_{14})} = 2 \cdot (\sin\nu)^2. \quad (51)$$

Очевидно, это отношение достигает максимума = 2 при $\nu = \pi/2$, когда $\sin \nu = 1$.Таким образом, выбрав угол отклонения $\nu = \pi/2$, получим повышение отношения сигнал/шум по мощности в 2 раза при использовании равносигнального цифрового метода по сравнению с исходным аналоговым методом получения разностного сигнала автосопровождения на кольцевых мостах.

Полученные результаты иллюстрируются графиками на рис. 13–21, где представлены зависимости сигнал/шум по мощности для суммарного и разностных сигналов при аналоговой и цифровой обработках для несущей частоты 150 МГц в разных сечениях диаграммы направленности.

На рис. 13-16 представлены графики сигнал/шум в зависимости от отклонений по азимуту и углу места, из которых видно влияние на графики отклонения по азимуту угла места цели. При углах места цели, близких к зениту, управление наведением антенны по азимуту теряется для всех рассмотренных методов наведения. Этого не происходит при наведении по отклонениям во взаимно перпендикулярных направлениях под углом 45°, как показано на рис. 17-20. Как видим из рис. 19-20, управление наведением по разностным сигналам во взаимно перпендикулярных направлениях под углом 45° не теряется даже в зените, причем сигнал/шум разностного сигнала от четырех антенн по методу равносигнальной зоны после ПФ УПЧ вдвое выше, чем сигнал/шум разностных сигналов пар антенн под углом 45°, то есть сигналов (A1 + A3) - (A4 + A2) и (A1 + A4) - (A3 + A2).



Рис. 13. Отклонение по углу места. От угла места и азимута не зависит



Рис. 14. Отклонение по азимуту. Угол места 10°



Рис. 15. Отклонение по азимуту. Угол места 75°



Рис. 16. Отклонение по азимуту. Угол места 85°



Рис. 17. Отклонение по направлению антенн А1-А4. Угол места 10°. От азимута не зависит



Рис. 18. Отклонение по направлению антенн А1-А3. Угол места 10°



Рис. 19. Отклонение по направлению антенн А1-А4. Угол места 89°



Рис. 20. Отклонение по направлению антенн А1-А3. Угол места 89°



Рис. 21. Отклонения на АЦП по азимуту и углу места при качании диаграммы на $\pm 90^\circ$ в направлениях под 45°

Платой за это является усложнение обработки и управления углами вносимых фазовых сдвигов в процесс аналого-цифрового преобразования, так как сдвиг по фазе на 90° при качании суммарного луча в направлениях под 45° определяется фазовыми сдвигами по азимуту и углу места, а эти фазовые сдвиги, в свою очередь, зависят от угла места цели (см. рис. 21).

Выводы

1. Для суммарного сигнала передачи информации от четырех антенн системы Б-529 цифровая обработка дает то же отношение сигнал/шум по мощности, что и идеальная аналоговая обработка, то есть цифровая обработка радиосигналов позволяет осуществить идеальное наведение синфазной антенной решетки.

2. Для разностного сигнала автосопровождения при надлежащем использовании метода равносигнальной зоны цифровая обработка может дать выигрыш по отношению сигнал/шум по мощности в 2 раза по сравнению с аналоговым методом формирования разностного сигнала автосопровождения в антенной системе Б-529 в идеальных условиях, что позволяет увеличить дальность действия радиолинии «Борт»–«Земля» по наведению антенной системы Б-529 на КА в $\sqrt{2}$ раза.

Список литературы

- Гришмановский В. А., Степанов В. С. Расчет дальности, времени видимости КА и энергетических характеристик радиолиний для передачи телеметрической информации. Учебно-методическое пособие к практическим занятиям по курсу «Командно-измерительный комплекс управления». ВИКИ им. А. Ф. Можайского. 1985 г.
- Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О. А. Зенкевича. М.: Сов. радио, 1972.
- Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 62-71

_ СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ, _____ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ

УДК 629.7.085.19

Системно-технические аспекты развития НАКУ КА НСЭН и измерений до 2025 года

М. Ю. Кисляков 1 , Н. С. Логачев 2 , А. М. Петушков 3

^{1,3}к. т. н., ²д. в. н. АО «Российские космические системы»

e-mail: ¹kisl60@mail.ru, ²vn_i_op@mail.ru, ³alexandr.petushkov@gmail.com

Аннотация. Проведено рассмотрение особенностей перспективных технологий управления космическими аппаратами и основных направлений по их применению на практике, возникающих проблемных вопросов. Рассмотрены следующие технологии управления КА: баллистико-навигационного обеспечения, информационно-телеметрического обеспечения, управления через спутники-ретрансляторы, интеграции каналов передачи данных с КА. Обосновывается предварительный план реализации перспективных технологий в перспективном наземном автоматизированном комплексе управления КА научного, социальноэкономического назначения и измерений.

Ключевые слова: наземный автоматизированный комплекс управления космическими аппаратами научного и социальноэкономического назначения; технология информационного обеспечения управления космическими аппаратами

System and Technical Development Aspects of the Ground-based Automated Control Complex for Spacecraft of Scientific and Socioeconomic Purposes and Measurements until 2025

M. Yu. Kislyakov¹, N. S. Logachev², A. M. Petushkov³

^{1,3}candidate of engineering science, ²doctor of military science, Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: ¹kisl60@mail.ru, ²vn_i_op@mail.ru, ³alexandr.petushkov@gmail.com

Abstract. The peculiarities of spacecraft control perspective technologies and main trends in their practical usage, as well as arising problems, are examined. The following spacecraft control technologies are considered: ballistic and navigational provision, information-telemetric support, control via satellite relays, and integration of spacecraft data communication channels. Moreover, a preliminary plan for perspective technologies realization and the image of a perspective ground-based automated control complex for spacecraft of scientific and socioeconomic purposes and measurements is substantiated.

Key words: ground-based automated control complex for spacecraft of scientific and socioeconomic purposes, information support technology for spacecraft control

Введение

Согласно проекту Федеральной космической программы России на период 2016–2025 годы планируется существенное увеличение состава орбитальной группировки КА НСЭН, реализация ряда принципиально новых космических проектов, в том числе и межпланетных, расширение международного сотрудничества в космосе. Решение данных задач потребует существенного развития существующего наземного автоматизированного комплекса управления КА научного и социально-экономического назначения и измерений (НАКУ КА НСЭН и измерений).

Для решения данной задачи возможны варианты экстенсивного и интенсивного развития НАКУ КА НСЭН и измерений. Путь только экстенсивного развития — за счет увеличения количественного состава наземных средств — уже не может удовлетворять требованиям к современным комплексам управления КА, необходимо искать пути интенсивного развития на основе внедрения передовых технологий управления КА и измерений.

В настоящее время прорабатывается и реализуется ряд направлений совершенствования процессов управления КА, которые существенно влияют на архитектуру перспективного НАКУ КА НСЭН и измерений. К числу наиболее важных направлений относятся:

- применение навигационной аппаратуры потребителя [1];
- совершенствование информационно-телеметрического обеспечения [1];
- применение ретрансляционных технологий:
 - с использованием спутников-ретрансляторов (СР) на геостационарных орбитах [1,3];
 - с использованием СР на низких орбитах [2,4,5];
- применение сетевых технологий управления [3-5];
- интеграция каналов передачи данных [4].

Детальное рассмотрение указанных направлений является предметом исследования создания комплексов управления КА, в рамках данной статьи будут рассмотрены особенности реализации перечисленных направлений и их влияние на архитектуру перспективного НАКУ КА НСЭН и измерений.

1. Применение навигационной аппаратуры потребителя

Баллистико-навигационное обеспечение полета КА включает в себя измерение текущих навигационных параметров (ИТНП) движения КА. В настоящее время основной технологией БНО является непосредственное ИТНП с наземных станций. Достоинство наземных измерений — их отработанность, простота, надежность. Недостаток — значительная загрузка наземных средств. Так, для КА ДЗЗ типа «Ресурс» требуется проведение ежедневно 6-7 сеансов ИТНП с территориально разнесенных КИП на 2-3 смежных витках, что составляет 50-60% от общего числа сеансов связи с КА на суточном интервале. Применение навигационной аппаратуры потребителя (НАП) существенно сокращает число проводимых сеансов связи и снижает требования по количеству КИП и их пространственной топологии.

Использование радионавигационного поля полностью развернутой системы ГЛОНАСС позволяет глобально и непрерывно, для высот от 200 до 2000 км, определять положение КА-потребителей на орбите с предельными погрешностями на уровне десятков метров и единиц см/с по составляющим вектора скорости, что ограничивает возможности применения НАП на КА на высокоэллиптических орбитах, геостационарной орбите, при полете к Луне, а также на РБ, при выводе КА на геостационарную орбиту.

Навигационное обеспечение КА на орбитах высотой более 2000 км можно осуществлять по дискретному радионавигационному полю. Пространственно-временная дискретность радионавигационного поля обусловлена детерминированностью диаграммы направленности антенны навигационных КА, невозможностью излучения радиосигналов в верхнюю полусферу, а также радиотенью из-за экранирующего влияния Земли.

В этих условиях для КА на эллиптических орбитах с перигеем ниже 200 км и апогеем выше 2000 км целесообразно использовать технологию,

сочетающую определение параметров движения КА по единичным обсервациям по НРНП на перигейном участке с прогнозированием параметров движения на апогейный участок орбиты с последующим уточнением параметров движения на апогейном участке орбиты по дискретному радионавигационному полю, формируемому даже одним навигационным КА.

Для проведения особо точных работ, требующих знания положения центра масс КА-потребителей с погрешностями на уровне единиц метров по положению (например, при стыковке, проведении научных экспериментов и т.п.), может использоваться дифференциальный метод навигации.

Широкое использование СРНС ГЛОНАСС/ GPS даст существенный экономический эффект, так как при значительном увеличении числа КА в орбитальной группировке, возрастании требований к точности и оперативности определения орбит нет необходимости наращивать число наземных измерительных средств, сокращается число сеансов измерений текущих навигационных параметров и объемы измерительной информации в НКУ КА.

Таким образом, проведенный анализ системно-технических особенностей НБО перспективных КА позволяет сделать вывод о том, что в ближайшей перспективе в НАКУ КА НСЭН будет реализовываться комбинированная технология НБО, в которой будет применяться как определение по сигналам систем ГЛОНАСС/GPS, так и проведение ИТНП наземными средствами. Применение наземных средств в основном будет необходимо для КА, летящих на высокоэллиптических, геостационарных, лунных и межпланетных орбитах, а также для РБ.

Для дальнейшего расширения сферы применения навигационной аппаратуры потребителей на борту КА необходимо дальнейшее развитие теории навигационных определений в разрывном поле.

2. Совершенствование информационно-телеметрического обеспечения

К настоящему времени большие объемы телеметрической информации являются одним из основных факторов, повышающих загрузку наземных радиотехнических средств, средств связи, а в перспективе и МКСР. Внедрение перспективных методов ИТО полета изделий РКТ позволит повысить пропускную способность НАКУ КА НСЭН и измерений.

Технология ИТО в настоящее время реализуется в виде использования основного режима телеизмерений, предполагающего передачу с КА полных потоков телеметрической информации по автономному радиоканалу или каналу КИС, а также использования информации обобщенного контроля, передаваемой по каналу КИС.

Основой дальнейшего развития является внедрение новых антенных систем, сжатия ТМИ, обработки ТМИ на борту КС, применения пакетной телеметрии.

Основу современных технологий сокращения избыточности передаваемых сообщений составляют алгоритмы синтаксического и семантического сжатия ТМИ.

Синтаксическое сжатие предполагает повышение информационной загруженности каждого из передаваемых символов ТМИ. В его основе нетрадиционные представления данных телеизмерений их образами, сокращающие структурную избыточность ТМИ. Семантическое сжатие обеспечивает сокращение временной избыточности передаваемых данных. Его основу составляют апертурные методы уменьшения избыточности ТМИ, связанные с установлением границ, выход за пределы которых представляет существенный результат телеизмерения, подлежащий передаче.

Объединение различных методов сжатия в сочетании с вычислениями и алгоритмами обратного восстановления телеизмерений, представленных в конечных полях, является одним из подходов к построению и совершенствованию перспективных бортовых радиотелеметрических систем.

Сжатие ТМИ позволит в 5–10 раз сократить объемы передаваемой информации и повысить на 5–6 дБ эквивалентную энергетику радиолинии. Это означает, что требуемые показатели достоверности приема ТМИ будут обеспечены при снижении в 8–10 раз требований к эффективной поверхности антенных систем, т.е. создаст условия для использования антенных систем меньшего диаметра. Возможность использования малогабаритных антенных систем создает условия для уверенного приема ТМИ при развертывании малогабаритных радиотехнических комплексов на подвижных средствах, благодаря чему повышаются показатели мобильности и адаптируемости наземного телеметрического комплекса. Кроме того, сжатие ТМИ обеспечивает возможность ретрансляции сокращенных потоков телеизмерений с использованием МКСР, обычных спутников-ретрансляторов и передачи результатов телеизмерений по стандартным телефонным каналам связи.

Создание подвижных средств приема и обработки ТМИ различного базирования позволит существенно расширить возможности оперативного развертывания средств информационного обеспечения запусков РН, что особенно актуально для космодрома Восточный, при информационном обеспечении запусков.

Таким образом, в настоящее время имеются возможности существенно усовершенствовать процессы информационно-телеметрического обеспечения и улучшить характеристики наземных средств приема и обработки телеметрических данных. Необходимо согласовать подходы к реализации перспективных методов и сроки их реализации.

3. Применение ретрансляционных технологий управления КА

Наземные командно-измерительные пункты (КИП), обеспечивающие решение задач навигационно-баллистического, информационно-телеметрического и командно-программного обеспечения, должны быть разнесены по широте и долготе таким образом, чтобы обеспечить максимально возможную непрерывную зону радиовидимости над территорией РФ для всех реализуемых наклонений орбит полета КА и трасс запуска РКН.

Расширение диапазона наклонений орбит КА, перенос значительной доли запусков на космодром «Восточный» потенциально требует создания новых наземных измерительных пунктов, т.е. экстенсивного развития инфраструктуры НАКУ КА НСЭН и измерений. Один из вариантов решения указанной проблемы — создание подвижных измерительных пунктов различного базирования — был упомянут выше.

Другой выход из создавшегося положения заключается в создании сети управления КА и приема информации от РН, РБ с использованием КА-ретрансляторов. Такая технология обмена данными с КА позволит сделать процессы управления КА, сбора измерительной информации от РН, РБ малозависимыми от зон радиовидимости наземных средств, а технологические циклы управления КА, сбора измерительной информации от РН, РБ адаптивными.

Включение СР в контур управления КА имеет ряд технических особенностей, определяющих режимы их применения. Основными являются следующие:

- процесс создания и удержания канала(ов) связи между КА и СР;
- процесс создания и удержания канала(ов) связи между СР и наземной станцией;
- процесс создания и удержания канала(ов) связи между спутниками-ретрансляторами (при наличии межспутниковых линий связи);
- процесс управления потоками данных в каналах связи.

3.1. Применение ретрансляционных технологий управления КА с использованием СР на геостационарных орбитах

При использовании СР на геостационарной орбите для глобального охвата достаточно 3СР, разнесенных по точкам стояния примерно на 120°.

Как правило, СР имеет антенны для низкоскоростного приема сигналов от КА-абонентов режим многостанционного доступа (МСД) и высокоскоростного — режим индивидуального доступа (ИД).

В режиме МСД используются антенны с круговой диаграммой направленности, что обеспечивает практически мгновенное вхождение в связь КА-абонента с СР. Невысокая информативность такого канала связи делает его применимым для обмена только короткими сообщениями, в частности такими, как сигнал «Вызов НКУ».

В режиме ИД используются узконаправленные антенны, что обусловливает необходимость расчета целеуказаний для антенн, учета допустимых углов поворота антенн, реализации процедуры взаимного нацеливания антенн, вхождения в связь, поворота антенн в ходе сеанса связи, прекращения сеанса обмена данными. Дополнительные операции по вхождению в связь и ее прекращению уменьшают эффективное время обмена данными. Число каналов ИД ограничено, поэтому необходимо дополнительно осуществлять распределение ресурса МКСР по проведению сеансов связи с КА в этом режиме.

Существенным недостатком применения СР на геостационарной орбите является необходимость использовать высокоэнергетические системы радиосвязи и значительное время задержки в каналах передачи данных.

Указанные особенности создания физического канала передачи данных обусловливают необходимость совершенствования процедуры передачи данных по межспутниковому каналу: применение типизированных сообщений; объединение потоков командно-программной, телеметрической и целевой информации; применение пакетной обработки сообщений; применение методов сжатия информации и других способов повышения скорости обмена.

Возникающие технические проблемы для создания подобных систем решены только некоторыми странами (см. табл. 1).

Наибольший опыт имеет США, система TDRSS эксплуатируется с 1983 г. К настоящему времени созданы и развернуты СР третьего поколения. Система имеет глобальный охват, существует возможность работы в различных диапазонах (кроме оптического) отработана и аппаратура для КА и РН, обеспечивающая связь с СР. СР имеют возможность обмениваться данными между собой, что позволяет обеспечивать связь КА-абонента с наземной станцией в близком реальному масштабу времени режиме.

В Китае создана и развернута национальная система «Тяньлянь-1», проведена ее отработка на орбите. Ведется разработка усовершенствованной системы «Тяньлянь-2».

В Российской Федерации развернута МКСР «Луч-5», однако к настоящему времени КА (за ис-

ключением РС МКС), РН и РБ не оснащены абонентской аппаратурой ретрансляции.

В 2016 г. Европейское космическое сообщество планирует развернуть свою систему ретрансляции EDRS [3], первоначально для обеспечения связи с КА над территорией Европы, Средиземноморья и Северной Африки. К 2019 г. планируется запустить еще два спутника для обеспечения глобального охвата. Бортовая аппаратура ретрансляции, в т.ч. лазерная, прошла экспериментальную отработку в космосе.

Таким образом, создание систем ретрансляции для обеспечения управлением КА является одной из основных задач ведущих стран. Мы пока отстаем в реализации данного направления, рассчитываем, что к 2020 г. это отставание будет ликвидировано и возможности по реализации ретрансляционного режима управления КА и передачи целевой информации через них будут существенно увеличены.

3.2. Применение ретрансляционных технологий управления КА с использованием СР на низких орбитах

В настоящее время активно ведутся работы по созданию низкоорбитальных многоспутниковых систем связи и передачи широкополосной информации. По своему замыслу эти системы должны работать с низкоэнергетическими терминалами типа телефонной трубки либо с подвижными и стационарными малогабаритными приемопередатчиками, обеспечивая им дешевую глобальную и непрерывную связь с любой зоной Земли. Для обеспечения глобальности действия отдельные системы используют межспутниковую ретрансляцию между КА системы внутри орбитальной плоскости и КА различных плоскостей.

Примерами таких систем являются «Иридиум», «Инмарсат», «Глобалстар», «Орбком», «Гонец» и др.

Потенциально возможности таких систем позволяют организовать через них управление низковысотными КА без применения мощной приемопередающей аппаратуры и наземных КИС, что особенно актуально для малых КА. Более низкая, по сравнению с СР на ГСО, высота орбиты позволяет существенно снизить время задержки передачи данных

			-	4					
Название (страна)	Начало экспл.	Число СР (охват)	Диапазон высот КА-абонентов	Связь СР-СР	Диапазон КА-СР	Число каналов в режиме ИД	Число ка в режиме	налов МСД	Уровень отработки
TDRSS (CША) (третье поколение)	1983	3 (глоб)	До 10 000 км	+	S, Ku, Ka	2 — S 2 — Ки или 2 — Ка	СР → КА 2 до 300 кбит/с	КА → СР 5 до 1,5 Мбит/с	еш
«Тяньлянь-1» (Китай)	2008	3 (глоб)	Н/Д*	I	Н/Д	Н/Д	Н/Д	Н/Д	еш
«Тяньлянь-2» (Китай)	Н/Д	Заявлены 3 точки (глоб)	Н/Д	н/д	Н/Д	Н/Д	Н/Д	Н/Д	В разработке
«Луч-5» (РФ)	2016	3 (глоб)	До 2000 км	I	S, Ku	S — до 5 Мбит/с Ки — до 150 Мбит/с	4 канала до 256 кбит/с		Развернута
«Луч-5М» (РФ)	2021	1	До 2000 км	I	S, Ки, Ка Лазерная связь	-//- 600 Мбит/с	-//-		В разработке
EDRS (ESA)	2016–2017 2019–2020	2 (Евро- па) 4 (глоб)		I	S, Ku, Ka Лазерная связь	н/д 1,8 Гбит/с	Н/Д	Д/Н	Демонстра- ционные испытания в космосе

Таблица 1. Состояние разработки систем ретрансляции на основе СР на ГСО

Γ

T

*н/д — нет данных

٦

T



Рис. 1. Орбитальное построение системы «O3b»: 16 КА на круговой экваториальной орбите с H = 8000 км

и упростить решение технических проблем, связанных с такой задержкой. Применяемые в данных системах протоколы информационного обмена доступны широкому кругу разработчиков и потребителей.

В 2005 г. ОАО «Российские космические системы» разработало и запустило КА типа «THC» для отработки вопросов управления малых КА с помощью низкоорбитальных систем связи. Результаты были положительными, в настоящее время готовится запуск новых наноспутников [2].

Сегодня лидер развития систем ретрансляции на низких орбитах — компания Google. В настоящее время она производит развертывание орбитальной системы «O3b» [5], состоящей из 16 КА, расположенных на экваториальной орбите с высотой 8000 км (рис. 1). Группировка спутников «ОЗb» обеспечит широкополосную связь в пределах 45/-45° южной и северной широты. Одним из предполагаемых направлений ее применения является обеспечение связи малогабаритных КА с наземными станциями. Более высокая орбита, по сравнению с перечисленными выше, позволяет расширить диапазон орбит КА, которые смогут воспользоваться такой «виртуальной ССПД» для обмена данными с ЦУП и потребителями, как и в проекте КА типа «ТНС».

Создание низкоорбитальных сетей управления КА и передачи от них целевой информации является важным направлением развития систем управления малогабаритными КА и имеет большую перспективу. Необходимо ускорить проведение отработки технологий применения низковысотных систем связи для управления малогабаритными КА. Пока в этом направлении реальных шагов сделано мало.

4. Сетевые технологии управления КА

Внедрение ретрансляционной технологии управления КА и передачи целевой информации (ЦИ) приводит к следующему выводу: система управления КА и передачи ЦИ становится аналогом объемно-распределенной вычислительной сети, в которой целесообразно использование унифицированных протоколов обмена данными вместо создания специализированных технических средств. Вследствие этого следующим важным направлением развития технологий управления КА является разработка и внедрение единых стандартов (форматов, протоколов) обмена информацией бортовой аппаратуры управления КС с наземными средствами,



Рис. 2. Вариант организации сети для информационного обмена с лунными модулями

независимо от вида передаваемой информации, с переходом в перспективе к принципам пакетной коммутации [4]. Это позволит отказаться от специализированных наземных средств обработки и передачи различных видов информации за счет внедрения протоколов сетевого обмена и значительно сократить число специализированных средств при значительном повышении степени использования средств коллективного пользования. При этом вся совокупность средств интегрированного НАКУ КА НСЭН и измерений и бортовых комплексов управления КА станет информационно-вычислительной единой сетью, соответствующей многоуровневой архитектуре открытых систем.

Результаты опытной отработки КА типа «THC» показали, что техническая реализация сетевых протоколов возможна и позволяет создать принципиально новые технологии управления малыми КА.

Необходимо отметить еще один аспект развития малогабаритных КА: тенденцию создания многоспутниковых (кластерных) систем [4], в которых, пользуясь терминологией информационных систем, один КА выполняет роль «сервера» для связи с ЦУП, остальные являются абонентами локальной сети. По сути, это аналог широко распространенных локальных вычислительных сетей. Перенесение этой идеи на системы обмена данными и управления космическими аппаратами представляется перспективным, по крайней мере в плане повышения оперативности доведения информации до взаимодействующих КА, сокращения количества наземных станций управления КА и числа проводимых сеансов связи с ними. Это обеспечивается за счет возможности при развитой сети установить с любой наземной станцией контакт с любым КА, независимо от его местоположения в космическом пространстве, без ожидания вхождения в зону непосредственной радиовидимости, в т.ч. используя каналы ретрансляции информации, т.е. применять асинхронный режим управления КА и передачи данных (рис. 2).

Анализ проблем организации связи в межпланетном пространстве привел к выводу о необходимости разработки принципиально новых протоколов [5]. Протоколы для межпланетных сетей получили название Bundle-протоколов. Самое большое

Габлица 2.	Предложения п	о направлениям	реализации ионного обм	перспект	ГИВНЫХ МИ	технологий	управления	KAI	и информа-

Наименование перспективных технологий управления КА	Направления реализации перспективных
	технологий управления КА
Использование бортовой навигационной аппаратуры потребите- ля ГНС ГЛОНАСС/GPS для ИТНП изделий РКТ с передачей информации в составе ТМИ. Интеграция контуров траекторно- го и телеметрического контроля	БКУ перспективных изделий РКТ, НКУ КА, РБ, КСИСО РН
Использование ретрансляционных режимов управления КА и информационного обмена	МКСР, БКУ и НКУ перспективных изделий РКТ, перспективная УКИС, абонентская аппаратура ретрансляции
Использование бортовой системы контроля, диагностики и автоматического восстановления работоспособности бортовой аппаратуры КА	БКУ перспективных изделий РКТ
Создание системы формирования и доведения сигналов «Вызов НКУ» с использованием МКСР	БКУ и НКУ перспективных КА
Реализация координатно-временного управления вместо про- граммно-временного управления	БКУ перспективных КА, РН, РБ, ЦУП
Использование целевого радиоканала для закладки командно- программной информации на борт КА и передачи ТМИ	БКУ перспективных КА, станции приема информации ДЗЗ, станции спутниковой связи, пункты приема и передачи информа- ции МКСР
Сверка, фазирование и коррекция бортовой шкалы времени по сигналам ГНС ГЛОНАСС/GPS с использованием бортовой НАП	БКУ перспективных изделий РКТ
Использования методов интеллектуализации обработки информации и принятия решений в звеньях управления АСУ КА	БКУ перспективных КА, АПК ЦУП КА, ЦОН
Малопунктные технологии управления КА и измерений	НКУ КА, РБ, КСИСО
Пакетная телеметрия, сжатие ТМИ	Перспективные БРТС, БА КИС, перспек- тивные НПРС, КИС, ЦОН
Беззапросные траекторные измерения по телеметрическому сигналу с использованием НПРС	Перспективные НПРС. БКУ изделий РКТ
Использование существующих спутниковых низковысотных сис- тем космической связи («Инмарсат», «Глобалстар», «Орбком», «ОЗв» и др.) и УКВ-станций для информационного обмена с изделиями РКТ	БКУ и НКУ малогабаритных КА
Использование мобильных (перебазируемых) командно-измери- тельных средств для повышения глобальности и оперативности контроля и управления изделий РКТ	Перспективные МИП и МКИП
Применение навигационных псевдоспутников, расположенных на поверхности Земли, для повышения точности и оператив- ности контроля КА на ГСО и ВЭО с использованием НАП ГЛОНАСС/GPS	ГЛОНАСС, БКУ перспективных КА
Создание локального радионавигационного поля для навигации КА на высоких орбитах	ГЛОНАСС, БКУ перспективных КА
Использование радиоинтерферометров со сверхдлинными базами для НБО межпланетных КА	НКУ ДКА
Использование сетевых технологий информационного обмена	Мультисервисная система связи и передачи данных, НКУ и БКУ перспективных КА
отличие Bundle-протоколов от TCP/IP заключается в том, что пакеты передаваемой информации не теряются, если они не могут достигнуть пункта назначения, а скапливаются и хранятся в специальных узлах до тех пор, пока не появится возможность возобновить передачу.

Сеть NASA (США) Deep Space Network, посредством которой осуществляется передача данных для космических аппаратов за пределами Земли, уже имеет поддержку Bundle-протоколов. Международная космическая станция тоже имеет несколько узлов с поддержкой таких протоколов и по сути уже является частью межпланетного Интернета.

Два марсианских спутника — Mars Reconnaissance Orbiter и Mars Odyssey — имеют поддержку прототипной версии программного обеспечения, необходимого для построения таких Сетей. Два марсохода — Opportunity и Curiosity — также используют такие протоколы.

Практическая реализация сетевых методов обмена информацией для управления КА становится реальной задачей, особенно для КА, управление которыми будет осуществляться через спутники-ретрансляторы. К решению данной задачи мы предполагаем приступить после 2020 г.

5. Интеграция каналов передачи данных с КА

Перечисленные частные направления обусловливают и необходимость постановки задачи более высокого уровня: если передача данных будет осуществляться по сетевым протоколам в режиме пакетной передачи данных, то что мешает объединению отдельных радиоканалов (КПИ, ТМИ, ИТНП, ЦИ) в единый?

Поэтому одно из перспективных направлений развития НАКУ КА НСЭН и измерений, при необходимости обеспечения управления КА с необходимой оперативностью, заключено в том, чтобы существенно повысить информативность всех каналов связи, включая и каналы КИС. Но повышение объемов передаваемой информации приводит к необходимости расширения полосы пропускания радиоканалов и, как следствие этого, к ухудшению показателей помехоустойчивости передачи данных [1]. Выход видится в реализации пакетной обработки и маршрутизации потоков данных, о которых упоминалось выше.

В табл. 2 приведены обобщенные предложения по направлениям реализации основных и взаимосвязанных перспективных технологий управления КА и информационного обмена с ними.

Заключение

Проведенный анализ развития технологий управления КА показал, что в процессе развития НАКУ КА НСЭН и измерений в 2015–2025 гг. наибольшие усилия необходимо направить на модернизацию существующих средств, внедрение новых технологий управления объектами РКТ, передачи и обработки данных.

В результате реализации перечисленных технологий должен быть создан экономичный НАКУ КА НСЭН и измерений, использующий современные унифицированные средства управления и измерений и отвечающий требованиям мирового уровня.

Список литературы

- Кукушкин С. С., Рудаков В. Б., Макаров М. И. Анализ проблем создания перспективных технологий измерений и управления космическими средствами / Ракетно-космическая техника. Информационные системы и технологии. Научные труды. В 2-х т. Т. 1. М.: НИИ КС им. А. А. Максимова. 2012. С. 86–108.
- 2. Лиманская Т.В., Сергеев А.С. Однопунктное управление группировкой малоразмерных КА // Успехи современной радиоэлектроники. 2013, № 1. С. 78–82.
- European data relay system (EDRS). http://www.esa.int/spaceinimages/2014/06/european_ data_relay_system_EDRS
- Низкоорбитальная космическая система персональной спутниковой связи и передачи данных / Под ред. А.И.Галькевича. Тамбов: Юлис, 2011. 169 с.
- Kosmicheskij mezhplanetnyj internet. http://www.rubroad.ru/magazine/hardware/3389google-pridumala-kosmicheskij-mezhplanetnyjinternet

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 72–78

___ СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ, _____ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ

УДК 681.586.773: 53.088

Коррекция температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления для изделий космической техники

В. П. Маланин¹, В. В. Кикот, П. Н. Ефимов

¹к.т.н., АО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Россия

e-mail: ait@pnzgu.ru, inbox@post.su, nik2@niifi.ru

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы коррекции температурной погрешности пьезодатчиков давления в условиях воздействия нестационарных температур и термоудара. Отмечается, что при работе пьезодатчиков давления в условиях термоудара для устранения влияния градиента температур важным является измерение пьезоэлементом основного параметра — давления и воздействующей на пьезоэлемент температуры в одной точке пространства и в одно время, что затрудняет применение дополнительных датчиков для измерения температуры рабочей среды. Для этого предлагается в пьезодатчике давления использовать параметры импедансов рабочего и виброкомпенсирующего пьезоэлементов в качестве источников информации о температуре пьезоэлементов.

Приведена структурная схема вторичного преобразователя выходных сигналов рабочего и виброкомпенсирующего пьезоэлементов пьезодатчика, ее описание и алгоритм получения сигналов коррекции.

Из результатов исследований следует, что изменение коэффициента преобразования пьезодатчика давления с пьезоэлементами из пьезоматериала ЦТС-83Г в диапазоне от -180 до +200 °С составляет примерно 35%. Приведены временные зависимости выходных сигналов с рабочего и виброкомпенсирующего пьезоэлементов пьезодатчика давления при воздействии на него термоудара жидким азотом. Показано, что при использовании предлагаемого способа коррекции погрешности от воздействия нестационарной температуры рабочей среды можно уменьшить погрешность измерения динамического давления от термоудара.

Ключевые слова: датчики давления, пьезоэлемент, температурная погрешность, мембрана, эквивалентная схема, комплексное сопротивление, коэффициент преобразования

The Correction of Temperature Error of Pressure Piezoelectric Sensors for Space Technology Products

V. P. Malanin¹, V. V. Kikot, P. N. Efimov

¹candidate of engineering science, Joint-Stock Company "Research institute of physical measurements", Russia

e-mail: ait@pnzgu.ru, inbox@post.su, nik2@niifi.ru

Abstract. The article presents the questions of correction of temperature error of piezoelectric pressure sensors in conditions of transient temperature and thermal shock. It is noted that when the piezoelectric pressure sensor is operating in thermal shock conditions, it is important to measure the main parameter by means of the piezoelectric sensor: the pressure and piezoelectric element temperature at a single point of space and at the same time to eliminate the influence of the temperature gradient. That makes difficult to use additional sensors to measure the temperature of operating environment. It is proposed to use the impedance parameters of working and vibrocompensation piezoelectric elements as information source about the temperature of piezoelectric elements. The scheme of secondary transmitter of output signals of working and vibrocompensation piezoelectric elements is presented; its description and algorithm for obtaining the correction signals are described. The results showed that the change of the conversion efficiency of the pressure piezoelectric sensor of the piezoelectric elements form the PZT-83G piezoelectric material in the range of -180 to +200 °C is approximately 35%. Moreover, time dependence of output signals from the working and vibrocompensation piezoelectric sensor when exposed by thermal shock of liquid nitrogen is presented. It is shown that using the proposed correction method of measurement errors from the transient temperature of operating environment can reduce measurement error of dynamic pressure from the thermal shock.

Key words: pressure sensors, piezoelectric element, temperature error, membrane, equivalent circuit, impedance, conversion efficiency

Основу систем автоматического управления для космической техники составляют датчики, воспринимающие не только информацию об измеряемой величине, но и воздействие широкого спектра влияющих факторов, сопровождающих их эксплуатацию в так называемых жестких условиях. Датчиковая аппаратура, применяемая для этих целей, подвергается наиболее сосредоточенному и комплексному воздействию дестабилизирующих факторов, таких как перепад давлений, высокие уровни вибрационных и ударных нагрузок, воздействие акустических шумов, нестационарные температуры рабочих сред, термоудары. Влияние на метрологические характеристики датчиков быстропеременных и акустических давлений нестационарных криогенных температур, которые воздействуют на чувствительные элементы первичных преобразователей пьезоэлектрических датчиков, является одним из важнейших факторов, который определяет возможность применения этих датчиков в каждом конкретном случае.

Развитие и совершенствование методов коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков являются задачами многих организаций, разрабатывающих авиационную и космическую технику, так как отличительная особенность эксплуатации датчиковой аппаратуры в этих отраслях — воздействие на датчики нестационарных температур. Первичное преобразование динамических давлений при мощном и быстроизменяющемся температурном воздействии в диапазонах от -253 до +300 °C вызывает температурные переходные процессы в датчиках и, как следствие, возрастание погрешностей измерений динамических входных неэлектрических величин во время переходных процессов. В пьезоэлектрических датчиках в условиях воздействия термоудара переходные процессы могут длиться в зависимости от конструктивных особенностей отдельного датчика от единиц секунд до десятков минут. Обеспечение стабильности и точности измерения динамических давлений в течение этого времени является серьезной и актуальной проблемой. К настоящему времени исторически сформировались два общеизвестных метода снижения температурных погрешностей датчиков. Первый основан на уменьшении мощности воздействующего дестабилизирующего фактора, а второй — на уменьшении чувствительности метрологических характеристик датчика к температуре.

В литературе [1-3] приведен поиск соотношения между универсальностью применения, надежностью создаваемых датчиков и их метрологическими характеристиками. Стремление к универсальности, например, накладывает ограничения на метрологические характеристики, вследствие чего усложняется эксплуатация датчиков из-за необходимости применения дополнительных конструктивных элементов (отводящих трубопроводов для уменьшения температуры рабочей среды, дополнительных штуцерных переходников, использование конструкций с промежуточной термостатированной средой, посредством которой воспринимается давление), а также из-за необходимости дополнительной настройки датчика на требуемый диапазон измерения динамических давлений и др. Особенностью в данном случае также является не проектирование датчиков для систем, а наоборот, проектирование систем для датчиков. Если же основные цели - повышение надежности и улучшение метрологических характеристик датчиков, то, например, для разных точек измерения динамических давлений в устройстве с контролируемыми параметрами рабочей среды могут использоваться датчики различных конструкций и способов преобразования, способствующие достижению наилучших метрологических характеристик и высокой надежности. Различные задачи проектирования датчиков и варианты их решения позволили сформировать научно-технический задел конструктивных решений, который используется в настоящее время.

Следует учитывать и взаимное влияние конструктивных элементов, чьи физические и электрические параметры изменяются при изменениях температуры рабочей среды. Например, термоупругие перемещения в корпусе датчика и в сопряженных с ним элементах, отличия в изменениях геометрических размеров из-за разных температурных коэффициентов линейных расширений материалов элементов датчика, напряжения и деформации в материале мембраны, пироэлектрические эффекты в пьезоэлементе датчика — это только немногие следствия воздействия изменений температуры рабочей среды. Общеизвестными вариантами конструктивных



Рис. 1. Структура пьезоэлектрического датчика динамических давлений с датчиком температуры

решений для уменьшения воздействий температуры на точность измерений динамических давлений являются, например:

 увеличение массы датчика для компенсации воздействия термоудара, недостатком такого решения является увеличение массы датчика и снижение быстродействия измерения;

 покрытие мембраны датчика слоем кремнийорганической резины, керамики или установка перед мембраной асбестовой ткани, пропитанной маслом с малой вязкостью, что сказывается на чувствительности датчика;

 применение мембран различных модификаций.

Например, при измерении высоких давлений применяется мембрана в виде тонкой пластины, которая изготавливаются заодно с корпусом датчика, но при таком решении обычно применяется или крепление без резьбы в точке установки датчика, или дополнительный внешний установочный корпус для того, чтобы исключить косвенное влияние момента затяжки на метрологические характеристики датчика. При эксплуатации датчиков при воздействии термоударов применяется мембрана в виде тонкой пластины, которая соединяется с корпусом датчика с помощью сварки, но при длительной эксплуатации датчика в ряде агрессивных сред сварное соединение не обеспечивает достаточную надежность. Для увеличения ресурса датчиков при измерении высоких давлений при температурах до 800 °С применяются мембраны в виде поршней, но еще один силопередающий элемент конструкции снижает чувствительность датчика.

Одним из конструктивных вариантов уменьшения мощности воздействия температуры на датчики динамических давлений также является термостатирование, которое может быть осуществлено, например, путем введения в конструкцию датчика возможности принудительного охлаждения с использованием каналов в корпусе датчика для прохождения охлаждающей жидкости. Термостатирование обеспечивает наилучшую температурную стабильность среди пьезоэлектрических датчиков, но малый диапазон рабочих температур, относительно большие габаритные размеры и энергопотребление ограничивают применение таких датчиков.

Термокомпенсация также является общепризнанным методом схемной коррекции температурной погрешности. При термокомпенсации, в отличие от термостатирования, используется сформированное компенсирующее воздействие на выходной сигнал датчика при воздействии дестабилизирующего фактора — температуры, которое воздействует так, что изменения выходного сигнала от изменений температуры стремятся к нулю. Типичные структуры термокомпенсированного пьезоэлектрического датчика динамических давлений представлены на рис. 1 и 2.

При измерениях динамических давлений с использованием канала измерения температуры рабочей среды датчик температуры может устанавливаться отдельно от датчика динамических давлений. При использовании такого расположения датчика температуры на точности измерений давлений сказываются отличия температур в точке измерения давлений и в точке измерения температуры, а также различные при термоударе скорости изменений температуры чувствительного элемента, датчика температуры и чувствительного элемента датчика динамических давлений. Быстродействие



Рис. 2. Структура пьезоэлектрического датчика динамических давлений без датчика температуры, с использованием для измерения температуры иммитанса пьезоэлемента

датчиков температуры определяется их постоянной времени и, в зависимости от модели датчика, составляет от 0,05 до 20 с, в то время как длительность переходных процессов в датчиках динамического давления, в том числе длительность изменения температуры их пьезоэлементов, как было указано выше, может достигать десятков минут. По этим причинам уменьшается точность измерения динамического давления, усложняются определение и схемная реализация корректирующей функции, также увеличиваются трудозатраты на предварительную настройку измерительной системы перед эксплуатацией.

Применение схемных методов уменьшения влияний температурных воздействий лишено недостатков, присущих конструктивным и технологическим методам. Развитие технологий создания нанои микроэлектромеханических систем, миниатюризация конструкций чувствительных элементов датчиков, а также электрических цепей вторичных преобразователей сделали возможным совместное применение схемных и конструктивных методов при проектировании датчиков, позволили создавать принципиально новые конструкции датчиков и систем управления. Этому также способствует появление новых пьезоэлектрических материалов, таких как лангатат, лангасит, которые способны выдерживать высокие температурные нагрузки. Например, стало возможным размещение датчиков динамических давлений и температуры, а в необходимых случаях и электрических цепей вторичных преобразователей этих датчиков в одном корпусе. При этом улучшаются габаритно-массовые показатели измерительных систем, в состав которых эти датчики входят. Преимуществом данного варианта расположения датчика температуры является измерение температуры и динамических давлений в одной точке, без пространственного разделения каналов для их измерения. На точности измерения давлений в этом случае косвенно сказываются отличия в зависимостях физических параметров материалов элементов датчиков от температуры.

Еще одним перспективным методом коррекции температурной погрешности измерения динамического давления стал метод использования параметров пьезоэлемента для измерения температуры импедансный анализ пьезоэлементов. Например, зависимость электрической емкости пьезоэлемента датчика динамического давления от температуры используется для формирования сигнала коррекции температурной погрешности. В частности, для измерения температуры может быть использована зависимость падения амплитудного значения напряжения высокочастотного токового сигнала на комплексном сопротивлении пьезоэлемента датчика, однозначно зависящем от температуры. При эксплуатации датчика измеряемые текущие значения указывают на его температуру и величину поправки на изменение его чувствительности от температуры. Практической реализацией работ в этом направлении стало разработанное авторами устройство коррекции температурной погрешности пьезоэлемента [3], структурная схема которого приведена на рис. З. При использовании этого метода коррекции на основе импедансного анализа пьезоэлемента достигается ряд преимуществ:



Рис. 3. Схема измерений

 а) улучшаются габаритно-массовые характеристики датчика из-за использования одного первичного измерительного преобразователя, применяемого для измерения динамических давления и температуры;

 б) увеличивается точность измерения из-за отсутствия пространственного разделения точек измерения динамического давления и температуры в объекте, параметры которого контролируются;

в) упрощаются электрические схемы измерительных цепей вторичных преобразователей, которые используются для формирования корректирующего сигнала, из-за отсутствия отличий в физических и электрических параметрах чувствительных элементов для измерения динамических давлений и температуры;

г) улучшаются метрологические характеристики и увеличивается быстродействие за счет снижения постоянной времени датчика;

д) появляется возможность модернизации существующего технического парка систем, в состав которых входят пьезоэлектрические датчики динамических давлений.

Применение при проектировании датчиков метода импедансного анализа пьезоэлементов совместно с другими схемными и конструктивными методами, которые направлены на повышение точности измерений динамических давлений и коррекции температурных погрешностей, позволит вновь создаваемым датчикам соответствовать все более возрастающим требованиям к надежности систем управления.

Основным реализуемым во вторичном преобразователе схемотехническим способом обработки сигнала для коррекции погрешностей от влияния дестабилизирующих факторов является способ получения информации о значении воздействующего дестабилизирующего фактора непосредственно на первичный преобразователь датчика и вычисление с использованием микроконтроллера значения сигнала коррекции выходного сигнала датчика. При работе пьезодатчиков в условиях термоудара для устранения влияния градиента температур важно измерение пьезоэлементом основного параметра давления — и воздействующей на пьезоэлемент температуры в одной точке пространства и в одно время, что затрудняет применение дополнительных датчиков измерения температуры, воздействующей на пьезоэлемент рабочей среды, с временным и пространственным разделением каналов измерения давления и температуры.

Авторами рассматривается модель пьезоэлемента, представленная в виде эквивалентной схемы замещения, которая состоит из источника тока, имеющего внутреннее сопротивление, и комплексного сопротивления пьезоэлемента. Комплексное сопротивление пьезоэлемента состоит из активного сопротивления утечек пьезоэлемента и реактивного сопротивления емкости пьезоэлемента. Для измерения температуры пьезоэлемента предлагается использовать зависимость падения амплитудного значения синусоидального напряжения высокой частоты токового сигнала генератора тока на комплексном сопротивлении пьезоэлемента датчика. Был проведен эксперимент по исследованию температурных характеристик рабочей и компенсирующей секций модуля пьезокерамического ПМ 7-02В из материала ЦТС-83Г (пьезоэлемента) элемента чувствительного (ЭЧ) датчика давления ДХС 525 (датчика) с использованием схемы измерений, приведенной на рис. 2, где BQ1 и BQ2 рабочая и компенсирующая секции пьезоэлемента соответственно, C1-C4 — конденсаторы для разделения каналов измерения динамического давления и температуры.

Пульсатор давления используется для задания пульсаций давления при определении коэффициента влияния температуры К_т на коэффициент преобразования датчика Кпр. С генератора синусоидальных колебаний Г_{син} на рабочую BQ1 и компенсирующую ВQ2 секции пьезоэлемента ЭЧ датчика подается токовый синусоидальный сигнал с частотой 1 МГц с амплитудным значением напряжения 12 В. Под воздействием изменений температур секций BQ1 и BQ2 пьезоэлемента ЭЧ датчика, которые задаются термостатом (криостатом), амплитуды падений напряжений на импедансах секций BQ1 и BQ2 пьезоэлемента изменяют свои значения. Сигнал об измеряемом динамическом давлении ΔP , в котором не скомпенсированы воздействия от изменений температуры Т рабочей среды и от вибрации V ЭЧ датчика, снимается с электродов рабочей секции BQ1 и поступает на первый вход микроконтроллера МК. Сигнал о вибрации V, снимаемый с электродов виброкомпенсирующей секции ВQ2, в котором не скомпенсированы воздействия от изменений температуры Т, поступает на пятый вход микроконтроллера МК. Сигналы T_{BQ1} и T_{BQ2} о температурах секций BQ1и BQ2 пьезоэлемента усиливаются с использованием первого У1 и второго У2 высокочастотных усилителей падений напряжений на комплексных сопротивлениях пьезоэлементов BQ1 и BQ2 и поступают на второй и четвертый входы микроконтроллера МК соответственно. Также сигналы T_{BO1} и T_{BO2} применяются для получения с использованием высокочастотного усилителя разности падений напряжений УЗ-сигнала ΔT об отличии температур рабочей BQ1 и виброкомпенсирующей BQ2 секций пьезоэлемента при воздействии термоудара. Сигнал ΔT поступает на третий вход микроконтроллера МК. Микроконтроллером МК с использованием сигналов о динамическом давлении ΔP , температуре T, вибрации V, разности температур секций пьезоэлемента ΔT выполняются коррекции сигналов о динамическом давлении ΔP и вибрации V от воздействия изменений температуры T рабочей среды. Выходным сигналом микроконтроллера МК является цифровой код N_{вых} с данными о динамическом давлении ΔP и температуре T рабочей среды, а также вибрации V, которой подвергается ЭЧ датчика. На рис. 3 приведена полученная зависимость коэффициента К_т влияния температуры рабочей среды в диапазоне температур от –180 до +200 °C на коэффициент преобразования К_{ПР} ЭЧ датчика ДХС 525. Из рис. 4 видно, что отклонения коэффициента преобразования ЭЧ датчика от воздействия изменений температуры рабочей среды составляют примерно 35% во всем диапазоне рабочих температур.



Рис. 4. Зависимость коэффициента влияния температуры $K_{\rm r}$ от температурыT

Также была определена временная зависимость выходных сигналов секций пьезоэлемента ЭЧ от изменений температуры рабочей среды с +23 до -196 °C, которая приведена на рис. 5.

Также была определена временная зависимость разности выходных сигналов секций пьезоэлемента, которая приведена на рис. 6.

Как видно из рис. 4 и 5, скорости изменений выходных сигналов секций пьезоэлемента от изменений температуры рабочей среды отличаются в течение некоторого времени. Это происходит из-за неравномерного прогревания элементов ЭЧ датчика при изменении температуры и приводит к наличию в выходном сигнале ЭЧ датчика ошибки



Рис. 5. Зависимость выходных сигналов рабочей *BQ*1 и виброкомпенсирующей *BQ*2 секций пьезоэлемента от температуры



Рис. 6. Зависимость разности выходных сигналов секций пьезоэлемента от температуры

измерения динамического давления от воздействия термоудара. Эта ошибка компенсируется с использованием схемы измерений, приведенной на рис. 3.

Практическая реализация коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков на основе метода импедансного анализа пьезоэлемента позволит повысить точность измерения как серийно выпускаемых, так и вновь проектируемых пьезоэлектрических датчиков динамического давления, а также позволит расширить рабочий диапазон температур.

Список литературы

- 1. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е. П. Осадчего. М.: Машиностроение, 1979. 482 с.
- 2. Преобразователи. Системы. Каталог ОАО «НИИФИ». Пенза: Пензенская правда, 2011. С. 70–98.
- 3. Маланин В.П., Шамраков А.Л., Кикот В.В. Устройство коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль, 2014, № 3(9), с. 71–76.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 79–91

___ ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ, _ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА, ПРИБОРЫ НА КВАНТОВЫХ ЭФФЕКТАХ

УДК 629.78

Расчет МШУ на отечественной ЭКБ с помощью САПР AWR

Н. Н. Петух, Ю. С. Белоусов, А. П. Гарбузенко, К. О. Дарюшкин

АО «Российские космические системы»

e-mail: petukhnikolay@gmail.com

Аннотация. В условиях ресурсных ограничений, связанных с электронной компонентной базой (ЭКБ) зарубежных производителей для применения в бортовых ретрансляторах, задача разработки СВЧ-изделий на отечественной ЭКБ приобретает все большую актуальность.

В настоящей работе представлены результаты разработки малошумящего усилителя, представляющего собой микросборку на ЭКБ отечественного производства, удовлетворяющей требованиям. Микросборка спроектирована на основе серийно выпускаемых транзисторов типа 3П398 (г. Великий Новгород).

В работе показаны конструктивные и схемотехнические решения, используемые при создании МШУ Х-диапазона, приведены результаты расчетов характеристик усиления, шумовой температуры, согласования по входу и выходу, сделана оценка стабильности. Проектирование производилось с использованием САПР MWO AWR.

Сравнение с зарубежными аналогами позволяет сделать вывод о том, что данная микросборка на сегодняшний день по своим техническим характеристикам находится на уровне зарубежных аналогов, применяемых в космической технике.

Также рассмотрен и предложен схемотехнический способ увеличения сроков работы транзисторов.

Ключевые слова: МШУ, $K_{\text{СВн}}$, транзисторы, НЕМТ, ЭКБ, радиация, САС

Design of LNA Based on the Domestic ECB Using CAD AWR

N. N. Petukh, Yu. S. Belousov, A. P. Garbuzenko, K. O. Daryushkin

Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: petukhnikolay@gmail.com

Abstract. The purpose of this work was to design a low noise amplifier (LNA) based on the domestic electronic component base (ECB). LNA is in the form of micro assembly. This microassembly was designed on the base of the transistor of 3P398 type (manufactured in Veliky Novgorod). The results of this research showed that the microassembly based on the domestic ECB meets the requirements of the receiver. The paper presents the design solutions used in the creation of the X band LNA. Moreover, the results of calculations characteristics of amplification, noise temperature, matching from input and output and assessment of stability are presented. The design work was made by means of CAD (computer-aided design) MWO AWR. As a result of this study this LNA was compared to foreign analogues and it turned out that this product is at the same level as foreign analogues used in space technology. In addition, a method of increasing the lifetime of circuit operation of transistors is demonstrated.

Key words: LNA, VSWR, transistors, HEMT, ECB, radiation, lifetime

Введение. Состояние проблемы

С ростом эксплуатационных требований к малошумящим усилителям (МШУ), изготавливаемым по технологии гибридных микросхем (ГМС), значительно повышается внимание к точности расчета электрических характеристик и конструкции как усилителя в целом, так и каждого из его элементов в диапазоне частот от постоянного тока до граничной частоты используемых транзисторов (f_{rp}) . Кроме того, при относительно небольших полосах рабочих частот за счет увеличения точности расчетов появляется возможность более полного использования свойств транзисторов и схемы МШУ для удовлетворения подчас противоречивых требований к $K_{\rm m}$ (коэффициенту шума), $K_{\rm v}$ (коэффициенту усиления), К_{СВн} (коэффициенту стоячей волны по напряжению) и устойчивости работы.

В настоящее время для большинства систем связи сантиметрового диапазона сложились следующие основные требования к параметрам МШУ:

$$K_{y} = 20-30 \text{ дБ},$$

 $K_{\text{ш}} = 0,8-1,2 \text{ дБ},$
 $K_{\text{СВH}} = 1,2-1,4.$

Этим требованиям в целом удовлетворяют монолитные микросхемы (MMC) и модули многих зарубежных фирм, примеры их характеристик приведены в табл. 1 и на рис. 1.

Таблица 1. Малошумящие СВЧ-микросхемы зарубежного производства

Цанионованно	Характеристики									
Паименование	УС, дБ	$K_{\rm III}$, дБ	$K_{\rm CBh}$	Р1, дБм						
HMC753LP4E Hittite	14	2	2,7	15						
HMC903 Hittite	19	1,6	2,3	16						
CHA3666-QAG UMS	21	1,8	2	16						
CGY2120XUH/C1	13.2	0.5	3	19						
Ommic	10,2	0,0	0	12						
AMF-5F-04000800-07-	50	0.7	2	10						
10P Miteq	00	0,1		10						

В монолитных устройствах реализуются цели унификации за счет упрощения структуры согласующих цепей в широком диапазоне частот. Параметры приведенных изделий фирм UMS и Miteq по-своему уникальны, однако их рабочий частотный диапазон несколько ниже необходимого для разрабатываемого устройства.

Помимо политических (наложение санкций) и финансовых (высокая цена) причин, влияющих на возможность использования зарубежных ММС, существуют и чисто технические причины, по которым их применение не является оптимальным решением.

К техническим причинам относятся определенные технологические аспекты монтажа безвыводных микросхем UMS и Hittite, в частности контроль припаивания и противодействие процессам диффузии в межконтактных зазорах в течение длительного времени эксплуатации в условиях космического производства. Проблемными являются большая мощность рассеивания (порядка 3 Вт) для очень небольших размеров корпуса в случае использования MMC Miteq и микронные толщины линии передач внутри ММС, что само по себе несет потенциальную ненадежность в долгосрочной перспективе. Критичным также является требование обеспечения приемлемых нагрузок вне требуемой рабочей полосы системы, но внутри полосы пропускания микросхемы.

С распадом СССР производство российской электронной компонентой базы (ЭКБ) было практически свернуто.

В течение последних 20 лет используемая на борту ЭКБ (от 80 до 90%) поставлялась из-за рубежа. Зачастую в целях удешевления применялись компоненты класса Industrial после проведения соответствующих тестов. В особо ответственных случаях применялись компоненты класса Space, приобретаемые по очень большой цене. В свете последних геополитических рисков такой подход становится все менее оправданным.

Методика расчета малошумящего усилителя с использованием отечественной электронной компонентной базы

В настоящей работе рассматривается один из ключевых элементов спутниковой системы связи — блок малошумящего усилителя X-диапазона,



Рис. 1. Детализация параметров малошумящих ММС зарубежного производства: *a*) копулированный усилитель фирмы UMS, *б*) усилитель, выполненный в кристалле фирмы Ommic

Назначение	Усилитель	3,4 мм		C 4
Частота	от 4 до 8 ГГц			6,4 мм
Усиление	50 дБ min			·
Неравномерность усиления	+/−1,5 дБ тах			Î
	0,7 дБ тах			
Шумовая температура	50,7 K max			16,1 мм
<i>К</i> _{СВ} по входу	2:1 max			
К _{СВ} по выходу	2:1 max			
<i>P</i> 1, дБ, вых	10 дБм min			¥_
Напряжение	15 В номинал			
Ток потребления	200 мА номинал	< 20 мм		
Диапазон температур	от -40 до 75 °С			
		9,7 мм		
		AME-5	F-04000800-07-10P	

в

Рис. 1. в) усилитель в сборке фирмы Miteq

выполненный целиком на отечественной современной ЭКБ и отвечающий по своим параметрам мировым требованиям.

Как правило, диапазон используемых частот в линиях космической связи не превышает 10 % рабочей полосы транзистора. Вследствие этого потенциальные свойства транзистора могут быть реализованы оптимальным образом, что наблюдается в виде тенденции последнего времени в зарубежных разработках при проектировании МШУ под решение приоритетных задач.

Выбор транзистора для реализации долгосрочного проекта не дает широкого поля для деятельности.

В данной работе рассмотрена возможность разработки ГМС МШУ с использованием НЕМТтранзисторов отечественного производства («Планета-Аргалл», г. Великий Новгород) и применением диалогового режима с САПР MWO AWR. Типы и основные параметры транзисторов приведены в табл. 2 [1].

Для достижения приемлемого результата использовались следующие положения.

1. В диапазонах частот в 2–3 раза меньших граничной частоты применяемых транзисторов в ГМС на СВЧ возникают сложности с автосмещением на частотах, меньших $f_{\rm rp}$, из-за паразитных резонансов параллельного типа в блокировочных конденсаторах. Это приводит к нестабильности усилителя и недопустимой неравномерности характеристик $K_{\rm m}$ и $K_{\rm y}$, если резонанс находится вблизи рабочей полосы. Например, конденсатор К10-71 емкостью C = 5,1 пФ, размером $1,5 \times 1,5 \times 0,2$ мм имеет реактанс, представленный на рис. 2.

Использование такого конденсатора в цепи автосмещения в двухкаскадном МШУ Х-диапазона приводит к появлению нестабильности и резкому увеличению $K_{\rm m}$ (см. рис. 3, *a*, *б*).



Рис. 2. Пример паразитного резонанса параллельного типа в блокировочном конденсаторе

	Корпус			023		2				022							010					
	о) Р (рассеяния), мВт	50	50	100			35			200	50	35		1000	500	30		30	300			
Значения электрических параметров ($T=25\pm10$ °C	P _{Bbix} , MBT (min)	I	I	I			I			30		I		500	250	£			I	150	150 100	
	S, mA/B (min)	09	30	30		15			30	24	15		60		10			2060		0		
	Kyp our, AB (min)	$K_{ m ypmax}$ 12,9	$K_{ m ypmax}$ 12,9	11,5	11	10	6	10	8,5	16	$K_{ m ypmax}$ 11,3	9,5	10	8,5	18	15	8	7,5	7	$K_{ m ypmax}$ 9,3	12	6
	<u>K_{III min}, дБ (max)</u>	0,4 (тип.)	0,45 (тип.)	0,4	0,5	0,6	0,85	1	1,2	0,3	0,95 (тип.)	0,8	1	1,2	0,3	0,5	1,05	1,25	1,5	0,8 (тип.)	0,7	1,5
و	Ј _{изм} , ГГц	~	12		4		12			0,1-6	18		18		0,5-1	2		25		30	4	×
J V	$\Delta f_{ m p}, \ \Gamma \Gamma_{ m H}$		4-18		1-8			4-18		0,1-6	0,1-6 12-25		12-25		0,5-4		18-3 0			25-35	1-10	
	паименование изделия	ЗП 398А-2	3П 398Б-2	3П 373А-2	3П 373Б-2	3П 373В-2	3П 374А-2	3П 374Б-2	3П 374В-2	3П 397А-2	ЗП 398В-2	3П 385А-2	3П 385Б-2	3П 385В-2	ЗП 618А-2	ЗП 618Б-2	ЗП 386А-2	3П 386Б-2	3П 386В-2	<u>3П 398Г-2</u> 3П 618В-2		7 0010 110

Таблица 2. Малошумящие СВЧ-транзисторы двойного применения

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 3 вып. 1 2016

20

T

ഹ

6,59

2,5 \sim

37

25-40

ЗП 389А-2 ЗП 389А-5



 а — Рост шумов усилителя за счет реактанса блокировочного конденсатора



 б — Появление нестабильности усилителя за счет реактанса блокировочного конденсатора





Рис. 4. Измерение параметров кристалла 3П398Б-5 зондовой станцией

Поэтому автосмещение применяют, как правило, только в МШУ, работающих на тех частотах, где можно подобрать конденсатор для заземления истока транзистора с первым последовательным резонансом, попадающим в рабочую полосу частот, а параллельный резонанс должен находиться за пределами $f_{\rm rp}$.

2. Корпус транзистора значительно трансформирует его малосигнальные параметры и приводит к снижению достижимых характеристик. Если измерение *S*-параметров кристалла производится на весьма высоком современном уровне (с помощью зондовых станций, см. рис. 4 и [2]), то измерение параметров корпуса осуществляется по упрощенной



Рис. 5. Сравнение оптимальных параметров двухкаскадных усилителей, выполненных на корпусных транзисторах (*a*) и на кристаллах (*б*)

методике, что может приводить к погрешностям расчета на высоких частотах.

На рис. 5 представлены характеристики двухкаскадных МШУ, выполненных на корпусных и бескорпусных транзисторах 3П398Б-2 и 3П398Б-5.

В бескорпусном варианте усиление больше на 3 дБ, коэффициент шума $K_{\rm m}$ меньше на 0,2 дБ, а коэффициент стоячей волны $K_{\rm CBH}$ значительно ниже. Еще более существенная разница получается в 3-каскадном МШУ. Этими соображениями обосновано решение о применении бескорпусных транзисторов.

3. В справочных данных на параметры отечественных транзисторов не приводятся их шумовые вило, приводится величина $K_{\rm m}$ мин, измеренная в режиме согласования на одной частоте. Поэтому для расчета характеристик МШУ целесообразно использовать малосигнальную модель НЕМТ, представленную в САПР, как FETN. Начальные значения параметров FETN весьма близки к параметрам реальных НЕМТ диапазона С, Х и Ки. Использование встроенных программ оптимизации позволяет с заданной точностью обеспечить совпадение этих параметров. При этом из варьируемых параметров FETN следует исключить точно известные, например, Lg, Ld, Ls и др. На рис. 6 представлены измеренные S-параметры транзистора 3П398А-5 и оптимизированные S-параметры FETN. Экстракция шумовых параметров T_d и T_q



Рис. 6. Соотношение измеренных и оптимизированных параметров транзистора 3П398Б-5

производилась в 50-омном тракте вручную в режиме согласования FETN.

4. На начальном этапе проектирования входные и выходные цепи каждого транзистора рассчитывались по импедансам транзистора в однокаскадном варианте усилителя.

Так как рабочая полоса частот трехкаскадного МШУ не превышала 20%, то для развязки по цепям питания использовались четвертьволновые шлейфы, что обеспечивало возможность установки за шлейфами резисторов, обеспечивающих необходимый запас устойчивости на внеполосных частотах за счет внесения диссипативных потерь при подавлении их шумов внутри полосы.





Рис. 8. Реализация топологии МШУ в виде микросборки

В процессе расчетов выяснилось, что весьма существенную роль для комплексной оптимизации параметров усилителя играет величина индуктивности в истоке транзисторов (что в условиях использования корпусных транзисторов труднореализуемо). В первом и втором каскадах применена последовательная обратная связь по току в виде отрезка высокоомной линии передачи в истоке. В первом каскаде величина обратной связи выбиралась исходя из реализации необходимой устойчивости и согласования по шумовым параметрам. Во втором каскаде величина обратной связи, электрическое расстояние между 1 и 2 каскадом и цепи согласования выбирались также исходя из реализации устойчивости и максимизации K_v. В третьем каскаде подбором параметров цепей согласования, развязки и аттенюации обеспечивалась стабильность и коррекция неравномерности характеристики, а также величина K_v.

На основе вышеизложенного был разработан 3-каскадный МШУ с центральной частотой 8 ГГц и полосой частот более 15 %, $K_y = 28 \text{ дБ}, K_{\text{ш}} = 1,1 \text{ дБ}, K_{\text{СВн}}$ менее 1,3. Схема и топология МШУ представлены на рис. 7 и 8.

На рис. 9 представлены расчетные частотные характеристики $K_{\rm y}$, $K_{\rm CBH}$, $K_{\rm m}$ и коэффициентов стабильности по амплитуде K и по фазе B_f .

Опыт предыдущих расчетов аналогичных усилителей на зарубежных транзисторах и их реализация говорят о высокой степени совпадения вычислений с полученными результатами.

На основе полученных данных спроектирован функционально законченный прибор МШУ (рис. 10), включающий две идентичных микросборки усилителя, микрополосковый фильтр и два полосковых вентиля, служащих выходной нагрузкой для усилительных микросборок. Входную нагрузку обеспечивает волноводный вентиль, вносящий минимум потерь в общий тракт. Полную автономность прибору обеспечивает источник вторичного электропитания размерами $60 \times 40 \times 8$ мм, устанавливаемый с противоположной стороны от радиотракта.



Рис. 9. Расчетные характеристики микросборки МШУ: S-параметры (a), шумовая характеристика (б) и стабильность (в)



Рис. 10. Внешний вид прибора МШУ

Характеристики МШУ, полученные в ходе моделирования, представлены на рис. 11.

Для увеличения надежности работы прибора предлагаются следующие меры.

1. В сантиметровом диапазоне волн нет необходимости внедрения экзотических технологий, нужен лишь плотный контроль осуществления уже имеющихся.

2. Время безотказной работы транзистора ЗПЗ98Б-5, указанное в ТУ, составляет 50000 ч в тяжелых условиях эксплуатации. При решении задачи построения спутников с 15-летним сроком активного существования указанный ресурс должен составлять 140000 ч. В связи с этим предлагается применять тройное резервирование входных узлов, для чего потребуется либо закупка,



Рис. 11. Основные параметры сконструированного прибора МШУ

либо собственная разработка трехпозиционного электромеханического переключателя, управляемого импульсами напряжения.

3. Кроме того, для увеличения срока активного существования транзисторов, а вместе с ними блока МШУ, возможно по достижению экспертно установленного порогового уровня тока потребления применение своевременного запуска процесса релаксации рабочего полукомплекта.

Метод увеличения ресурса работы СВЧ-транзисторов для спецприменений

Обеспечение требуемой радиационной стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры к ионизирующим излучениям космического пространства является одной из важнейших решаемых задач создания космических аппаратов с длительными сроками активного существования (10–15 лет).

Длительность срока активного существования космических аппаратов напрямую зависит от стойкости используемой электронной компонентной базы к спецфакторам космического пространства (КП).

В технических условиях на используемый транзистор указано значение времени безотказной работы, равное 50000 ч при температуре окружающей среды до +85 °C. Максимальная рабочая температура, согласно техническому заданию на систему, составляет +50 °C. Это обстоятельство объективно способствует увеличению срока наработки на отказ, однако требует дополнительных испытаний и согласований с производителем элементной базы.

Интересы обеспечения надежности бортовых устройств требуют резервирования на уровне приборов. В целях безусловного выполнения требований заказчика по наработке для блока малошумящего усилителя предлагается использовать троирование.

В свою очередь, это решение предполагает применение трехпозиционного электромеханического переключателя, управляемого импульсами напряжения.

Результаты исследований воздействия спецфакторов космического пространства на физику работы полупроводниковых приборов свидетельствует о постепенном возрастании тока потребления электронных приборов с течением времени. Как показывает статистика, отказы в условиях КП обусловлены в большой степени превышением максимальных значений поглощенной дозы ионизирующего излучения, указанных в технических условиях на элемент. Влияние тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) на надежность работы арсенид-галлиевых транзисторов пренебрежимо мало. Дрейф параметров радиоэлемента связан с влиянием ионизирующего излучения космического пространства на структуру полупроводника и является, по сути, показателем превышения критической дозы по отношению к элементу ЭКБ. В то же время степень деградации элемента под воздействием ионизирующего излучения определяется соотношением между процессами накопления и процессами релаксации (отжига). Отжиг позволяет частично привести изделия в рабочее состояние, то есть нейтрализовать захваченный положительный заряд радиационно-индуцированными электронами из зоны проводимости. Скорость восстановления элемента определяется оптимальными значениями температуры и длительности отжига.

В данной работе предлагается схемотехническое решение, позволяющее предотвратить сбои в аппаратуре путем отслеживания момента превышения тока потребления активными элементами



Рис. 12. Фрагмент схемы подачи питания на МШУ с функцией защиты по накопленной дозе. Активные элементы схемы: *D*1 — линейный стабилизатор напряжения 1325ЕР1У; *D*2 — микросхема контроля работы РЭА 1114СК1У; *V*1, *V*2 — MOSFET-транзисторы 2П525А-9

под воздействием спецфакторов и выдачи соответствующей телеметрической информации на решающее устройство. Схема МШУ, целиком разработанная на отечественной ЭКБ, отвечает требованиям приоритетной (по времени) подачи отрицательного смещения на затворы СВЧ-транзисторов, а также отвечает за выявление отказов вследствие обрыва потенциальных перемычек. Подобное схемное решение может найти применение в большинстве резервируемых радиочастотных узлов ретранслятора. Фрагмент схемы представлен на рис. 12.

Резистор R1 включен последовательно в шину питания МШУ. В зависимости от тока потребления падение напряжения на R1 (порядка 60 мВ) усиливается первыми двумя каскадами операционного УПТ D1. С ростом тока потребления усилителями на 25 % (и при соответствующем превышении порога на входе второго каскада ОУ на 5 мВ) положительное выходное напряжение операционного усилителя (+5 В) трансформируется в отрицательное (-5 В) и транзистор V1, используемый для телеметрии работоспособности блока МШУ, из открытого состояния перейдет в закрытый режим. Это будет служить сигналом неисправности, по которому система осуществит следующее

переключение: входного сигнала и подачу напряжения питания — на резервный полукомплект МШУ, а работающий полукомплект — в режим релаксации. Снятие потенциала с переключаемого полукомплекта позволяет с течением времени восстановить его работоспособность либо полностью, либо в значительной степени, в зависимости от времени последующей релаксации.

Выводы

1. При помощи общедоступной системы САПР на основе серийно выпускаемых малошумящих транзисторов отечественного производства рассчитана топология З-каскадного усилителя (с параметрами на уровне мировых стандартов), обладающего устойчивостью, внутренним согласованием, необходимыми коэффициентом усиления и шумовой температурой.

2. Технология производства усилителей подобного класса в сантиметровом диапазоне (отработанная десятилетиями), позволяет без особых усовершенствований реализовать на практике предлагаемую схему МШУ. Издержки производства

могут быть существенно снижены при заказе партии средних размеров.

3. Предложенное схемотехническое решение, позволяющее повысить срок службы приборов в условиях воздействия факторов космического пространства, может быть востребовано при разработке аппаратуры для КА с длительным сроком активного существования.

Список литературы

- 1. Дмитриев В. Отечественные СВЧ-комплектующие на арсениде галлия // Компоненты и технологии, 2011, № 6.
- 2. Козловский Э.Ю., Селезнев Б.И. Моделирование СВЧ малошумящего рНЕМТ транзистора с применением САПР Microwave Office // Вестник Новгородского государственного университета, 2012, № 68.
- Арыков В.С., Баров А.А., Кондратенко А.В. Монолитная интегральная схема малошумящего усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе GaAs PHEMT-технологии. I Всеросийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербруг, 2012 г.
- Мокеров В.Г., Бабак Л.И., Федоров Ю.В., Черкашин М.В., Шеерман Ф.И., Бугаев А.С., Кузнецов А.Л., Гнатюк Д.Л. Разработка комплекта мо-

нолитных малошумящих усилителей Х-диапазона на основе 0,15 мкм GaAs pHEMT-технологии. Доклады ТУСУРа, № 2(22), ч. 1, декабрь 2010.

- 5. Михайлович С.В., Федоров Ю.В., Бугаев А.С., Галиев Р.Р., Ячменев А.Э., Щербакова М.Ю. Построение масштабируемой шумовой модели МНЕМТ на GaAs с Lg от 50 до 250 нм. Доклады ТУСУРа, № 2(24), ч. 2, декабрь 2011.
- Бойко К.В., Нойкин Ю.М., Заргано Г.Ф. Методические указания к выполнению специального лабораторного практикума «Нелинейные твердотельные устройства СВЧ» (специальность 071500 «Радиофизика и электроника»). Малошумящий усилитель на ПТШ. Ростов-на-Дону, 2001.
- Иовдальский В.А., Виноградов В.Г., Земляков В.Е., Лапин В.Г., Киличенков Р.Б., Гринберг Д.С., Герасименко С.В. Моделирование конструкций ГИС МШУ СВЧ-диапазона. Материалы Международной научно-технической конференции INTERMATIC-2012. М.: МИРЭА, 2012. Ч. 4.
- Петух Н.Н., Белоусов Ю.С., Гарбузенко А.П. Методика проектирования малошумящего усилителя повышенной надежности с использованием отечественной ЭКБ. Материалы VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий». РУДН, Москва, 2015.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2016, том 3, выпуск 1, с. 92–97

——— К 70-ЛЕТИЮ АО «РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» (НИИ-885) ——

О создании первой в мире стратегической ракеты дальнего действия Р-7 и ее системы управления

В.К.Старцев

к.т.н., лауреат премии Правительства Российской Федерации в области науки и техники, директор Историко-технического музея

On Creating the World's First Strategic Long-Range Missile R-7 and Its Control System

V. K. Startsev

candidate of engineering science

Разработка ракеты Р-7 (8К71) производилась в соответствии с Постановлением Правительства от 20 мая 1954 г.

Постановлением были определены: головной разработчик ОКБ-1 НИИ-88 (главный конструктор С.П. Королев) и соисполнители ОКБ-456 (двигатель, главный конструктор В.П. Глушко), НИИ-885 (система управления, главные конструкторы М.С. Рязанский и Н.А. Пилюгин), НИИ-10 (гироприборы, главный конструктор В.И. Кузнецов), ГСКБ «Спецмаш» (наземное оборудование, главный конструктор В.П. Бармин).

Эскизный проект по ракетному комплексу Р-7 был завершен в июле 1954 г.

Для рассмотрения эскизного проекта была создана экспертная комиссия во главе с президентом Академии наук СССР М. В. Келдышем, в которую входили видные ученые и представители заказчика. Экспертная комиссия сделала вывод, что материалы эскизного проекта обосновывают правильность выбора принципиальной схемы ракеты, ее двигательных установок, системы управления полетом в комплексе с наземным оборудованием и могут быть положены в основу дальнейших работ.

20 ноября 1954 г. эскизный проект ракеты Р-7 был одобрен Советом Министров СССР.



Рязанский Михаил Сергеевич С 1955 по 1985 гг. — заместитель директора НИИ-885 по науке, главный конструктор системы радиоуправления ракеты Р-7



Пилюгин Николай Алексеевич С 1955 по 1963 гг. — главный конструктор автономной системы управления ракеты Р-7

Конструктивно ракета Р-7 — двухступенчатая, выполненная по пакетной схеме. Ее первая ступень представляет собой четыре боковых блока, расположенных симметрично вокруг центрального блока, который является второй ступенью (рис. 1).



Рис. 1. Общий вид ракеты Р-7

Центральный блок состоит из приборного отсека, баков окислителя (охлажденный кислород) и горючего (керосин) и силовой установки.

Разработка конструкторской документации на ракетный комплекс и его составные части началась еще в 1953 г.

Первый летный образец ракеты в конце 1956 г. был направлен на вновь построенный полигон Тюра-Там (Байконур).

Создание полигона производилось в соответствии с Постановлением Совета Министров СССР от 12.02.1955 г., которое называлось «О новом полигоне для Министерства обороны».

Постановление предусматривало:

- создать в 1955–1958 гг. научно-исследовательский испытательный полигон Министерства обороны для летной отработки изделий Р-7, «Буря» и «Буран» с расположением головной части полигона в Кзыл-Ординской и Карагандинской областях Казахской ССР в районе между Казалинском и Джусалы, района падения головных частей изделий в Камчатской области РСФСР у мыса Озерный, района падения первых ступеней изделия Р-7 на территории Актюбинской области Казахской ССР в районе озера Тенгиз;
- в трехмесячный срок подготовить мероприятия по организации строительства указанного полигона.

Выбор места полигона оказался очень непростой задачей, т.к. эскизный проект ракеты P-7 предусматривал обязательное наличие системы радиоуправления, которая требовала симметричного расположения по обе стороны от старта на расстоянии 250 км главного и зеркального пунктов радиосистемы, что диктовалось необходимостью обеспечить точность измерения бокового отклонения ракеты на активном участке полета.

Варианты расположения полигона в Закавказье и на Дальнем Востоке были отвергнуты.

В составе полигона на обширной территории по трассе полета ракеты Р-7 и на полях падения головных частей был сформирован полигонный измерительный комплекс (ПИК) из наземных пунктов, оборудованных радиотехническими и оптическими системами измерения траекторных параметров. 94

Для решения этих задач было развернуто строительство стартовых и технических сооружений, автомобильных и железных дорог, жилья и соцкультбыта.

Главной силой при этом были люди, которые в суровых климатических условиях должны были в короткие сроки выполнить задания Правительства.

15 января 1955 г. на станцию Тюра-Там прибыл первый отряд военных строителей под командованием старшего лейтенанта И.Н. Денежкина, а уже 15 мая 1955 г. было заложено первое здание жилого городка испытателей — поселка Заря, нынешнего города Байконур.

В декабре 1956 г. были проведены самолетные облеты всех пунктов ПИК, а специальной комиссией сделано заключение об их нормальном функционировании и готовности к работе.

Трудности, с которыми встретились военные строители и испытатели при создании полигона и полигонного измерительного комплекса, были связаны не только с тяжелыми климатическими условиями, но и с крайне сжатыми сроками строительства и отсутствием опыта создания подобных объектов.

В марте 1957 г. на техническую позицию полигона прибыла первая ракета Р-7 для проведения летно-конструкторских испытаний (ЛКИ).

10 апреля 1957 г. состоялось заседание Государственной комиссии по проведению ЛКИ. Госкомиссия была утверждена Советом Министров СССР, председателем комиссии был назначен В. М. Рябиков, начальник ГУ «Главспецмонтаж» Министерства среднего машиностроения, а техническим руководителем — С. П. Королев.

15 мая 1957 г. Госкомиссия подписала акт о приемке стартового комплекса в эксплуатацию и готовности полигона к первому пуску ракеты Р-7.

Первые пуски ракет (15 мая, 11 июня и 12 июля 1957 г.) оказались аварийными, в основном из-за неисправностей двигательной установки.

Четвертый пуск 21 августа 1957 г. стал успешным, и ракета впервые достигла района цели.

НИИ-885 для стратегической ракеты Р-7 и обеспечения заданных отклонений головной части ракеты создавалась комбинированная (радиои автономная) система управления. При этом ин-

тегратор кажущейся скорости автономной системы настраивался на границу области возможных выключений двигателя, соответствующую перелету головной части ракеты от цели по дальности.

Для решения поставленной задачи в НИИ-885 были организованы два новых комплекса: комплекс № 1 по разработке автономной системы управления, возглавляемый Н. А. Пилюгиным, и комплекс № 2 по созданию системы радиоуправления, возглавляемый М. С. Рязанским.

В комплекс №1 входили четыре отдела:

- по разработке автомата стабилизации (начальник отдела Г. П. Глазков);
- по проектно-теоретическим работам (начальник отдела М. С. Хитрик);
- по разработке комплексных схем, системы электропитания и бортовой кабельной системы (начальник отдела Я. С. Жуков);
- по созданию элементных средств (начальник отдела М. С. Дойников).

В комплекс №2 входили два отдела:

- по разработке низкочастотной аппаратуры и комплексу в целом (начальник отдела Е. Я. Богуславский);
- по разработке высокочастотной аппаратуры и антенным устройствам (начальник отдела М. И. Борисенко).

Главные конструкторы Н. А. Пилюгин и М. С. Рязанский были выдающимися учеными, оба они входили в созданный С. П. Королевым еще в Германии легендарный Совет главных конструкторов.

Стратегическая ракета P-7 имела значительные конструктивные отличия в сравнении с ракетами малой дальности, в связи с чем на автономную систему управления пришлось возложить решение ряда задач по учету параметров, влияния которых на точность управления в ранее разработанных системах управления были не столь значительны.

В результате автономная система управления, помимо традиционных функций по стабилизации корпуса ракеты в пространстве, стабилизации центра масс относительно расчетной траектории и функции управления по дальности



Рис. 2. Схема прохождения радиосигналов в системе радиоуправления ракеты Р-7

полета, обеспечивала непрерывное управление вектором скорости ракеты и регулирование процессом опорожнения топливных баков. Это реализовывалось в созданных системах нормальной и боковой стабилизации центра масс ракеты, системах регулирования кажущейся скорости (РКС), опорожнения баков (СОБ), а также регулирования расхода и соотношения компонентов топлива. Автономная система управляла этими процессами при полете первой ступени, пакетном разделении ступеней и полете второй ступени. Радиосистема производила коррекцию движения ракеты в боковом направлении и управление по дальности путем выдачи боковых команд и команды на выключение двигателя. Исполнительными органами системы управления являлись камеры рулевых двигателей и воздушные рули.

На стенде комплекса №1 с целью отработки процессов управления и выбора оптимального взаимодействия автономной и радиосистем управления была оборудована специальная моделирующая установка, укомплектованная штатными приборами. Для имитации динамических характеристик самой ракеты как объекта управления в установку была включена вычислительная машина аналогового типа. Впоследствии моделирующая установка привлекалась для проведения функционального контроля штатных приборов перед их поставкой головному предприятию.

Система радиоуправления представляла собой импульсно-дальномерную систему, включающую наземную и бортовую аппаратуру. Наземная аппаратура размещалась на главном и зеркальном пунктах. Бортовая приемопередающая аппаратура размещалась в приборном отсеке ракеты и сопрягалась с автономной системой управления.

Радиоуправление по дальности производилось на основе измерения шести параметров движения.

Измерение параметров движения и передача команд управления в радиосистеме осуществлялись с использованием единой импульсной многоканальной линии радиосвязи, работающей в трехсантиметровом диапазоне радиоволн кодированными сигналами.

На рис. 2 показана схема прохождения радиосигналов в системе радиоуправления ракеты Р-7.

Состав измеряемых параметров:

1) Радиальная скорость *R*. Измерение радиальной скорости производилось путем выделения доплеровского приращения частоты одной

из гармоник спектра сложных сигналов в виде пакета узких импульсов, посылаемых с главного пункта на борт и ретранслируемых обратно.

- Радиальная дальность *R*. Измерение радиальной дальности производилось методом активной радиолокации.
- Боковое отклонение от плоскости полета Δ*R*. Измерение производилось как разность расстояний между ракетой и главным и зеркальным пунктами.
- Скорость изменения бокового отклонения ΔR. Измерение являлось результатом дифференцирования измеряемой величины бокового отклонения.
- 5) Угол места и скорость его изменения *β* и *β*. Измерение осуществлялось специальным радиопеленгатором, построенным с использованием метода амплитудно-импульсной модуляции.

Боковая радиокоррекция полета осуществлялась на борту ракеты путем выработки сигналов, соответствующих измеренному боковому отклонению и боковой скорости относительно плоскости полета с поправкой, учитывающей влияние вращения Земли, для чего использовались результаты измерений угла места β и скорости его изменения $\dot{\beta}$, производимые радиопеленгатором. Эти сигналы поступали в усилитель-преобразователь автомата боковой стабилизации автономной системы и преобразовывались в команды, подаваемые на механизмы поворота ракеты по углу рысканья.

Первоначально система радиоуправления обладала существенным недостатком: она не позволяла осуществлять изменение направления полета ракеты в приемлемом секторе углов.

В последующем для удовлетворения этого требования в состав аппаратуры главного пункта была введена станция бокового управления с вычислительной машиной, определяющей величину боковой скорости, которую нужно сообщить ракете к моменту выключения двигателя для компенсации накопленных возмущений в конце активного участка полета.

Алгоритм решения задачи вычисления величины боковой скорости предусматривал учет всех шести измеряемых параметров движения. Станция бокового управления формировала команды, поступающие на борт ракеты для придания ей соответствующего угла рысканья.

Команды бокового управления носили дискретный характер и обозначались «Большая левая», «Малая левая», «Нулевая», «Большая правая», «Малая правая».

Решение алгоритма управления по дальности осуществлялось счетно-решающим устройством, расположенным на главном пункте, которое на основе текущей информации о координатах движения ракеты выдавало команду на выключение двигателя в момент, когда совокупное значение этой информации достигнет заданной величины. Выключение двигателя в целях уменьшения влияния динамических возмущений происходило в два этапа — по предварительной и главной командам.

Наземная аппаратура главного пункта радиосистемы территориально располагалась в поселке Тартугай Казахской ССР и размещалась на 13 станциях, имеющих различное функциональное назначение (приемная и передающая станции, станции шифраторов/дешифраторов, хронизаторов, выделения радиальной скорости, счетно-решающих устройств, локационного наведения антенн; приемо-передающие антенны и радиопеленгатор).

Зеркальный пункт радиосистемы располагался в поселке Сары-Шаган Казахской ССР и служил для ретрансляции излучаемых бортовой аппаратурой радиосигналов. Аппаратура зеркального пункта размещалась на 6 станциях.

Бортовая аппаратура системы радиоуправления включала в себя передающее и приемное устройства, бортовые антенны (одна была направлена на главный пункт, другая — на зеркальный), шифратор/дешифратор, прибор управления антеннами и устройство сопряжения с автономной системой управления.

Предварительная летная отработка автономной системы управления производилась на ракетах Р-5РД, а радиосистемы — на ракетах Р-5Р при их пусках с ракетного полигона Капустин Яр.

Идеологические основы создания системы радиоуправления были заложены выдающимися учеными НИИ-20, внесшими значительный вклад в развитие отечественной телемеханики и радиолокационной техники, впоследствии переведенными в НИИ-885: Б. М. Коноплевым, М. С. Рязанским, Э. М. Манукяном, Е. Я. Богуславским. Значительные работы были проведены по исследованию вопросов распространения радиоволн сотрудниками НИИ-885 Е. Ф. Дубовицкой, К. И. Грингаузом, Ю. С. Павловым, М. И. Борисенко, а также рядом организаций Академии наук СССР.

Основными разработчиками системы радиоуправления в НИИ-885 были:

- по наземной аппаратуре: Е. Я. Богуславский, М. И. Борисенко, Ф. И. Токарев, Г. А. Вилков, А. М. Трахтман, С. П. Пешнев, К. К. Зыков, Р. А. Чигирев, Е. А. Розенман, Г. Я. Гуськов, Б. Г. Сергеев, В. А. Гришмановский;
- по бортовой аппаратуре: Н. Е. Иванов, И. Я. Сытин, Е. П. Молотов, В. Г. Буряк, В. Ф. Грушецкий, В. П. Кузовкин, Ю. Ф. Макаров, Т. Д. Фатькина.

Завершение разработки ракеты Р-7, в том числе системы управления ракеты, были отмечены высокими правительственными наградами: М. С. Рязанский, Н. А. Пилюгин, Э. М. Манукян, П. А. Туник стали лауреатами Ленинской премии; Е. Я. Богуславскому, М. И. Борисенко, Г. П. Глазкову и рабочим опытного завода В. И. Рябову, С. И. Михайлову было присвоено звание Героя Социалистического Труда. Всего орденами и медалями в НИИ-885 были награждены 304 человека.

Учитывая большое научное, практическое и общественное значение работ, выполненных по созданию новой техники, главные конструкторы М.С.Рязанский и Н.А.Пилюгин были избраны членами-корреспондентами Академии наук СССР, а двенадцати сотрудникам НИИ-885 были присуждены ученые степени доктора технических наук без защиты диссертаций.

В процессе создания ракеты P-7 и ее системы управления был решен ряд научно-технических проблем, составивших фундаментальную научнотехническую базу дальнейшего совершенствования ракетных и космических разработок.

Ракета Р-7 и ее система управления стали базовыми для создания ряда модификаций. Так, двухступенчатая ракета Р-7 — ракетаноситель «Спутник» (8К71ПС и 8А91) обеспечила запуск трех первых искусственных спутников Земли, что позволило начать исследование околоземного космического пространства.

Трехступенчатая ракета-носитель 8К72 с блоком Е («Восток») и 11А511 с блоком И («Союз») позволили начать исследования дальнего космоса и Луны, осуществили полеты пилотируемых космических кораблей «Восток» и «Восход», а в дальнейшем и кораблей «Союз». Четырехступенчатая ракета-носитель 8К78 с блоками И, Л («Молния») позволила расширить проводимые исследования дальнего космоса и Луны, осуществить полеты автоматических межпланетных станций к планетам Марс и Венера.

Ракета Р-7 и ее модификации позволили развернуть разностороннее исследование космического пространства и создать условия для прикладного использования ракетно-космической техники в интересах науки, обороны и народного хозяйства. В дальнейшем эти ракеты-носители использовались для запуска космических кораблей типа «Зенит», «Метеор», «Электрон», «Прогресс» и др.

Сегодня на базе этих ракет продолжаются исследования и эксперименты в научных и народнохозяйственных целях.

Список литературы

- 1. Вехи истории. 65 лет ОАО «Российские космические системы». М.: Медиа Паблишер, 2011. 128 с.
- 2. Космонавтика. Энциклопедия. М.: Советское издательство, 1985. 528 с.
- 3. *Черток Б.Е.* Ракеты и люди. М.: Машиностроение, 1996. 446 с.
- Байконуру 50. История космодрома в воспоминаниях ветеранов. М.: Типография «Новости», 2005. 833 с.
- 5. Фаворский В.И., Мещеряков И.В. Космонавтика и ракетно-космическая промышленность. Т. 1, 2. М.: Машиностроение, 2003. 344, 429 с.

Требования к материалам для публикации в научно-техническом журнале «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы»

- 1. Представляемые рукописи должны соответствовать тематике журнала, отвечать критериям ВАК РФ по научной новизне, не должны быть опубликованы ранее в других печатных или электронных изданиях.
- 2. Изложение материала должно быть ясным, логически выстроенным в следующей последовательности:
 - индекс УДК (слева);
 - название статьи, инициалы и фамилии авторов, ученая степень и ученое звание каждого из авторов, должность, место работы (полное название организации, страна, город, e-mail), структурированная аннотация (150–200 слов) и ключевые слова (5–6 слов) на русском и английском языках;
 - основной текст;
 - список литературы.
- 3. Основной текст статьи рекомендуется подразделять на: Вводную часть, Данные о методике исследования, Экспериментальную часть, Выводы.

Список литературы оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5-2008, представляется на русском языке.

- 4. Рукопись статьи представляется в одном экземпляре, напечатанном на принтере на одной стороне стандартного листа бумаги формата А4.
- 5. Набор текста в редакторе MS Word (расширение только .doc) при использовании стандартных шрифтов Times New Roman, размер — 14, межстрочный интервал — 1,5. Поля со всех сторон — 20 мм.
- 6. Для набора формул следует применять встроенный редактор формул Microsoft Equation 3.0. Формулы набираются латинским алфавитом, размер шрифта 11. Нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте.
- 7. Все используемые буквенные обозначения и аббревиатуры должны быть расшифрованы. Размерность величин должна соответствовать системе СИ.
- 8. Рисунки и графики оформляются в цветном изображении, должны быть четкими и не требовать перерисовки. Шрифт текста в иллюстративном материале Arial Reg, со строчных букв (кроме названий и имен).
- 9. Таблицы должны быть пронумерованы, иметь краткое наименование, межстрочный интервал в наименовании таблицы одинарный, выравнивание по ширине страницы. Текст в таблице печатается со строчных букв, без полужирного начертания.
- 10. К статье прилагаются электронные файлы:
 - сформированной статьи;
 - рисунков, графиков (выполняются в форматах jpeg или tiff с разрешением не менее 300 dpi и размером не более формата A4);
 - сведений об авторах (Ф.И.О. полностью, ученая степень, ученое звание, аспирант или соискатель ученой степени, рабочий и мобильный телефоны, адрес электронной почты).

- 11. На последней странице рукописи должны быть подписи всех авторов. Редакция не ставит в известность авторов об изменениях и сокращениях рукописи, имеющих редакционный характер и не затрагивающих принципиальных вопросов.
- 12. Рукописи, в которых не соблюдены данные требования, не рассматриваются для публикации.
- 13. Авторы статей несут ответственность за полноту и достоверность цитируемой в них литературы, а также за публикацию заимствованного материала без ссылки на источник. За публикацию материалов, содержащих закрытые сведения, авторы несут персональную ответственность на основании действующих законодательных актов.
- 14. К статье прилагается заключение о возможности опубликования в открытых источниках.
- 15. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленного в редакцию материала принимается редакционной коллегией и является окончательным.

Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

ТОМ 3. ВЫПУСК 1. 2016

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций. Свидетельство ПИ №ФС77-55464 от 25 сентября 2013 г.

> Редактор *В.Р. Игнатова* Оригинал-макет: *Д.П. Вакуленко* Оформление переплета: *Н.Л. Лисицына*

Подписано в печать 03.03.2016. Формат 60×88/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 12,25. Уч.-изд. л. 13,48. Тираж 220 экз. Заказ №

Издательская фирма «Физико-математическая литература» МАИК «Наука/Интерпериодика» 117342, Москва, ул. Бутлерова, 17 Б E-mail: porsova@fml.ru, sale@fml.ru; Сайт: http://www.fml.ru Интернет-магазин: http://www.fmllib.ru

Отпечатано с электронных носителей издательства в АО «ИПК «Чувашия», 428019, г. Чебоксары, пр-т И. Яковлева, 13

Тематические разделы журнала

«Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы»

Космические навигационные системы и приборы.
 Радиолокация и радионавигация

• Аэрокосмические методы зондирования Земли

• Радиотехника и космическая связь

 Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии

 Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах

АО «Российские космические системы» 111250, Россия, Москва, ул. Авиамоторная, д. 53, тел. (495) 673-96-29 www.spacecorp.ru e-mail: journal@spacecorp.ru

ISSN 2409-0239

di

