

Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том 4. Выпуск 2. 2017

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ Том 4. Выпуск 2. 2017 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., член-корр. Российской академии ракетных и артиллерийских наук, к.т.н. Заместители председателя: Ежов С.А., д.т.н., проф. Романов А.А., член-корр. Международной академии астронавтики, д.т.н., проф. Нестеров Е.А.

Члены редакционного совета:

Артемьев В.Ю.

Батурин Ю.М., член-корр. РАН, д.ю.н., проф. Блинов А.В., член-корр. Российской инженерной академии Бугаев А.С., академик РАН, д.ф.-м.н., проф. Жантаев Ж.Ш., академик Казахской национальной академии естественных наук, д.ф.-м.н. Жмур В.В., д.ф-м.н., проф. Колачевский Н.Н., член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф. Кулешов А.П., академик РАН, д.т.н., проф. Носенко Ю.И., д.т.н., проф. Перминов А.Н., академик Международной академии астронавтики, Российской инженерной академии, Российской академии космонавтики им. К.Э. Циолковского, д.т.н., проф. Петрукович А.А., член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф. Райнер Сандау, академик Международной академии астронавтики, д.т.н., адъюнкт-проф. Ступак Г.Г., д.т.н., проф. Чеботарев А.С., д.т.н., проф. Чернявский Г.М., член-корр. РАН, д.т.н., проф. Четыркин А.Н.

Журнал выходит 4 раза в месяц. Журнал включен в РИНЦ. Журнал включен в Перечень рецензируемых научных изданий ВАК. ISSN 2409-0239 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2 Подписной индекс 94086 в Объединенном каталоге «Пресса России».

Редакционная коллегия

Главный редактор: заместитель генерального директора по науке АО «Российские космические системы» Романов А.А., член-корр. Международной академии астронавтики, д.т.н., проф. Заместитель главного редактора: ученый секретарь АО «Российские космические системы» Федотов С.А., к.т.н., с.н.с.

Члены редакционной коллегии:

Алексеев О.А., д.т.н., проф. Алыбин В.Г., д.т.н. Ахмедов Д.Ш., член-корр. Национальной инженерной академии Республики Казахстан, д.т.н. Бетанов В.В., член-корр. Российской академии ракетных и артиллерийских наук, д.т.н., проф. <u>Васильков А.П., д</u>.ф.-м.н. Ватутин В.М., д.т.н., проф. Данилин Н.С., академик Международной и Российской инженерных академий, Российской академии космонавтики им. К.Э. Циолковского, д.т.н., проф. Жодзишский А.И., д.т.н. Жуков А.А., д.т.н. Мороз А.П., д.т.н. Победоносцев В.А., д.т.н. Поваляев А.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. Токарев А.С. (техн. секретарь) Тузиков А.В., член-корр. Национальной академии наук Беларуси, д.ф.-м.н., проф. Язерян Г.Г., к.т.н. (отв. секретарь)

© АО «Российские космические системы» © ФИЗМАТЛИТ



Москва ФИЗМАТЛИТ [®] 2017

Содержание

Том 4, Вып. 2, 2017

Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация Методика определения целостности высокоточных навигационных определений	
Куршин В.В., Молоканов А.В.	3
Аэрокосмические методы зондирования Земли	
Особенности тематической обработки гиперспектральной информации с КА «Ресурс-П»	
в задачах мониторинга и распознавания объектов природной среды Стрыков А. И.	11
О предельном инструментальном разрешении космического аппарата «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3) Свиридов К. Н.	20
Радиотехника и космическая связь	
Оценка спектральной эффективности и помехоустойчивости когерентного приема незамирающего QBL-MSK-сигнала	
Поддубный В.Н., Грибанов В.В, Ложкин К.Ю., Соболев Д.Б., Петренко А.Н., Полтавец Ю.И.	29
Вероятностная модель спутникового радиоканала связи при малых углах места Звонарев В.В., Карабельников И.А., Парамонов И.Ю., Попов А.С.	38
Синтез устойчивого разностно-равносигнального метода автосопровождения космического аппарата цифровой антенной решеткой Ватутин С. И.	43
Радиопередающее устройство с частотной модуляцией и временным разделением каналов	
для высокоинформативных телеметрических систем Грибков Н.В., Бобылев А.В., Юрков Ю.А., Жуковский С.Ю., Грибков В.Н.	61
Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии	
Смена парадигмы разработки инновационной продукции: от разрозненных НИОКР к цифровым проектам полного жизненного цикла	
Романов А.А.	68
Алгоритмы устранения избыточности информации, передаваемой от бортовых телеметрических систем на Землю	
Орешко В.В.	85
Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах	

Особенности создания чувствительных элементов кремниевых и кварцевых маятниковых акселерометров Ветрова Е.В., Смирнов И.П., Козлов Д.В., Запетляев В.М. 95

Vol. 4, Iss. 2, 2017

Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation	
Method for Assessment of Integrity of High-Precision Navigational Sightings Kurshin V. V., Molokanov A. V.	3
Aerospace Methods for Earth Remote Sensing	
Features of Thematic Processing of Hyperspectral Information Received from the Resurs-P Spacecraft for the Monitoring Tasks and Detection of the Objects of Environment	
Strykov A. I.	11
Limiting Instrumental Resolution of the Resurs-P Spacecraft (No. 1, 2, 3) Sviridov K. N.	20
Radio Engineering and Space Communication	
Estimation of the Spectral Efficiency and Noise Immunity of the Coherent Reception of an Unfading OBI -MSK Signal	
Poddubnyy V. N., Gribanov V. V., Lozhkin K. Yu., Sobolev D. B., Petrenko A. N., Poltavets Yu. I.	29
Probabilistic Model of Satellite Radio Communication Channel at Small Elevation Angles Zvonarev V. V., Karabelnikov I. A., Paramonov I. Yu., Popov A. S.	38
Development of a Stable Differential-Equisignal Method for Spacecraft Autotracking with a Digital Antenna Array <i>Vatutin S. I.</i>	43
Radio Transmitter with Frequency Modulation and Time Division of Channels for High-Information Telemetry Systems	
Gribkov N. V., Bobylev A. V., Yurkov Yu. A., Zhukovskiy S. Yu., Gribkov V. N.	61
Systems Analysis, Spacecraft Control, Data Processing, and Telemetry Systems Paradigm Shift in the Development of Innovative Products: from Disparate R&D to Full Life Cycle Digital Projects Romanov A, A.	68
Algorithms for Elimination of the Redundancy of the Information Transmitted from Onboard Telemetry System to the Earth Oreshko V. V.	85
Solid-State Electronics, Radio Electronic Components, Micro- and Nanoelectronics, Quantum Effect Devices Design Features of Sensitive Elements for Quartz and Silicon Pendulum Accelerometers	
Vetrova E. V., Smirnov I. P., Kozlov D. V., Zapetlyaev V. V.	95

Vetrova E. V., Smirnov I. P., Kozlov D. V., Zapetlyaev V. V.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 3–10

____ КОСМИЧЕСКИЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРИБОРЫ. _____ РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

УДК 629.783:527 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.3

Методика определения целостности высокоточных навигационных определений

В. В. Куршин¹, А. В. Молоканов²

¹д. т. н.

^{1,2}АО «Российские космические системы»

e-mail: vkurshin@spacecorp, mav2004@rambler.ru

Аннотация. В статье представлена методика оценки целостности высокоточного навигационного определения потребителя. Рассматриваются вопросы целостности навигации, факторы, влияющие на точность навигации. В разработанной методике используются методы автономного контроля целостности потребителя, информация оперативного внутрисистемного ГЛОНАСС/GPS мониторинга целостности и результаты оперативного мониторинга целостности от функциональных дополнений. На основе алгоритма высокоточной навигации потребителя и корректирующей информации от системы дифференциальной коррекции и мониторинга навигационных полей глобальных навигационных спутниковых систем проведены экспериментальные оценки предложенной методики. Результат ее применения — повышение достоверности высокоточных навигационных определений, установление факта перехода в режим высокоточной навигации и уменьшение времени оповещения потребителя о нарушении целостности навигации.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, GPS, высокоточная навигация, целостность

Method for Assessment of Integrity of High-Precision Navigational Sightings

V. V. Kurshin¹, A. V. Molokanov²

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

e-mail: vkurshin@spacecorp, mav2004@rambler.ru

Abstract. The article presents a method for assessing the integrity of high-precision navigation sightings of the consumer. The issues of the integrity of navigation, the factors affecting the accuracy of navigation are considered. The developed methodology uses methods of autonomous control of the integrity of the consumer, information on operational intrasystem GLONASS/GPS integrity monitoring, and the results of operational integrity monitoring from functional additions. On the basis of the algorithm of high-precision consumer navigation and corrective information from the augmentation and monitoring system (SAM) of navigational fields of global navigation satellite systems, experimental evaluations of the proposed methodology were carried out. The result of application of the developed methodology is an increase in the reliability of high-precision navigation sightings, the establishment of the fact of switching to the high-precision navigation mode, and reducing the time of notification of the consumer about violation of navigation integrity.

Keywords: GLONASS, GPS, high-precision navigation, integrity

Введение

В настоящее время большой интерес представляют работы в области высокоточной навигации. В англоязычной литературе данная технология обозначается как PPP (Precision Point Positioning). Достижимая точность высокоточной навигации находится на уровне нескольких сантиметров. Известно, что для высокоточной навигации необходимо время вхождения в режим PPP — так называемое время инициализации. Производитель навигационной аппаратуры потребителей (НАП) информирует, что длительность инициализации может достигать 30-50 мин. Реально же длительность инициализации зависит от многих факторов и в первую очередь от текущего геометрического фактора. В процессе навигации у потребителя может произойти ухудшение геометрического фактора, но потребитель может считать, что он продолжает осуществлять высокоточную навигацию. Поэтому необходимо иметь возможность потребителю оценивать целостность высокоточной навигации, чтобы, во-первых, у него была возможность определить завершение процесса инициализации, а во-вторых, он мог с заданной доверительной вероятностью осуществлять высокоточное определение. С этой целью была разработана методика оценки целостности высокоточного навигационного определения. Предложенная методика может быть использована в качестве оценки достоверности высокоточной навигации. Для определения целостности высокоточного навигационного определения пользователя вычисляются уровни защиты по горизонтали и вертикали, которые сравниваются с соответствующими им заданными пределами. Вычисление уровней защиты производится с учетом величины ошибки положения, которая может быть вызвана текущими измерениями, введения коэффициентов, отражающих доверительный диапазон по горизонтали и вертикали для учета погрешностей, вносимых при распространении сигнала от навигационных космических аппаратов, а также погрешностей эфемеридно-временного обеспечения навигационного КА (НКА) либо коррекций спутниковых часов и коррекций орбиты в случае применения корректирующей информации от широкозонного функционального дополнения.

Проблема целостности навигации

В настоящее время большинство потребителей предъявляют высокие требования к точности и обеспечению целостности навигационных определений. Эти требования не могут быть удовлетворены на основе только внутренних ресурсов систем ГЛОНАСС и GPS. Например, в системе ГЛОНАСС [1] признак неисправности появляется в неоперативной информации навигационных сообщений (альманахе системы) всех спутников не позднее чем через 16 ч после появления неисправности. Признак неисправности НКА передается потребителю системы в составе оперативной информации навигационного сообщения не позднее чем через 1 мин. В связи с этим возникает необходимость проведения внешнего мониторинга «целостности системы». Под «целостностью системы» понимается способность системы информировать потребителей своих услуг об ухудшении точности навигационных определений.

В последнее время получили широкое распространение системы функциональных дополнений. Эти системы делятся на следующие группы: широкозонные (WAAS, EGNOS, MSAS, GAGAN, СДКМ), региональные (GRAS), локальные (LAAS). Задачей потребителя после получения результатов оперативного мониторинга (оценок ошибок измерения псевдодальностей) является принятие решения, вводить или нет измерение по данному НКА в обработку, и если вводить, то с каким весом.

Потребитель может использовать методы автономного контроля целостности (Receiver Autonomous Integrity Monitoring — RAIM). Задача методов автономного контроля целостности — обнаружение и исключение измерений с аномальными ошибками в предположении, что из всех измерений, имеющихся на данный момент времени, лишь одно может содержать аномальную ошибку. Решение задачи требует избыточности сигналов НКА и благоприятной относительной геометрии НКА и потребителя. Несомненным преимуществом любого метода RAIM является оперативность, поскольку качество измерений оценивается непосредственно перед их вводом в обработку.

Алгоритмы системы внешнего мониторинга целостности свободны от тех ограничений, что

налагаются на методы RAIM. Однако недостаток внешнего мониторинга заключается в его ограниченной оперативности. Так, по стандарту SBAS [2], между моментом обнаружения аномалии и моментом доведения информации об этом до потребителя может пройти до 6 с.

Факторы, влияющие на точность навигации

Точность определения вектора состояния потребителя (координат и скорости) зависит от точности измерений навигационных параметров и взаимной геометрии потребителя и навигационных космических аппаратов. В общем случае ошибки измерений псевдодальности и псевдоскорости включают следующие составляющие: аппаратурные ошибки, ошибки вследствие влияния многолучевости, ионосферы, тропосферы, ошибки эфемеридной информации НКА, ошибки поправок к частотно-временным параметрам (ЧВП) сигналов НКА.

В отдельных случаях влияние многолучевости может вызывать ошибку измерений, доходящую до 100 м. Погрешность измерения дальности, обусловленная ионосферной рефракцией, может достигать значений 30-40 м для низких НКА [3]. Различные математические модели позволяют компенсировать лишь около 50% ионосферной задержки [3]. Практически полностью ионосферная задержка исключается при использовании двухчастотных измерений, однако двухчастотные методы приводят к увеличению шума измерений. Тропосферные ошибки могут достигать значений 25 м для низких НКА [3]. В результате применения математических моделей тропосферы нескомпенсированной остается около 30-40% задержки [3]. При использовании измерений метеорологических параметров нескомпенсированной остается около 1-5% задержки [3].

Погрешности прогнозирования эфемерид и ЧВП НКА ГЛОНАСС и GPS обусловлены погрешностями измерения параметров движения НКА и бортовой шкалы времени (БШВ) наземными средствами, неточностью модели орбитального движения НКА и ухода БШВ, используемой наземными средствами для прогноза, нестабильностью характеристик бортового эталона частоты (БЭЧ) НКА, обусловленной немоделируемыми флюктуациями температуры, напряжения питания и т. д., нестабильностью групповой задержки навигационного радиосигнала в бортовой аппаратуре НКА, неточностью модели прогноза движения НКА потребителем, погрешностями вычислений, дискретностью представления эфемерид и ЧВП НКА в навигационном сообщении.

Ошибки временных поправок вкладываются в ошибки измерений псевдодальностей. На измерения псевдоскоростей оказывают влияние ошибки частотных поправок. Доминирующей составляющей в бюджете частотных погрешностей является составляющая, обусловленная кратковременными флюктуациями частоты БЭЧ НКА.

Высокоточное навигационное определение потребителя

Основа для работы функциональных дополнений — дифференциальный режим, который достигается за счет размещения опорной станции в точке с известными координатами, формирования корректирующей информации (КИ) к навигационным радиосигналам НКА ГЛОНАСС/GPS и передачи этой информации пользователям.

При относительной навигации применяется фазовый дифференциальный режим, когда опорная станция передает пользователю некорректированные измерения фазы несущей и некорректированные измерения псевдодальности, координаты фазового центра антенны.

Формируемый навигационным приемником отсчет псевдодальности можно описать следующим выражением:

$$S = R + \Delta r + c \cdot (\Delta t - \Delta T + \Delta t_{\text{троп}} + \Delta t_{\text{ион}} + \Delta t_{\text{прм}}) + \mu + \varepsilon, \quad (1)$$

где S — измерение псевдодальности, R = = $\sqrt{(X_{\rm HKa} - X_{\rm II})^2 + (Y_{\rm HKa} - Y_{\rm II})^2 + (Z_{\rm HKa} - Z_{\rm II})^2}$ — дальность от НКА до приемника, $X_{\rm HKa}$, $Z_{\rm HKa}$, $Y_{\rm HKa}$ — координаты НКА на момент излучения, $X_{\rm II}$, $Z_{\rm II}$, $Y_{\rm II}$ — координаты НАП на момент приема сигнала, Δr — ошибка эфемеридного обеспечения, Δt — расхождение шкалы времени приемника с системной шкалой времени, ΔT — расхождение шкалы времени НКА с системной шкалой времени, $\Delta t_{\rm троп}$ — задержка сигнала в тропосфере, $\Delta t_{\rm ион}$ задержка сигнала в ионосфере, $\Delta t_{\rm прм}$ — аппаратурная задержка сигнала в приемнике, μ — ошибка, обусловленная приемом переотраженных сигналов (многолучевостью), ε — аппаратурная ошибка измерения, c — скорость света в вакууме.

Модель отсчетов фазовых измерений —

$$\phi = \frac{R + \Delta r}{\lambda} + f \cdot (\Delta t - \Delta T + \Delta t_{\text{троп}} - \Delta t_{\text{нон}} + \Delta t_{\text{прм}}) + N + \varphi_0 - \phi_0 + \eta + \delta, \quad (2)$$

где ϕ — измерение псевдодоплеровской фазы (в дальнейшем для простоты изложения будем говорить об измерениях фазы); λ — длина волны колебаний, излучаемых НКА; f — несущая частота колебаний, излучаемых НКА; N — неизвестное количество периодов несущих колебаний или параметр фазовой неоднозначности (ПФН); φ_0 — неопределенная начальная фаза сигнала НКА; ϕ_0 — неопределенная начальная фаза приемника, одинаковая для всех НКА; η — ошибка, обусловленная приемом переотраженных сигналов (многолучевостью); δ — аппаратурная ошибка измерения.

Для исключения из рассмотрения мешающих параметров в (1) и (2) широко применяются так называемые первые и вторые разности [4]. Вычитая измерения двух приемников по одним и тем же спутникам, получаем первые разности, в которых исключаются погрешности, связанные со спутником (расхождение шкалы времени НКА с системной шкалой времени и неопределенная начальная фаза сигнала НКА). Затем формируются вторые разности. Для этого первые разности, соответствующие одному из спутников, который называют опорным, вычитают из первых разностей всех остальных спутников. В качестве опорного НКА следует выбрать зенитный спутник, поскольку измерения по такому НКА характеризуются наименьшей ошибкой измерений и при отсутствии затенений на трассе распространения сигнала можно считать, что искажения, вызванные многолучевостью, также практически отсутствуют. Во вторых разностях исключаются погрешности, связанные с приемниками: расхождение шкалы времени приемника с системной шкалой времени, аппаратурная задержка сигнала в приемнике, неопределенная начальная фаза приемника, одинаковая для всех НКА. Для ограничения области поиска целочисленностей при разрешении неоднозначности и повышения надежности ее правильного разрешения в обработке возможно использование второй разности приращений фаз при условии, что на интервале измерения приращений не происходило срывов слежения за фазой сигнала. При фазовом дифференциальном режиме может быть достигнут миллиметровый уровень точности навигационного определения.

Целостность высокоточного навигационного определения потребителя

Целостность высокоточного навигационного определения потребителя означает, что пользователь должен быть предупрежден в пределах заданного периода времени, если ошибка положения превышает некоторый заданный предел.

Методика оценки нарушения целостности высокоточного навигационного определения основывается на использовании подхода, широко применяемого в системах SBAS и GBAS. Для оценки точности определения положения потребителя в системах SBAS и GBAS используются следующие показатели [2]:

- HPL (*Horizontal Protection Level*) радиус круга в горизонтальной плоскости с центром в точке реального положения потребителя;
- VPL (Vertical Protection Level) половина длины отрезка в вертикальном направлении с центром в точке реального положения потребителя.

При оценке точности высокоточной навигации предлагается оперировать аналогичными величинами, но их вычисление проводится с учетом применения методов высокоточной навигации. Аналогичные параметры используются в работе [5],

но в ней не применяется корректирующая информация от опорных станций и время до установившегося режима составляет порядка 30 мин.

В предлагаемой методике определения целостности высокоточной навигации потребителя в фазовом дифференциальном режиме применение данных оценок точности дает возможность потребителю получить количественную характеристику качества навигационного определения.

Решение задачи навигации потребителя на основе измерений нарастающего объема (фильтра Калмана) позволяет найти оценку вектора потребителя с учетом всех проведенных ранее измерений, что уменьшает влияние аномальных ошибок измерений на результат решения задачи местоопределения. При описании модели движения объекта используют линеаризацию в окрестности текущего фазового вектора потребителя \mathbf{X}_k . Переходная матрица линейной модели движения объекта есть Ф. Априорные оценки вектора потребителя (Х) и ковариационной матрицы ошибки определения вектора потребителя (Р) обозначены верхним индексом «-», а апостериорные оценки - индексом «+». Процедура применения фильтра Калмана на каждом шаге измерений k (k = 0, 1, 2, ...) имеет следующий вид:

• вычисляется ожидаемый вектор измерений

$$\eta_k = h(X_k^-); \tag{3}$$

• вычисляется матрица измерений

$$H_k(X_k^-) = \frac{\partial h(X_k^-)}{\partial X}; \qquad (4)$$

вычисляется матрица обратной связи K_k при помощи уравнения

$$K_{k} = P_{k}^{-} H_{k}^{\top} \left(H_{k} P_{k}^{-} H_{k}^{\top} + W_{k} \right)^{-1}; \qquad (5)$$

• определяется апостериорная оценка фазового вектора потребителя

$$X_{k}^{+} = X_{k}^{-} + K_{k} \big(\eta_{k_{\text{H3M}}} - \eta_{k_{\text{BbH}}} \big); \tag{6}$$

 определяется апостериорная ковариационная матрица ошибки определения фазового вектора потребителя

$$P_{k}^{+} = (I - K_{k}H_{k})P_{k}^{-}(I - K_{k}H_{k})^{\top} + K_{k}W_{k}K_{k}^{\top},$$
(7)

здесь *I* — единичная матрица;

 вычисляется априорная оценка ковариационной матрицы на следующем (k + 1)-м шаге

$$P_{k+1}^{-} = \Phi_k P_k^{+} \Phi_k^{\top} + \Theta_k, \qquad (8)$$

здесь Θ_k — ковариационная матрица возмущений;

 вычисляется фазовый вектор потребителя на следующем (k + 1)-м шаге

$$X_{k+1}^{-} = \Phi_k X_k^{+}.$$
 (9)

Для режима высокоточной навигации в относительном режиме вектор измеренных параметров представим в виде

$$\eta_{\rm H3M} = \begin{bmatrix} \Delta \Delta S \\ \Delta \Delta \delta \Phi \\ \Delta \Delta \Phi \end{bmatrix},\tag{10}$$

где $\Delta\Delta S$ — вторые разности измерений псевдодальности, $\Delta\Delta\delta\Phi$ — вторые разности приращений псевдофазы (третьи разности), $\Delta\Delta\Phi$ — вторые разности измерений псевдофазы.

Ковариационная матрица ошибок измерений имеет вид

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0\\ 0 & R_{\delta\Phi} & 0\\ 0 & 0 & R_{\Phi} \end{bmatrix},$$
 (11)

где R_s — подматрица ошибок невязок вторых разностей измерений псевдодальности, $R_{\delta\Phi}$ — подматрица ошибок невязок вторых разностей измерений приращений псевдофазы, R_{Φ} — подматрица ошибок невязок вторых разностей измерений псевдофазы.

В общем виде вектор оцениваемых параметров для относительной высокоточной навигации имеет вид

$$X = \begin{bmatrix} X & Y & Z & N \end{bmatrix}, \tag{12}$$

где X, Y, Z — координаты определяемого пункта, N — неоднозначность измерений псевдофазы.

Величины ошибок определения положения потребителя в горизонтальной плоскости и по вертикали вычисляются на основе коэффициентов ковариационной матрицы ошибок определения вектора

положения. Расчет HPL и VPL проводится по следующим формулам:

$$\sigma_H = \sqrt{P_{11} + P_{22}},$$
 (13)

$$\sigma_V = \sqrt{P_{33}},\tag{14}$$

$$HPL = K_H \cdot \sigma_H, \tag{15}$$

$$VPL = K_V \cdot \sigma_V, \tag{16}$$

где P_{11}, P_{22}, P_{33} — элементы ковариационной матрицы (7), K_H — фактор, отражающий доверительный диапазон в плоскости, K_V — фактор, отражающий доверительный диапазон по высоте.

Проблемы с вычислением уровней защиты появляются особенно в статических случаях, когда оценка положения в фильтре Калмана сходится к некоторой очень маленькой величине. Уровни защиты, рассчитанные этим способом, описывают только, какая величина ошибки положения может быть вызвана текущими измерениями, но эти уровни защиты не сообщают пользователю полные ошибки положения.

Как было указано ранее, тропосферная, ионосферная погрешности, а также эффект многолучевости не могут быть смоделированы или исправлены полностью. Кроме того, ошибки в коррекциях спутниковых часов и коррекциях орбиты могут оказывать шумовое воздействие на измерения. Уровень точности формирования коррекций ЧВП и орбиты НКА в широкозонных системах порядка 5 см. Это должно быть принято во внимание, чтобы вычислить реалистичные уровни защиты.

В разработанной методике определения целостности для высокоточной навигации потребителя ошибка положения в горизонтальной области рассчитывается по (17) и (18) и ошибка положения по вертикали — по (17) и (19). Горизонтальный уровень защиты рассчитывается по (20) и вертикальный уровень защиты — по (21):

$$G = \left(H^{\top}R^{-1}H\right)^{-1}H^{\top}R^{-1},$$
(17)

$$A_H = \sum_{i=1}^{n} \sqrt{G_{1,i}^2 + G_{2,i}^2},$$
(18)

$$A_V = \sum_{i=1}^{n} |G_{3,i}|, \tag{19}$$

$$HPL = K_H \cdot \sigma_H + S_{\text{bias}} A_H, \qquad (20)$$

$$VPL = K_V \cdot \sigma_V + S_{\text{bias}} A_V. \tag{21}$$

Экспериментальные результаты по оценке целостности высокоточных навигационных определений потребителя

Экспериментальная оценка целостности высокоточной навигации проводилась для режима относительных определений на разных длинах базовой линии и различного состава визируемого созвездия НКА. При обработке экспериментальных данных использовался алгоритм комплексной обработки локальной и широкозонной корректирующей информации. Корректирующая информация от локальной дифференциальной системы формировалась базовой станцией в соответствии со стандартом RTCM SC-104 [6]. Передавались кадры, содержащие нескорректированные измерения псевдодальности и фазы, кадры с координатами базовой станции. В качестве широкозонной корректирующей информации была использована корректирующая информация от широкозонного функционального дополнения СДКМ: коррекции часов и орбит НКА, данные о пригодности НКА для выполнения целевой задачи. Определение параметров HPL и VPL проводилось по разработанной методике оценки целостности при высокоточной навигации потребителя. При расчете HPL и VPL применялись следующие значения параметров:

$$S_{\rm bias} = 5 \,\,{\rm cm}; \quad K_H = K_V = 6.$$

Ошибки определения положения в плоскости и по высоте оценивались относительно известных априорных координат пункта.

Эксперимент проводился ДЛЯ созвездия НКА GPS (рис. 1) и совмещенного созвездия НКА ГЛОНАСС/GPS (рис. 2) для длины базовой линии 35 км. На рисунках по горизонтальной оси отложена длительность эксперимента в секундах, а по вертикальной оси — величина рассчитанных уровней защиты и ошибки определения местоположения в метрах. На них синим цветом представлен горизонтальный уровень защиты (HPL), красным вертикальный уровень защиты (VPL), зеленым ошибка определения положения в плоскости (Eh) и фиолетовым — ошибка определения положения по высоте (Ev).



Время, с

Рис. 1. Горизонтальный, вертикальный уровни защиты и горизонтальная и вертикальная ошибки положения при работе по созвездию HKA GPS





Рис. 2. Горизонтальный, вертикальный уровни защиты и горизонтальная и вертикальная ошибки положения при работе по совмещенному созвездию НКА ГЛОНАСС/GPS



Рис. 3. Горизонтальный, вертикальный уровни защиты и горизонтальная и вертикальная ошибки положения при работе по созвездию HKA GPS



Рис. 4. Горизонтальный, вертикальный уровни защиты и горизонтальная и вертикальная ошибки положения при работе по совмещенному созвездию НКА ГЛОНАСС/GPS

Аналогичный эксперимент был проведен в другие сутки для длины базовой линии порядка 45 км. Эксперимент выполнялся для созвездия HKA GPS (рис. 3) и совмещенного созвездия HKA ГЛОНАСС/GPS (рис. 4).

Результаты экспериментов показывают, что рассчитанные уровни защиты по горизонтали и вертикали хорошо согласуются с полученными ошибками местоопределения по горизонтали и вертикали. Таким образом, разработанная методика позволяет получить количественную оценку качества навигации и определить установившийся режим высокоточной навигации. Время инициализации до установившегося режима в экспериментах составляет менее 5 мин.

Заключение

Разработана методика для определения количественной характеристики качества навигационного определения потребителя. В разработанной методике определения целостности навигации потребителя предполагается применение автономного контроля целостности в программно-математическом обеспечении аппаратуры потребителя, внутрисистемного мониторинга целостности по оперативной информации ГНСС ГЛОНАСС и GPS, а также результатов оперативного мониторинга широкозонного функционального дополнения.

Проведенные экспериментальные оценки предложенной методики определения целостности

высокоточных навигационных определений показывают, что расчет уровней защиты в плоскости и по высоте отражает реальную картину величины ошибки навигационных определений. Данная методика позволяет определить факт вхождения в режим высокоточной навигации потребителя.

Список литературы

- Глобальная спутниковая навигационная система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. 5-я ред. М.: Изд. РНИИ КП, 2008.
- Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System / Wide Area Augmentation System Airborne Equipment — Document NO. RTCA/DO-229D, Washington, September 2006.
- ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 3-е, перераб. М.: Радиотехника, 2005.
- Поваляев А.А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника, 2008.
- 5. Altti Jokinen, Shaojun Feng, Carl Milner, Wolfgang Schuster and Washington Ochieng. Precise Point Positioning and Integrity Monitoring with GPS and GLONASS, URL: http://www.rin.org.uk/Uploadedpdfs/ConferenceProceedings/Jokinen_paper_2A-web.pdf
- 6. RTCM recommended standards for differential NAVSTAR GPS service, Ver. 2, Radio Technical Commission for Maritime Services, Washington, 1990.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 11–19

—— АЭРОКОСМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ ——

УДК 629.7.054.621.396 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.11

Особенности тематической обработки гиперспектральной информации с КА «Ресурс-П» в задачах мониторинга и распознавания объектов природной среды

А.И.Стрыков

к. т. н.

АО «Российские космические системы»

e-mail: alex_strykov@mail.ru

Аннотация. Цель работы — совершенствование методики тематической обработки гиперспектральной информации с КА «Ресурс-П» с использованием эталонных дешифровочных признаков.

Предлагаемая методика тематической обработки имеет две ветви. Первый вариант методики применяется для распознавания объектов природной среды. Второй обеспечивает задачи мониторинга. В первом варианте для каждого из интересующих и маскирующих их объектов создаются дешифровочные признаки, с помощью которых возможно обнаружение объектов с использованием космической информации. Второй вариант использует общую систему дешифровочных признаков, являющихся функциями спектральных характеристик объектов. Рассмотрен процесс построения эталонных дешифровочных величин на основе спектральных характеристик объектов мониторинга. Полученные величины составляют основу базы данных для тематического дешифрирования космических изображений. Основной метод, определяющий принадлежность к эталонному объекту, — метод «голосование по набору признаков».

Основываясь на разработанной методике тематического дешифрирования гиперспектральной информации, создан программный комплекс обработки, реализованный на языке Delphi. Проведена апробация комплекса в режиме обнаружения с использованием материалов аппаратуры «Геотон» КА Ресурс-П.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, гиперспектральная информация, тестовый полигон, дешифровочные признаки, метод голосования по набору признаков, тематическое дешифрирование, КА «Ресурс-П»

Features of Thematic Processing of Hyperspectral Information Received from the Resurs-P Spacecraft for the Monitoring Tasks and Detection of the Objects of Environment

A. I. Strykov

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

e-mail: alex_strykov@mail.ru

Abstract. The objective of the study is the improvement of the methods and algorithms of thematic processing of hyperspectral information received from the Resurs-P spacecraft using reference decoding characteristics.

The proposed method of the analysis of the thematic processing has two directions. The first direction is used to identify the objects of the natural environment. The second direction provides monitoring tasks. In the first direction, the decoding characteristics, which help to detect the objects by means of decoding signs that are the functions of spectral characteristics of the objects, are created for each of the objects of interest and the objects that mask them. The second direction of the method employs a general system of decoding signs, which are the functions of the spectral characteristics of the objects. The paper studies the process of building the reference decoding values based on the spectral characteristics of the objects under monitoring. The obtained decoding values is a database for thematic decoding of space images. The main method defining the belonging to the reference object is a "Voting on the set of criteria".

Based on the developed technique of the thematic decoding of hyperspectral information, a processing program complex was developed on Delphi programming language. The evaluation of the complex in the detection mode using the materials of the Geoton equipment of the Resurs-P spacecraft was performed.

Keywords: remote sensing, hyperspectral information, test facility, decoding characteristics, voting on the set of criteria, thematic decoding, Resurs-P spacecraft

Введение

Тематическая обработка гиперспектральных изображений требует либо специальных технических средств анализа изображений, либо разработки эффективных методик снижения размерности задачи, которые не приводят к ухудшению качества тематической обработки. Основной критерий качества тематической обработки космических изображений (в том числе и гиперспектральных) при решении прикладных задач — достижение максимальной вероятности правильного распознавания параметров объектов. Эту вероятность можно оценить практически только при использовании тестовых полигонов.

В настоящей статье приводится описание методики тематической обработки гиперспектральных изображений (ГСИ) КА «Ресурс-П», которая может быть использована в решении задач мониторинга объектов природной среды и обнаружения районов несанкционированных посадок (посевов) объектов растительности. Методика реализована в разработанном автором блоке «Обработка ГСА» программного комплекса АПК ТКМ (аппаратнопрограммного комплекса технологий космического мониторинга).

Существует ряд подходов к тематической обработке гиперспектральной информации, которые приведены в [13].

Традиционный подход к классификации информации, полученной аппаратурой, имеющей более 100 каналов, предлагаемый, например, в [2,3], делает необходимым привлечение значительных вычислительных ресурсов.

К математическому обеспечению классификации гиперспектральной информации могут быть отнесены:

- алгоритмы поэлементной классификации ГСИ;
- классификаторы, использующие оптимальные статистические стратегии классификации.

К оптимальным статистическим стратегиям классификации относятся байесовский классификатор и дерево решений.

Деревом решений [14] называется иерархическая структура, нетерминальные вершины которой определяют разбиение пространства признаков, а терминальные — элементарную функцию классификации (в простейшем случае — номер класса). В процессе построения решающей функции область определения, представляющая собой *К*-мерный гиперкуб, последовательно разбивается по осям и порождает древовидную структуру.

Один из подходов к оптимизации вычислительных процедур дешифрирования состоит в использовании параллельных вычислений и мощных вычислительных устройств [4]. При принятии решения об использовании многопроцессорных вычислителей необходимо учитывать конкретные алгоритмы и реальные потоки космической информации, требующие применения специализированного оборудования, в том числе дорогостоящих многопроцессорных материнских плат. Кроме того, в многопроцессорных системах отношение времени коммуникаций к времени операций в процессорах велико, поэтому требуется тщательный анализ задачи для принятия решения о ее параллельном выполнении и создании соответствующего специализированного программного обеспечения (СПО) [5]. Несмотря на интерес к многоядерным и многопотоковым процессорам, ключевой момент «в переходе на параллельные вычисления» для процесса обработки материалов ГСА (гиперспектральной аапаратуры) будет состоять не только в технических, но в большей степени и в программных средствах [6-8].

Другой подход к оптимизации вычислительных процедур дешифрирования основан на оптимизации (сокращении) спектральных признаков, например, с помощью корреляционного, факторного анализа или метода главных компонент [9–11]. Цель такой оптимизации — получение некоторой системы зональных (спектральных) характеристик, которая при размерности, существенно более низкой, чем число каналов в гиперспектральном изображении, обеспечивает решение поставленной тематической задачи.

Методика тематического дешифрирования информации ГСА КА «Ресурс-П» в АПК ТКМ

Пусть на информации, полученной аппаратурой ГСА с одного из КА «Ресурс-П» № 1, 2, 3, имеются *k* изображений объектов природной среды. Тематическое дешифрирование изображений состоит в получении k непересекающихся подмножеств пикселей W_k из общего количества W пикселей изображения, соответствующих объектам

$$W = W_1 \cap W_2 \dots \cap W_k, \quad W_i \cap W_j = \emptyset \quad (i \neq j),$$

где W_i — пиксели изображения ГСА «i» объекта.

Задача тематического дешифрирования космической информации заключается в построении решающей функции, которая по вектору признаков X_i , определенных по космической информации, ставит в соответствие объект k_i . Вектор признаков объектов назовем дешифровочными величинами объектов. Дешифровочные величины являются в основном функциями спектральных значений объектов. Объекты, для которых определены дешифровочные величины, назовем тестовыми, или эталонными. Так, таблица базы эталонных объектов АПК ТКМ в настоящее время содержит 34 наименования. Для тематической задачи обнаружения объектов по космической информации используются более сложные эталоны, чем для решения задач мониторинга.

В качестве исходных космических данных применяется информация ГСА КА «Ресурс-П».

Используемая гиперспектральная информация имеет уровень обработки 1А: изображение (гиперкуб) с геометрической и радиометрической коррекцией, без трансформирования в картографическую проекцию, с коэффициентами RPC-полиномов.

Для проведения тематического дешифрирования необходим учет влияния атмосферы. Однако имеются проблемы такого учета при коррекции гиперспектральных данных [12].

Для проведения процесса обнаружения или мониторинга по информации, полученной аппаратурой ГСА КА «Ресурс-П» № 1, 2, 3, необходимо два этапа.

На первом этапе реализуется получение эталонных дешифровочных признаков объектов с использованием спектральных величин пикселей объектов мониторинга. Такие признаки должны обеспечить требуемую вероятность правильного соотнесения параметров изображения с тестовым объектом и обеспечить минимум вероятности ошибок распознавания второго рода. Оценка динамики изменения параметров состояния объектов (мониторинг) происходит при дальнейшей обработке информации в результате анализа моделей вегетации и других вторичных признаков.

Так, для выбранных объектов мониторинга создается совокупность дешифровочных величин. Дополнительно создается логическая функция сравнения эталонных дешифровочных величин и расчетных величин для каждого пикселя ГСИ. Такую логическую функцию назовем признаком. Например,

$$\|X_{\operatorname{yt}} - X_{\operatorname{p}}\| \leqslant \delta,$$

где $X_{\rm эт}$ и $X_{\rm p}$ — эталонное и расчетное значения параметров, δ — некоторое значение. Если результат этой функции сравнения «Истина», то признак считается выполненным.

На втором этапе выполняется тематическое дешифрирование космической информации с использованием метода «голосование по набору признаков».

Этап вычисления дешифровочных величин

Дешифровочные величины эталонных объектов в АПК ТКМ можно получить различными способами. Эти способы существенно зависят от эталонных объектов. Например, для обнаружения некоторых объектов используют эталоны самих объектов и объектов, маскирующих их.

Для примера рассмотрим создание одной из групп дешифровочных величин. Ими могут быть нормализованные дифференцированные индексы NDI классификации, которые приведены в различных справочниках, например в ENVI help (табл. 1).

Все эти индексы представляют собой «индексы зелености». Они суммируют и отражают влияние таких факторов, как содержание хлорофилла, площадь листовой поверхности, сомкнутость и структура растительного покрова. Вегетационные индексы этой группы хорошо коррелируют с индексом фотосинтетически активной радиации (PAR) и индексом листовой поверхности (LAI). Все индексы, кроме NDVI₇₀₅, рассчитываются по данным в широких спектральных зонах. Индексы этой группы отражают общее количество и состояние растительности.

Индекс NDVI₇₀₅ рассчитывается по данным в узких спектральных зонах. Для расчета этого

А.И.СТРЫКОВ

Таблица 1. Набор индексов

Номер индекса	Наименование индекса	Формула				
1	NDVI (Normalized Difference Vegetation Index)	NDVI = (Rnir - Rred)/(Rnir + Rred)				
2	NGBDI (Normalized Green-Blue Difference Vegetation Index)	NGBDI = (Rgreen - Rblue)/(Rgreen + Rblue)				
3	NGRDI (Normalized Green-Red Difference Vegetation Index)	NGRDI = (Rgreen - Rred)/(Rgreen + Rred)				
4	NNBDI (Normalized Nir-Blue Difference Vegetation Index)	NNBDI = (Rnir - Rblue)/(Rnir + Rblue)				
5	SR (Simple Ratio Index)	SR = Rnir/Rred				
6	EVI (Enhanced Vegetation Index)	EVI = 2,5(Rnir - Rred)/(Rnir + 6Rred - 7,5Rblue + 1)				
7	ARVI (Atmospherically Resistant Vegetation Index)	ARVI = (Rnir - 2Rred + Rblue)/(Rnir + 2Rred - Rblue)				
8	NDVI ₇₀₅ Red Edge Normalized Difference Vegetation Index	$NDVI_{705} = (R_{750} - R_{705}) / (R_{750} + R_{705})$				

индекса используются значения коэффициентов отражения на участке спектра от 0,690 до 0,750 мкм (каналы ГСА с 73 по 85). Использование значений коэффициентов отражения в узких спектральных зонах позволяет с помощью индексов фиксировать даже небольшие изменения состояния растительности.

Для вычисления индексов необходимо выбрать подходящие каналы, с помощью которых можно вычислить величины Rblue, Rgreen, Rred, Rnir для определения значений индексов.

Выбирались каналы Rblue в диапазоне 0,4– 0,5 мкм (каналы ГСА с 1 по 24), Rgreen в диапазоне 0,5–0,6 мкм (каналы ГСА с 25 по 53), Rred в диапазоне 0,6–0,7 мкм (каналы ГСА с 54 по 74), Rnir в диапазоне 0,7–1,0 мкм (каналы ГСА с 75 по 130).

Диапазон 750 мкм приблизительно соответствует каналу 85, а диапазон 705 мкм — каналу 75.

Рассмотрим методику расчета признаков.

Наиболее простой подход к получению значений индексов объектов мониторинга состоит:

- в выборе соответствующих каналов ГСА изображения;
- в определении величин математических ожиданий значений пикселей этих каналов;
- в вычислении индексов по данным математических ожиданий в спектральных зонах Rblue, Rgreen, Rred, Rnir.

Однако тестовые расчеты показали недостаточную вероятность правильного определения параметров объектов мониторинга с использованием такого алгоритма расчета индексов. Подобное происходит вследствие отличия гистограмм значений пикселей большинства объектов мониторинга в разных каналах от гистограммы закона нормального распределения.

Предлагается следующий алгоритм расчета дешифровочных величин объекта, основанных на индексах.

Выбирается «регион интереса» объекта, для которого определяются дешифровочные признаки. Поскольку основные индексы рассчитываются по данным в широких спектральных зонах, наиболее точное значение величин Rblue, Rgreen, Rred, Rnir (следовательно, и индексов) можно рассчитать при использовании всех спектральных каналов ГСА, входящих в спектральные зоны. Однако такой подход существенно увеличивает время получения индексов и главное — замедляет процесс тематического дешифрирования. Для построения системы признаков, основанных на индексах, требуется привлечь оптимальное количество спектральных каналов для вычисления величин Rblue, Rgreen, Rred, Rnir, которые, с одной стороны, обеспечили бы точность эталонных признаков, а с другой стороны, не замедляли бы процесс тематического дешифрирования.

Для выбора оптимального количества спектральных каналов, использующихся для каждой спектральной зоны, были проведены тестовые расчеты для сельскохозяйственных и лесных объектов Орловской области (Орловского полесья).

По результатам тестовых расчетов индексов и проверки результатов дешифрирования материалов ГСА на местности получено, что для расчетов индексов в диапазонах Rblue, Rgreen, Rred, Rnir в АПК ТКМ используются следующие каналы ГСА:

- для расчетов Rblue каналы 5, 12 и 19;
- для расчетов Rgreen каналы 30, 38 и 43;
- для расчетов Rred каналы 58, 64 и 69;
- для расчетов Rnir каналы 75, 82 и 110.

Пусть регион интереса объекта k содержит N_k векторов спектров. Обозначим через $\operatorname{Pix}[i,j,m]$ значение пикселя ГСА изображения (спектрального канала m) с номерами [i,j] по строке и столбцу изображения. Для табл. 2 количество $N_k = 25$. Регион содержит $j \leqslant 5$ строк и $i \leqslant 5$ столбцов.

Получение признака на основе NDVI:

 $\begin{aligned} & \text{Rred} = \text{Pix}[i, j, 58] + \text{Pix}[i, j, 64] + \text{Pix}[i, j, 69], \\ & \text{Rnir} = \text{Pix}[i, j, 75] + \text{Pix}[i, j, 82] + \text{Pix}[i, j, 110], \\ & \text{NDVI}[i, j] = (\text{Rnir} - \text{Rred})/(\text{Rnir} + \text{Rred}). \end{aligned}$

Получаем N_k случайных величин NDVI, математическое ожидание NDVIт и величины NDVI $_{\delta 1}$ NDVI $_{\delta 2}$ такие, что 75% NDVI[i, j] попадает в отрезок [(NDVI $_{\delta 1}$ – NDVI $_{\delta 2}$)].

При тематическом дешифрировании попадание рассчитанного значения NDVI в отрезок $[(NDVI_{\delta 1} - NDVI_{\delta 2})]$ является выполнением признака NDVI. Для остальных индексов строятся подобные отрезки. Далее проверяется попадание рассчитанного значения индекса в соответствующий отрезок, что считается выполнением соответствующего признака.

Итак, построена система признаков (8 признаков), основанная на индексах.

Рассмотрим группу дешифровочных величин, позволяющих получить еще одну систему признаков, основанных на разностях значений пикселей в разных спектральных каналах. Назовем их разностными индексами. Рассмотрим ранее приведенные регионы интереса. Обозначим через D1420, D5055, D7276, D8083 величины, полученные следующим образом:

$$D1420[i, j] = Pix[i, j, 14] - Pix[i, j, 20],$$

$$D5055[i, j] = Pix[i, j, 50] - Pix[i, j, 55],$$

$$D7276[i, j] = Pix[i, j, 72] - Pix[i, j, 76],$$

$$D8083[i, j] = Pix[i, j, 80] - Pix[i, j, 83].$$

В результате для разностных величин четыре массива случайных реализаций. Далее следует провести те же действия, которые предусмотрены алгоритмом получения признака, основанного на NDVI. Получим минимальный набор из 12 признаков. Каждому признаку в наборе соответствует весовой коэффициент. Весовые коэффициенты для каждого признака меняются в зависимости от класса задач. Например, для мониторинга объектов, содержащих хлорофилл, признаки, основанные на NDI классификации, имеют повышенные весовые коэффициенты. В настоящее время для АПК ТКМ оптимальные весовые коэффициенты определялись по результатам тематической обработки ГСА съемок тестовых полигонов.

Для повышения точности дешифрирования информации ГСА такие группы дешифровочных величин и соответствующих им признаков необходимо разрабатывать для каждого объекта и региона мониторинга. Например, для мониторинга сельскохозяйственной растительности Орловской области используются 17 признаков для каждого объекта растительности (в настоящее время имеются 22 разновидности объектов и их состояний), а для мониторинга лесных сообществ Орловской и Брянской областей используются 16 признаков.

Этап дешифрирования информации ГСА КА «Ресурс-П»

Дешифрирование изображений ГСА с использованием методики «голосование по набору признаков» состоит в проверке выполнения каждого признака. Дешифровочные величины, полученные по значению пикселя на изображении ГСА, сравниваются с набором эталонов для всех объектов таблицы БД АПК ТКМ.

Эталоны для объекта состоят из набора значений границ отрезков для всех индексных величин.

Пусть имеется N_0 объектов, для которых рассчитано N_i строк в таблице БД значений индексных величин (для каждого объекта может быть получено несколько строк в таблице БД значений индексных величин).

Пусть N_k количество значений индексных величин. Следовательно, для каждой логической функции (признака) имеется $2N_k$ границ значений величин индексов, т. е величин « $\delta_{(2i,j)}$ » и « $\delta_{(2i+1,j)}$ » и N_k — весовых коэффициентов признака.

Функция признака будет иметь вид ($\delta_{(2i,j)} \leq X_{i,j} \leq \delta_{(2i+1,j)}$), где X_{ij} — вычисленная «i» дешифровочная величина для объекта мониторинга с номером «j».

В текущем примере имеется шесть индексных и четыре разностные величины, т. е. $N_k = 10$.

Обозначим через P[i, j, k] значение пикселя в строке *i*, столбца *j*, *k* спектрального канала. Используя P[i, j, k], вычисляем значения индексов V_m $(m = 1, ..., N_k)$. Далее рассматриваем выполнение признака для признака *m*, а именно $V_m \in [\delta_{mi1} - \delta_{mi2}]$, где δ_{mi1} , δ_{mi2} — левая и правая границы для индекса *m*, строки БД с номером *i*. Проверка на соответствие эталону состоит в подсчете количества признаков, выполняющихся для данного пикселя. Для каждого объекта (эталонов для него может быть несколько, например полученных для разных условий съемки) определяется количество выполнения признаков, входящих в эталонное значение.

Пиксель считается принадлежащим объекту, для эталонов которого выполняется наибольшее количество признаков, но не менее 75% от общего количества признаков. Для процесса обнаружения в признаки объекта закладываются и признаки маскирующих объектов на данный период вегетации. Признаки маскирующих объектов входят в решающее логическое правило с логическим отрицанием. Если по всем строкам таблицы базы данных индексных величин для пикселя выполняется менее 75% признаков, то пиксель изображения считается неопределенным, т.е. не соответствующим какому-либо объекту. Это один из вариантов построения эталонных дешифровочных признаков. В программном комплексе АПК ТКМ один из вариантов БД СХ построен по этому алгоритму.

Границы можно рассчитать, используя неравенство Чебышева. Это неравенство дает оценку сверху для вероятности того, что $p\{|V_{\rm cp} - V_m| \ge \ \ge \ \alpha\} \le \frac{\delta^2}{\alpha^2}$, т. е. вероятность абсолютного отклонения случайной величины V_m ($m = 1, \ldots N_k$) от своего математического ожидания $V_{\rm cp}$ на величину больше α не превосходит δ^2/α^2 , где δ^2 — среднеквадратическое отклонение V_m , α — некоторая положительная величина. Величина δ^2/α^2 задает вероятностные оценки, а величина α задает границы отрезков относительно $V_{\rm cp}$. Однако такой выбор параметров отрезков дает приемлемый результат только в случае нормального распределения V_m ($m = 1, \ldots, N_k$). Для изображений ГСА этот факт часто не имеет места (рис. 1, рис. 2).

Апробация методики тематической обработки изображений ГСА КА «Ресурс-П»

Апробация методики тематической обработки изображений ГСА КА «Ресурс-П» в составе комплекса АПК ТКМ проходила по материалам съемки тестового полигона. Для оценки точности идентификации объектов растительности при проведении мониторинга региона использовались наземные наблюдения на тестовом полигоне Орловской области.

В табл. 2 и 3 приведем значения некоторых индексных величин, вычисленных для двух регионов интереса, выделенных на ГСА изображениях двух объектов растительности.

Гистограмма распределения 25 значений индекса NGBDI показана на рис. 1 (четыре интервала деления отрезка от минимального значения до максимального). На желтых табличках демонстрируют количество значений индекса, которые попали в соответствующий интервал.

Гистограмма распределения 25 значений индекса NDVI₇₀₅ показана на рис. 2.

Изображения гистограмм индексов — отличие распределения индексов как набора случайных величин от нормального закона распределения.

На рис. 3 представлено изображение 85-го канала ГСА территории тестового полигона Орловской области.

Слева дано сжатое изображение, справа — изображение в реальных пикселях. На правом изображении показаны объект 1, пиксели которого

Наименование индекса	Объект 1				Объект 2					
	0,4859	0,4783	0,4783	0,4783	0,4862	0,4118	0,4144	0,4196	0,4185	0,4123
	0,48	0,4841	0,4803	0,4803	0,4862	0,4234	0,4196	0,4159	0,4148	0,4159
NDVI	0,4841	0,4841	0,49	0,4941	0,4961	0,4222	0,4211	0,4248	0,4185	0,4123
	0,4779	0,4841	0,49	0,4841	0,4882	0,4498	0,4348	0,4323	0,4386	0,4273
	0,4762	0,4821	0,4803	0,4824	0,4844	0,4522	0,4397	0,4348	0,4323	0,4236
	Мат. ожидание = 0,4838			Мат. ожидание = 0,4252						
	2,8906	2,8333	2,8333	2,8333	2,8923	2,4	2,4154	2,4462	2,4394	2,403
	2,8462	2,8769	2,8485	2,8485	2,8923	2,4688	2,4462	2,4242	2,4179	2,4242
GR	2,8769	2,8769	2,9219	2,9531	2,9688	2,4615	2,4545	2,4769	2,4394	2,403
	2,8308	2,8769	2,9219	2,8769	2,9077	2,6349	2,5385	2,5231	2,5625	2,4923
	2,8182	2,8615	2,8485	2,8636	2,8788	2,6508	2,5692	2,5385	2,5231	2,4697
	Мат. ожидание = 2,8751				Мат. ожидание = 2,4809					

Таблица 2. Значения индексов для двух прямоугольных регионов интереса (5 × 5, т. е. 25 пикселей в каждом) двух разных объектов (каждые 5 значений принадлежат одной строке ГСА изображения)

Таблица 3. Математические ожидания разностных индексов двух регионов интереса на изображениях двух различных объектов на снимке ГСА

Наименование индекса	Объект 1	Объект 2				
D1420	Мат. ожидание = 1,08	Мат. ожидание = 0,68				
D5055	Мат. ожидание = 5,44	Мат. ожидание = 5,08				
D7276	Мат. ожидание = -17	Мат. ожидание = -13,8				
D8083	Мат. ожидание = -25,88	Мат. ожидание = -27,04				





Рис. 1. Гистограмма распределения 25 значений индекса NGBDI

Рис. 2. Гистограмма распределения 25 значений индекса NDVI₇₀₅



Рис. 3. Результат идентификации двух объектов на изображении ГСА (пиксели красного и зеленого цветов)

выделены красным цветом, и объект 2, пиксели которого выделены зеленым цветом. Были использованы величины индексов, приведенных в табл. 1, и 9 разностных индексов, специально разработанных для этих объектов. Всего 17 индексов, т.е. в «голосовании по набору признаков» приняло участие 17 признаков. Для сокращения ошибок второго рода, т.е. уменьшения принятия пикселей, не входящих в изображения двух выбранных объектов, за пиксели выбранных объектов, были наложены более жесткие условия на выполнения признаков: были уменьшены размеры отрезков, определяющих признак, и для принадлежности пикселя к изображению объекта требовалось выполнение 16 признаков. В результате объекты хорошо определились, посторонних пикселей (неправильно определившихся) незначительное количество. Вероятность правильного распознавания объектов на изображении ГСА составляет 0,78, а ошибка второго рода 0,15 (но это максимальные значения).

Для осуществления процесса мониторинга необходимо либо дополнить таблицу индексных величин в разные периоды вегетации и состояния объектов, либо моделировать изменение состояния объектов, анализируя динамику вегетационных индексов.

Методика дешифрирования ГСА изображений с использованием набора признаков создавалась для ускорения процесса дешифрирования за счет распараллеливания как процессов расчетов эталонных значений таблиц БД, так и процессов расчетов тематической обработки.

Для оценки затрат времени на процесс дешифрирования ГСА изображений в АПК ТКМ (без эталонных расчетов) с использованием параллельных вычислений был проведен эксперимент. Он проводился с применением ГСА изображения (рис. 1) на ПК с ОС Windows и четырехъядерным СРU на базе Intel и ОП 4 ГБ.

Использовалось разделение процесса дешифрирования всего ГСИ на 3 потока, плюс 1 поток остался системным. Эксперимент не выявил существенного ускорения процесса дешифрирования по сравнению с алгоритмами, не использующими параллельные вычисления. Автор полагает, что эффективность параллельных вычислений на таких технических средствах с ОС Windows снижается из-за двух причин. Во-первых, для того, чтобы организовать потоки, уходит некоторое время. Во-вторых, даже при самостоятельном распределении потоков по ядрам OC Windows может не всегда оптимально реорганизовать этот процесс, т. к. переход выполнения кода с одного ядра на другое замедляет расчеты. В связи с тем, что с оперативной памятью одновременно работают сразу несколько ядер, требуются временные ресурсы для обеспечения их бесконфликтной работы. Результаты эксперимента дают основание в настоящее время отказаться от параллельных вычислений на текущих технических средствах, а разрабатывать менее емкие вычислительные процедуры. Однако модернизация технических средств должна обеспечить эффективность методик, основанных на параллельных вычислениях, что заложено в АПК ТКМ.

Обработка тестовых съемок для Орловской области показала, что вероятность правильного распознавания объектов на изображении ГСА составляет в среднем 0,73, а ошибка второго рода 0,19.

Ускорение вычислительного процесса, который реализует эту методику, состоит в том, чтобы на первом этапе проводить оценку, не требующую больших вычислительных затрат целочисленных признаков. Проверки целочисленных разностных признаков происходят с высокой скоростью. Далее, только при успешном выполнении этих признаков, оценивается выполнение признаков, основанных на индексах.

Заключение

Представленная работа является одним из этапов разработок методик внедрения материалов ДЗЗ с российских КА в решение практических задач. Эта статья посвящена разработке нового направления в тематической обработке гиперспектральных изображений с российских КА «Ресурс-П» № 1, 2, 3.

Разработана методика получения эталонных дешифровочных признаков для материалов космической съемки, выполненной аппаратурой ГСА.

Полученный опыт использования гиперспектральной съемки с аппаратуры ГСА КА «Ресурс-П» позволяет надеяться на повышение вероятности правильной идентификации объектов и на повышение качества космического мониторинга с использованием аппаратуры ГСА.

Предложенная методика применяется и совершенствуется в разрабатываемой в настоящее время системе мониторинга растительности, реализованной в АПК ТКМ.

Планируется применение данной методики для космического мониторинга природной среды в рамках программы российско-белорусского сотрудничества и создания отечественной системы обнаружения регионов произрастания растительности, содержащей наркотические вещества, по материалам космической съемки.

Список литературы

- Чернявский Г. М., Стрыков А. И. Системный подход и новые информационные технологии в задачах обнаружения наркосодержащих растений. М.: АНО «Научно-информационный издательский центр», 2003.
- Бондур В.Г. Современные подходы к обработке гиперспектральных аэрокосмических изображений // Научно-исследовательский институт аэрокосмического мониторинга «Аэрокосмос» Минобрнауки России и РАН, г. Москва. 2013 г.

- 3. Козодеров В.В., Кондранин Т.В., Дмитриев Е.В., Казанцев О.Ю., Персеев И.В., Щербаков М.В. Обработка данных гиперспектрального аэрокосмического зондирования // Исследование Земли из космоса, 2012. № 5. С. 3-11.
- Бондур В.Г., Резнев А.А. О применении суперкомпьютеров для обработки потоков аэрокосмических изображений // Материалы 2-й Всероссийской научно-технической конференции «Суперкомпьютерные технологии», Дивноморское, Геленджик, 2012. С. 338–345.
- 5. *Телегин П.Н.* Настройка выполнения параллельных программ // Программные продукты и системы, 2012, № 4. С. 25–30.
- 6. Волков Д. Реальность и фантазии // Открытые системы, 2006, № 5.
- Аладышев О.С., Дикарев Н.И., Овсянников А.П., Телегин П.Н., Шабанов Б.М. СуперЭВМ: области применения и требования к производительности // Известия вузов. Электроника, 2004, № 1. С. 13–17.
- 8. *Черняк Л*. Многоядерные процессоры и грядущая параллельная революция // Открытые системы, 2007, № 4.
- Чабан Л. Н., Вечерук Г. В., Гаврилова Т. С. Исследование возможностей классификации растительного покрова по гиперспектральным изображениям в пакетах тематической обработки данных дистанционного зондирования // ТРУДЫ МФТИ, 2009, т. 1, № 3.
- Смирнов С. И., Михайлов В. В., Остриков В. Н. Применение рандомизированного метода главных компонент для сжатия данных гиперспектральной съемки // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2014, т. 11, № 2. С. 9–17.
- Остриков В. Н., Смирнов С. И., Михайлов В. В. Алгоритм двухэтапной классификации гиперспектральных данных в пространстве коэффициентов спектральной яркости по результатам авиационной съемки // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2013, т. 10, № 3. С. 75–84.
- Деркачева А.А., Тутубалина О.В. Эффективность атмосферных коррекций гиперспектральных снимков Нурегіоп в регионах с развитым растительным покровом // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2014, т. 11, №4. С. 360–368.
- Кузнецов А. В., Мясников В. В. Сравнение алгоритмов управляемой поэлементной классификации гиперспектральных изображений // Компьютерная оптика, 2014, т. 38, № 3.
- 14. *Quinlan J. R.* Induction of Decision Trees // Machine Learning, 1986, V. 1(1). P. 81–106.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 20–28

— АЭРОКОСМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ —

УДК 621.396 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.20

О предельном инструментальном разрешении космического аппарата «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3)

К. Н. Свиридов

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

e-mail: sviridovkn@yandex.ru

Аннотация. Исследуется инструментальное разрешение аппаратуры космического аппарата (КА) ДЗЗ «Ресурс-П», включающей широкоугольный линзовый объектив «Геотон-Л1» и систему приема и преобразования изображения «Сангур-1У». Для заданных параметров аппаратуры с учетом информационного критерия Найквиста оценивается степень согласования по разрешению выбранного детектора и объектива.

Показано, что для заданных характеристик аппаратуры имеет место не полное (по Найквисту) согласование разрешения детектора с разрешением объектива, что препятствует достижению дифракционного разрешения объектива с апертурой D = 0,5 м. Предельное инструментальное разрешение КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3) на местности, ограниченное существующим рассогласованием, соответствует эквивалентной апертуре объектива с $D_9 = 0,19$ м и равно $R_{\lambda H/D_9} = 1,43$ м. Для обеспечения возможности достижения дифракционного разрешения КА «Ресурс-П» (№ 4, 5), равного $R_{\lambda H/D_9} = 0,55$ м, необходимо до запуска согласовать по разрешению объектив с детектором, увеличив фокусное расстояние канала формирования изображений в $M^X = 2,6$ раз с F = 4 м до $F_C = 10,41$ м или уменьшив пиксель детектора в 2,6 раз с 6 мкм до 2,3 мкм (где M^X — отношение частоты отсечки объектива к частоте Найквиста детектора). Предложено оценивать реальное инструментальное разрешение КА ДЗЗ на местности проекцией двух (вдоль линии) пикселей детектора на земную поверхность.

Ключевые слова: разрешение объектива, разрешение детектора, критерий Найквиста, согласование по разрешению, предельное инструментальное разрешение, турбулентная атмосфера

Limiting Instrumental Resolution of the Resurs-P Spacecraft (No. 1, 2, 3)

K. N. Sviridov

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

e-mail: sviridovkn@yandex.ru

Abstract. The paper studies instrumental resolution of the Earth remote sensing (ERS) spacecraft Resurs-P consisting of the wideangle lens objective Geoton-L1 and the system for reception and transformation of the image Sangur-1U. For the set parameters of the equipment allowing for the Nyquist information criterion, a degree of resolution matching between the selected detector and lens is evaluated.

It is shown that for the set equipment attributes, the match between the detector resolution and the lens resolution is incomplete (according to Nyquist), which hinders the achievement of diffraction-limited resolution of the lens with the D = 0.5 m aperture. The limited instrumental ground resolution of the Resurs-P spacecraft (No. 1, 2, 3) limited by the existing mismatch corresponds to the equivalent aperture of the lens with $D_E = 0.19$ m and equals $R_{\lambda H/D_E} = 1.43$ m. To achieve the diffraction-limited resolution of the lens and the detector by increasing the focal distance of the display channel by $M^X = 2.6$ times from F = 4 m to $F_C = 10.41$ m. Alternatively, it is possible to decrease the pixel of the detector by 2.6 times from $6 \,\mu$ m to $2.3 \,\mu$ m (where M^X is the ratio of the lens cutoff to the Nyquist frequency of the detector). The paper suggests evaluating the real instrumental resolution of the ERS spacecraft in the area by means of the projections of two (along the line) pixels of the detector onto the surface.

Keywords: lens resolution, detector resolution, Nyquist criterion, matching by resolution, limited instrumental resolution, turbulent atmosphere

Введение

Сегодня основным отечественным КА ДЗЗ сверх высокого разрешения является КА «Ресурс-П» [1]. В настоящее время на орбите находятся три КА «Ресурс-П», запущенных соответственно: «Ресурс-П» № 1 — 25 июня 2013 г., «Ресурс-П» №2 — 26 декабря 2014 г. и «Ресурс-П» №3 — 13 марта 2016 г. Космические аппараты «Ресурс-П» пришли на смену космическому аппарату ДЗЗ сверхвысокого разрешения «Ресурс-ДК1» [2]. Основным положительным отличием, обеспечивающим достижение более высокого разрешения в КА «Ресурс-П» по сравнению с КА «Ресурс-ДК1», явилось уменьшение элемента разрешения (пикселя) детектора в панхроматическом режиме наблюдения с d = 9 мкм в КА «Ресурс-ДК1» до d == 6 мкм в КА «Ресурс-П». Остальные параметры аппаратуры сверхвысокого разрешения КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3) остались такими же, как и в КА «Ресурс-ДК1», а именно: диаметр приемной апертуры объектива D = 0,5 м, его фокусное расстояние F = 4 м и спектральный диапазон панхроматического канала $\Delta \lambda = 0,58-0,8$ мкм. В КА «Ресурс-П» изображения объекта (зондируемого участка земной поверхности) получают с высоты H = 475 км в широкой полосе захвата Ш = 38 км. При этом используемая здесь, как и в КА «Ресурс-ДК1», стратегия детектирования ВЗН (временной задержки и накопления) обеспечивает получение длинно-экспозиционных изображений, усредненных при детектировании по атмосферным искажениям.

С начала эксплуатации КА «Ресурс-П» и до настоящего времени в научных публикациях встречаются разные данные относительно сверхвысокого пространственного разрешения КА «Ресурс-П» на местности: 1 м в [3], 0,71 м в [4], 0,85 м в [5] и т. д. Заметим, что для КА «Ресурс-ДК1» также декларировалось пространственное разрешение на местности не хуже 1 м [2] при большем в 1,5 раза размере пикселя (d = 9 мкм). Эти данные обусловлены тем, что в качестве теоретического предела пространственного разрешения КА «Ресурс-П», как и КА «Ресурс-ДК1», считали проекцию пикселя (элемента разрешения детектора) на зондируемую земную поверхность. Этот предел пространственного разрешения на местности определяли как

$$R_{dH/F} = dH/F \text{ (M)}, \tag{1}$$

и для КА «Ресурс-П» (при d=6 мкм, F=4 м, H=475км) он равен $R_{dH/F}=0,71$ м, а для КА «Ресурс-ДК1» (при d=9 мкм, F=4 м, H=450км) он был равен $R_{dH/F}=1,00$ м.

Этот критерий (1) оценки пространственного разрешения КА ДЗЗ на местности был принят в практике ДЗЗ сначала за рубежом, где он был назван GSD (Ground Sampling Distance), а затем и в отечественной практике как основная характеристика оценки качества оптико-электронной аппаратуры КА ДЗЗ. GSD дает оптимистичную, но не достоверную оценку. Результаты экспериментов свидетельствуют о том, что в действительности размер пикселя на местности всегда меньше реальной разрешающей способности данных ДЗЗ. Однако в качестве оценки величины разрешающей способности цифровых оптических изображений ДЗЗ сегодня используют размер пикселя на местности (GSD), то есть имеет место неоправданное смешение понятий разрешающей способности изображения и размера его пикселя. Можно предположить, что такой подход к оценке разрешения используется для преднамеренного завышения декларируемых технических характеристик средств ДЗЗ по сравнению с их реальными показателями для повышения конкурентоспособности продуктов ДЗЗ на потребительском рынке.

Учитывая изложенное, дадим реальную оценку предельного инструментального разрешения КА ДЗЗ «Ресурс-П» в зависимости от степени согласования по критерию Найквиста (Nyquist) [6] пространственного разрешения объектива с пространственным разрешением детектора. Согласно этому критерию при цифровом детектировании сигналов вводится понятие частоты Найквиста $f_N = f_{1/d}/2$, равной половине частоты дискретизации $f_{1/d} = 1/d$, и при дискретизации аналогового сигнала полезную информацию несут только частоты f, которые ниже частоты Найквиста ($f < f_N$).

В мировой научно-технической литературе эта теорема отсчетов (выборки) носит название теоремы Найквиста-Шеннона (в России — теоремы Котельникова), которая гласит, что если аналоговый

сигнал имеет спектр, ограниченный частотой $f_{\text{макс}}$, то он может быть однозначно и без потерь восстановлен по своим дискретным отсчетам, взятым с частотой $f_{1/d} \ge 2 f_{\text{макс}}$, где $f_{\text{макс}} = f_N$ — верхняя частота в спектре (временном или пространственном).

Рассмотрим согласование по Найквисту пространственного разрешения объектива и детектора.

Согласование пространственного разрешения детектора с дифракционным разрешением объектива

Высшая пространственная частота объектива, присутствующая в формируемом дифракционном изображении, определяется соотношением [7]

$$f_{D/\lambda F} = D/(\lambda F)$$
 лин/мм, (2)

и для КА «Ресурс-П» при $\lambda=0,58$ мкм, D=0,5 м и F=4 м оказывается равной $f_{D/\lambda F}=216$ лин/мм.

В соответствии с критерием Найквиста [6] для передачи данной пространственной частоты $f_{D/\lambda F} = f_{\text{макс}} = f_N$ детектором, то есть для согласования разрешения детектора с дифракционным разрешением объектива (2), требуемая высшая пространственная частота дискретизации детектора должна быть равна

$$f_{1/dc} = K \cdot f_N \text{ лин/мм}, \tag{3}$$

где *K* ≥ 2 — частота выборки, то есть на дифракционный элемент разрешения объектива (диск Эри) должны приходиться как минимум два (вдоль линии) дискретных элемента разрешения (пикселя) детектора.

Тогда при K = 2 получаем в соответствии с (3) требование к согласованному по Найквисту разрешению выбираемого детектора (рис. 1)

$$f_{1/dc} = 2f_{D/\lambda F} = 432$$
 лин/мм. (4)

(Здесь и на рис. 2, 3 ОПФ — оптическая передаточная функция.)

В связи с отсутствием сегодня чувствительных электронных детекторов оптического излучения с таким разрешением (4), соответствующим пикселю $d_C = 2,3$ мкм, сначала необходимо выбрать детектор с некоторой пространственной частотой $f_{1/d}$ и частотой Найквиста $f_N = f_{1/d}/2$, а затем необходимо увеличить фокус объектива от величины F до некоторой согласующей величины F_C , чтобы удовлетворить условию согласования (5)

$$f_N = f_{1/d}/2 = D/(\lambda F_C) = f_{D/\lambda F_C}$$
лин/мм, (5)

где $f_{D/\lambda F_C} = f_N$ частота отсечки объектива, согласованного с выбранным детектором.

Для детектора КА «Ресурс-П» с элементом пространственного разрешения, равным d = 6 мкм, и пространственной частотой дискретизации $f_{1/d} = 1/d$, равной $f_{1/d} = 166$ лин/мм, в соответствии с (5) имеем (рис. 2)

$$f_{D/\lambda F_C} = f_N = f_{1/d}/2 = 83$$
 лин/мм. (6)

Оценим требуемое увеличение M^X канала формирования изображений, обеспечиваемое фотоувеличительной оптикой, вводимой в оптико-механический тракт канала формирования для согласования разрешения детектора $f_{1/d}$ с разрешением объектива $f_{D/\lambda F}$ [7]:

$$M^X = F_C/F = f_{D/\lambda F}/f_N \text{ pas.}$$
(7)

Тогда, при $f_{D/\lambda F} = 216$ лин/мм, $f_N = 83$ лин/мм и F = 4 м, получаем

$$M^X = 2,6$$
 раз, а $F_C = 10,41$ м. (8)

Таким образом, для обеспечения возможности достижения дифракционного разрешения объектива в КА «Ресурс-П» (\mathbb{N} 4, 5) необходимо увеличить фокусное расстояние канала формирования изображений в $M^X = 2,6$ раз с F = 4 м до $F_C = 10,41$ м.

Подобное увеличение может быть легко достигнуто, например, с помощью стандартных микро объективов [8]. Заметим, что для целей такого согласования в астрономии разработана специальная фотоувеличительная оптика [9], обладающая лучшим пропусканием и более широким полем зрения, чем стандартные микрообъективы.



Рис. 1. Выбор детектора согласованием по Найквисту его частоты дискретизации с частотой отсечки объектива



Рис. 2. Согласование по Найквисту частоты отсечки объектива с частотой дискретизации детектора

При обеспечении указанного согласования дифракционное пространственное разрешение КА «Ресурс-П» на местности оценивается соотношением

$$R_{\lambda H/D} = \lambda H/D \,\,\mathrm{M} \tag{9}$$

и при $\lambda = 0,58$ мкм, H = 475 км, D = 0,5 м оказывается равным (в надире)

$$R_{\lambda H/D} = 0.55 \text{ M.}$$
 (10)

нии по разрешению (5) объектива и детекто- по разрешению КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3), равное,

в КА «Ресурс-П» (№4, 5) может быть обеспечена возможность достижения дифракционного пространственного разрешения на местности, равного $R_{\lambda H/D} = 0,55$ м.

Оценим поле зрения системы объектив-детектор КА «Ресурс-П», получаемое в результате их согласования по разрешению и определяемое как [7]

$$\Pi 3_{F_C} = D_{\text{get}} / F_C = \Pi 3_F / M^X, \tag{11}$$

где $D_{\rm дет}$ — диаметр рабочего поля детекто-Таким образом, при надлежащем согласова- ра, а $\Pi 3_F$ — поле зрения не согласованного ра путем увеличения фокуса до $F_C = 10,41$ м согласно опубликованным данным [4], $\Pi 3_F = 5,2$.

При согласовании по разрешению с $F_C = 10,41$ м ($M^X = 2,6$ раз) реальное поле зрения КА «Ресурс-П» будет уменьшено до $\Pi 3_{F_C} = 2,0$. При этом ширина полосы захвата КА «Ресурс-П» будет уменьшена с величины Ш = 38 км до величины Ш = 14,6 км, соизмеримой с полосой захвата зарубежных КА ДЗЗ сверхвысокого разрешения, таких, например, как Pleiades-1A (Франция), Ш = 20 км; Котрsat-1 (Корея), Ш = 16,8 км; WorldView-3 (США), Ш = 13,1 км.

На практике, однако, трудно совместить несовместимое и обеспечить одновременно сверхширокое поле зрения и сверхвысокое разрешение. По-видимому, при наличии не одного, а группировки из пяти и более космических аппаратов ДЗЗ сверхвысокого разрешения отпадет необходимость обеспечения сверхширокого поля зрения каждого КА ДЗЗ в ущерб достижению его сверхвысокого разрешения.

Оценим реальное инструментальное разрешение КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3), ограниченное существующим рассогласованием по разрешению.

Предельное инструментальное разрешение аппаратуры КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3)

При существующем фокусном расстоянии канала формирования изображений в КА «Ресурс-П» (\mathbb{N} 1, 2, 3), равном F = 4 м, и пространственном элементе разрешения (пикселе) детектора, равном d = 6 мкм ($f_{1/d} = 166$ лин/мм), максимальная пространственная частота объектива, передаваемая детектором (частотой Найквиста), определяется в соответствии с (5) как

$$f_{D_9/\lambda F} = f_N = f_{1/d}/2$$
 (12)

и равна $f_{D_2/\lambda F} = 83$ лин/мм (рис. 3).

Пространственная частота (12) при $\lambda = 0,58$ мкм и F = 4 м соответствует эквивалентному диаметру апертуры объектива D_{9} , определяемому в соответствии с (2) как

$$D_{\mathfrak{I}} = f_{D_{\mathfrak{I}}/\lambda F} \cdot \lambda F \tag{13}$$

и равному $D_{9} = 0,19$ м.

Оценим, какое предельное инструментальное разрешение на Земле с высоты H = 475 км может быть достигнуто в КА «Ресурс-П» (\mathbb{N} 1, 2, 3) с эквивалентным диаметром апертуры объектива $D_{\mathfrak{g}} = 0,19$ м.

В соответствии с (9) при $\lambda=0,58$ мкм имеем

$$R_{\lambda H/D_{\mathfrak{I}}} = \lambda H/D_{\mathfrak{I}} = 1,43 \text{ m.}$$
(14)

Итак, получили, что предельное инструментальное разрешение на местности, достижимое в КА «Ресурс-П» (\mathbb{N} 1, 2, 3), составляет $R_{\lambda H/D_3} =$ = 1,43 м.

Легко видеть, что эта величина, полученная с учетом информационного критерия Найквиста, в два раза превышает оценочное разрешение (1) $R_{dH/F} = 0.71$ м, полученное проекцией одного пикселя детектора на зондируемую земную поверхность (GSD). Это свидетельствует о том, что с учетом критерия Найквиста реальное инструментальное разрешение систем ДЗЗ на местности необходимо оценивать не одним пикселем, а периодом дискретизации, состоящим из двух пикселей (вдоль линии):

$$R_{2dH/F} = 2dH/F.$$
 (15)

Действительно, оценим этим критерием (проекции двух пикселей) разрешение на местности для согласуемой по Найквисту аппаратуры КА «Ресурс-П» ($\mathbb{N} 4$, 5). В соответствии с проведенными выше исследованиями для согласуемой аппаратуры имеем: D = 0,5 м, $F_C = 10,41$ м, H = 475 км, d = 6 мкм. Для нее разрешение на местности определяется проекцией периода дискретизации как

$$R_{2dH/F_C} = 2dH/F_C \tag{16}$$

и равно $R_{2dH/Fc} = 0,55$ м.

Полученный результат совпадения оценок пространственного разрешения на местности (9) и (16), а именно $R_{2dH/F_C} = R_{\lambda H/D} = 0,55$ м,

 во-первых, свидетельствует о необходимости осуществления рассмотренного выше согласования по Найквисту разрешения информационных каналов формирования и детектирования в КА ДЗЗ;

во-вторых, подтверждает правильность предложенной оценки (15) пространственного разрешения на местности проекцией двух пикселей (периода дискретизации) детектора на зондируемую земную поверхность. Это объясняется тем, что период



Рис. 3. Шумовые искажения (заштриховано) в спектре детектируемого изображения КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3) из-за рассогласования по Найквисту частоты отсечки объектива с частотой дискретизации детектора [6]

дискретизации (два пикселя) детектора при цифровой регистрации изображений ДЗЗ эквивалентен периоду (двум линиям) штриховой миры при определении линейного разрешения на местности для аналоговых изображений ДЗЗ. При этом один пиксель в изображении соответствует половине периода штриховой миры, то есть он эквивалентен одной (темной или светлой) линии и не может характеризовать разрешение в соответствии с ГОСТ. Действительно, определение разрешающей способности применительно к аэрофотосистемам, приведенное в ГОСТ 23935-79, гласит: «Это характеристика оптико-фотографической системы, определяемая максимальной пространственной частотой периодической решетки, штрихи которой визуально различимы в фотографическом изображении, образованном данной системой, при использовании в качестве объекта стандартной миры заданного контраста». Это значение пространственной частоты, характеризующей разрешающую способность, может быть вычислено по формуле

$$f_{\rm H} = (2p_{\rm {\tiny J.MHH.}})^{-1}, \qquad (17)$$

где $p_{\rm л.мин.}$ — минимальная ширина линейно разрешаемого объекта.

Отсюда видно, что разрешающая способность выражает пространственную частоту с периодом, равным удвоенному значению ширины разрешаемых объектов. Для периодической решетки этот период равен суммарному размеру штриха и промежутка между штрихами. При этом величина минимального линейного разрешения на местности определяется как

$$R_{_{\pi.\text{MUH.}}} = H/F f_{_{\text{H}}} = 2p_{_{\pi.\text{MUH.}}} H/F.$$
(18)

В случае цифрового изображения размер минимального линейно разрешаемого объекта *р*_{л.мин.} равен размеру пикселя *d* и формула (18) для линейного разрешения на местности совпадает с формулой (15) для проекции двух пикселей на зондируемую земную поверхность, подтверждая ее справедливость для оценки предельного инструментального разрешения на местности.

Влияние турбулентной атмосферы на пространственное разрешение КА ДЗЗ

Наличие турбулентной атмосферы Земли между космическим аппаратом ДЗЗ и зондируемым участком земной поверхности ограничивает информационные возможности наблюдательных систем по разрешению [10]. Задачи ДЗЗ, как правило,



Рис. 4. Геометрия дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ)

решаются в ближней зоне (зоне Френеля), определяемой неравенством

$$D^2 > \lambda H, \tag{19}$$

при этом от каждой точки земной поверхности в направлении КА ДЗЗ распространяется расходящаяся сферическая волна, а искажения волнового фронта, приобретенные ею в пределах турбулентного слоя L_A (нижние $L_A = 10$ км атмосферы у земной поверхности), по мере ее распространения до высоты H КА ДЗЗ пространственно увеличиваются (рис. 4). Величина пространственного радиуса корреляции атмосферных флуктуаций светового излучения на высоте *H* КА ДЗЗ определяется соотношением [11]

$$r_0(\lambda, H) \approx H \cdot r_0(\lambda, L_A)/L_A,$$
 (20)

где $r_0(\lambda, L_A) \approx 0,1$ м — величина пространственного радиуса корреляции атмосферных флуктуаций на верхней границе L_A турбулентного слоя, а $\lambda =$ = 0,69 мкм — средняя длина волны солнечного излучения подсвета в полосе $\Delta \lambda = (0,58-0,8)$ мкм панхроматического канала КА ДЗЗ «Ресурс-П».

Отсюда легко получить, что на высоте КА «Ресурс-П», равной H = 475 км, величина $r_0(\lambda, H)$

оказывается равной $r_0(\lambda, H) = 4,75$ м. Этот результат свидетельствует о том, что величина $r_0(\lambda, H)$ существенно больше диаметра апертуры объектива КА «Ресурс-П», равного D = 0.5 м. В этих условиях, когда $r_0(\lambda, H) > D$, атмосферные искажения волнового фронта на приемной апертуре объектива КА «Ресурс-П» представляют собой случайные наклоны волнового фронта (рис. 4), приводящие к случайным сдвигам мгновенных короткоэкспозиционных изображений при их длинноэкспозиционной регистрации стратегией детектирования ВЗН. Случайные атмосферные сдвиги регистрируемых изображений ухудшают пространственное разрешение системы атмосфера-объектив КА ДЗЗ до величины $R_{\rm A-O}$, превышающей рассмотренную выше величину предельного инструментального разрешения (14) в два и более раз в зависимости от состояния турбулентной атмосферы [10].

В настоящее время разработаны аппаратурные [12] и алгоритмические [13] технологии, позволяющие корректировать атмосферные искажения. Действительно, пространственное разрешение системы атмосфера-объектив КА ДЗЗ R_{А-О} можно уменьшить до величины инструментального разрешения $R_{\lambda H/D}$ или $R_{\lambda H/D_2}$, если в процессе длинно-экспозиционной регистрации изображений ДЗЗ адаптивно компенсировать случайные наклоны волнового фронта, приводящие к случайным сдвигам регистрируемого изображения [12]. Можно также уменьшить величину пространственного разрешения системы атмосфера-объектив КА ДЗЗ $R_{\rm A-O}$ до величины инструментального разрешения $R_{\lambda H/D_2}$ или $R_{\lambda H/D}$ адаптивной фильтрацией пространственного спектра зарегистрированного длинно-экспозиционного изображения [13]. Проведенные эксперименты подтвердили эффективность этих технологий преддетекторной и последетекторной коррекций атмосферных искажений для уменьшения величины R_{A-O} . Однако величину R_{A-O} нельзя сделать меньше величины инструментального разрешения КА ДЗЗ $R_{\lambda H/D_3}$ (14), что подчеркивает важность рассмотренного выше согласования по разрешению объектива и детектора для обеспечения возможности достижения дифракционного инструментального разрешения $R_{\lambda H/D}$.

Таким образом, согласовывая по разрешению с учетом критерия Найквиста (3) объектив и детектор, можно в КА «Ресурс-П» (\mathbb{N} 4, 5) обеспечить возможность достижения дифракционного инструментального разрешения (9), равного $R_{\lambda H/D} = 0,55$ м.

Заметим, что в согласованной по Найквисту аппаратуре КА ДЗЗ «Ресурс-П» (\mathbb{N} 4, 5) критерий оценки разрешения КА ДЗЗ на местности проекцией одного пикселя детектора на Землю (GSD) (1) при d = 6 мкм, H = 475 км и $F_C = 10,41$ м равен $R_{dH/Fc} = 0,27$ м и оказывается в два раза лучше дифракционного предела разрешения, равного $R_{\lambda H/D} = 0,55$ м, что противоречит физическому смыслу и также подтверждает, что реальное инструментальное разрешение на местности необходимо оценивать проекцией двух (вдоль линии) пикселей на зондируемую земную поверхность.

Заключение

На основании проведенных исследований получены следующие результаты:

- во-первых, получено, что предельное инструментальное разрешение КА «Ресурс-П» (№ 1, 2, 3) на местности равно R_{λH/D₃} = 1,43 м вместо декларированного ранее [3] однопиксельного разрешения GSD (1), равного R_{dH/F} = 0,71;
- во-вторых, для обеспечения возможности достижения дифракционного инструментального разрешения на местности, равного R_{λH/D} = 0,55 м, в КА «Ресурс-П» (№ 4, 5) предложено до их запуска провести доработку аппаратуры в части согласования дифракционного разрешения объектива с пространственным разрешением детектора путем увеличения фокусного расстояния канала формирования изображений ДЗЗ в M^X = 2,6 раз с F = 4 м до F_C = 10,41 м или путем уменьшения элемента разрешения (пикселя) детектора в 2,6 раз с 6 мкм до 2,3 мкм;
- в-третьих, получено, что в согласованной по Найквисту аппаратуре КА ДЗЗ оценка предельного инструментального разрешения КА ДЗЗ на местности проекцией одного

пикселя детектора на Землю $R_{dH/Fc}$ оказывается в 2 раза лучше дифракционного предела разрешения $R_{\lambda H/D}$, что противоречит физическому смыслу и свидетельствует об ошибочности этой оценки;

- в-четвертых, для оценки предельного инструментального разрешения КА ДЗЗ на местности предложен критерий, основанный на проекции двух пикселей (периода дискретизации) детектора на зондируемую земную поверхность $R_{2dH/F}$;
- в-пятых, предложено перейти от стратегии детектирования ВЗН, приводящей к получению усредненных длинно-экспозиционных изображений, к стратегии детектирования спектрально-фильтруемых коротко-экспозиционных изображений, так как в реальных условиях ДЗЗ, когда r₀(λ, H) > D, существует высокая вероятность получения не размытого атмосферой, а только сдвинутого ею инструментально ограниченного по разрешению мгновенного изображения;
- и, наконец, в-шестых, предложено в существующих и перспективных системах ДЗЗ обеспечить возможность применения уже разработанных и вновь создаваемых аппаратурных и алгоритмических технологий коррекции атмосферных искажений, позволяющих в условиях атмосферного ви́дения достигать инструментального разрешения КА ДЗЗ.

Проведенные здесь исследования и полученные результаты в полной мере относятся и ко всем без исключения зарубежным КА ДЗЗ сверхвысокого разрешения. Анализ их реального инструментального разрешения и требуемых согласований по Найквисту будет рассмотрен в отдельной статье.

Список литературы

- 1. *Кирилин А.Н. и др.* Космический аппарат «Ресурс-П» // Геоматика, 2010, № 4. С. 23–26.
- 2. Петри Г. Российский спутник «Ресурс-ДК1»: альтернативный источник данных сверхвысокого разрешения // Геоматика, 2010, № 4. С. 38–42.
- 3. «Достоверно из космоса», или «Ресурс-П» №1 на орбите // Новости космонавтики, 2013, т.23, № 08. С.38–42.

- 4. Ильин А. «Ресурс-П» № 2: не уступая зарубежным аналогам // Новости космонавтики, 2015, т. 25, № 02. С. 38–41.
- «Швабе» изготовил оптико-электронную аппаратуру для космического спутника «Ресурс-П» №3 // Пресс-релиз холдинга «Швабе» — ПАО «КМЗ». М., 15 марта 2016.
- Уэзерелл У. Оценка качества изображения // Проектирование оптических систем / Под ред. Р. Шеннона и Дж. Вайанта. М.: Мир, 1983. 431 с.
- 7. *Свиридов К.Н.* Технологии достижения высокого углового разрешения оптических систем атмосферного видения. М.: Знание, 2005.
- 8. *Schneiderman A., Karo D.P.* How to Build a Speckle Interferometer // Opt. Eng., 1977, v. 16. P. 72.
- Richardson E. H. Optical design of an image degradation reducing enlarging Camera for the prime focus of the CFHT // SPIE, 1983, v. 445. P. 555.
- 10. Свиридов К. Н. Атмосферная оптика высокого углового разрешения. Т. I–III. М.: Знание, 2007.
- Свиридов К. Н. О предельном разрешении аэрокосмических систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 1. С. 34–40.
- Свиридов К.Н. Дистанционное зондирование Земли с адаптивной компенсацией случайных наклонов волнового фронта // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, т.2, вып. 3. С. 12–22.
- Свиридов К. Н. Адаптивная фильтрация изображений, искаженных турбулентной атмосферой // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, т. 2, вып. 4. С. 40–49.
- Свиридов К. Н. О новом подходе к получению и обработке изображений ДЗЗ, искаженных турбулентной атмосферой // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 4. С. 28–36.
- 15. Свиридов К. Н. Способ дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) // Патент РФ № 2531024 от 20 августа 2014 г. по заявке на изобретение № 2013125540, заявитель и патентообладатель АО «Российские космические системы».
- 16. Свиридов К.Н. Алгоритм восстановления короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно-неинвариантного к атмосферным искажениям // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2016, т. 3, вып. 2. С. 31–37.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 29-37

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ———

УДК 621.391 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.29

Оценка спектральной эффективности и помехоустойчивости когерентного приема незамирающего QBL-MSK-сигнала

В. Н. Поддубный¹, В. В. Грибанов², К. Ю. Ложкин³, **Д.Б.** Соболев⁴, А. Н. Петренко⁵, Ю. И. Полтавец⁶

¹д. т. н., профессор, ²к. ф.-м. н., ^{3,6}к. т. н, ¹⁻³ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж ^{4,5}Министерство обороны, Россия ⁶АО «Российские космические системы»

e-mail: vgribanov@yandex.ru, k.yu.lozhkin@mail.ru

Аннотация. В статье обосновывается математическая модель незамирающего QBL-MSK-сигнала, алгоритмы его формирования и приема. Найден энергетический спектр QBL-MSK-сигнала и разработан методический аппарат в виде аналитических методик и математических моделей оценки эффективности воздействия гауссовской помехи на когерентный приемник этого сигнала

Отличительная особенность предлагаемых методик и моделей — учет межсимвольной интерференции, специально вводимой в сигнал на передающей стороне в процессе сглаживания фронтов передаваемых посылок. Показано, что сглаживание посредством QBL-импульса обеспечивает значительное сужение спектра сигнала и некоторое улучшение помехоустойчивости его приема.

Ключевые слова: QBL-MSK-сигнал, помехоустойчивость приема, энергетический спектр, спектральная и энергетическая эффективность, вероятность ошибочного приема, алгоритмы приема

Estimation of the Spectral Efficiency and Noise Immunity of the Coherent Reception of an Unfading QBL-MSK Signal

 $\overline{\mathbf{V. N. Poddubnyy}^1}$, V. V. Gribanov², K. Yu. Lozhkin³,

D. B. Sobolev⁴, **A. N. Petrenko**⁵, Yu. I. Poltavets⁶

¹doctor of engineering science, professor, ²candidate of physical and mathematical science, ^{3,6}candidate of engineering science,

¹⁻³Zhukovsky–Gagarin Air Force Academy, Voronezh ^{4,5}Ministry of Defence, Russia ⁶Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: vgribanov@yandex.ru, k.yu.lozhkin@mail.ru

Abstract. The mathematical model of an unfading QBL-MSK signal, as well as the algorithms for its formation and reception are substantiated in the article. The energy spectrum of the QBL-MSK signal is found, and a methodical apparatus is developed in the form of analytical techniques and mathematical models for estimating the effectiveness of the Gaussian noise interference on a coherent receiver of this signal.

A distinctive feature of the proposed methodologies and models is the consideration of intersymbol interference, which is specially introduced into the signal on the transmitting side in the process of leading edge smoothing of the transmitted packages. It is shown that the smoothing by a QBL-pulse provides a significant narrowing of the signal spectrum and some improvement in noise immunity of its reception.

Keywords: QBL-MSK signal, noise immunity, energy spectrum, spectral and energy efficiency, reception error probability, reception algorithms

Спектрально и энергетически эффективные частотно-манипулированные сигналы с минимальным сдвигом (ЧМ-МС-сигналы, МЅК-сигналы в иностранной литературе) находят широкое применение в современных системах передачи различных потоков информации в цифровой форме. Несмотря на большое число научно-технических публикаций, посвященных исследованию различных аспектов построения, функционирования и оценки эффективности систем передачи информации ЧМ-МС-сигналами, в настоящее время недостаточно внимания уделяется теоретическим оценкам спектральной эффективности и помехоустойчивости таких сигналов с частичным откликом, в частности QBL-MSK-сигналам (Quasi-bandlimited minimum shift keying – ЧМ-МС-сигнал с квазиограниченной полосой).

Цель работы — получить аналитические выражения для энергетического спектра и оценки помехоустойчивости QBL-MSK-сигнала и выполнить анализ этих выражений.

Математическая модель QBL-MSK-сигнала

Пусть в системе передачи информации используется квадратурный способ формирования рассматриваемого ЧМ-МС-сигнала. В этом случае для передачи n двоичных элементов (битов) $c_i = 0, 1, i = \overline{1, n}$ используется [1, 2] n + 1 двоичных элементов $d_i = 0, 1, i = \overline{0, n}$, включающих один опорный $d_0 = 0, 1$ и n перекодированных по модулю 2 элементов $d_i = d_{i-1} \oplus c_i$ $i \ge 1$, из которых формируются биполярные импульсы (посылки) длительностью T_c

$$a_i = -(-1)^{d_i}.$$
 (1)

Последовательность биполярных импульсов a_i (1) подается на вход демультиплексора (рис. 1), который разбивает ее на 4 подпоследовательности a_{4k+l} (l = 0, 1, 2, 3; k = 0, 1, 2, ...), где в каждой из четырех подпоследовательностей содержится каждый четвертый бит последовательностей (1). Далее расширители импульсов увеличивают длительность импульсов в каждом канале с T_c до $4T_c$ и в каждом канале происходит умножение этих удлиненных прямоугольных импуль-

сов b_{4k+l} на сглаживающую функцию QBL-импульса $g_{\rm QBL}(t-(4k+l)T_c)$:

$$g_{\text{QBL}}(t) = \begin{cases} \left(\frac{\sin(\pi(t - 2T_c)/(2T_c))}{\pi(t - 2T_c)/(2T_c)}\right)^3, \ 0 < t < 4T_c.\\ 0, \quad t < 0 \text{ или } t > 4T_c. \end{cases}$$
(2)

Указанная QBL-функция формируется фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтром), на вход которого поступают периодические δ -импульсы вида $\delta(t - 4kT_c)$. На выходе КИХ-фильтра генерируются QBL-импульсы (функции) $g_{\text{QBL}}(t - 4kT_c)$, которые перед умножением на удлиненные до $4T_c$ элементы последовательности b_{4k+l} задерживаются на время lT_c , l = 0, 1, 2, 3. Таким образом, в каждом из 4 каналов происходит формирование биполярных QBL-импульсов $g(t - (4k + l)T_c)$ вида

$$g(t - (4k+l)T_c) = b_{4k+l} g_{\text{QBL}}(t - (4k+l)T_c).$$

Далее QBL-импульсы четырех каналов попарно суммируются, образуя два канала — четный (синусный или квадратурный (Q)) $u_Q(t)$ и нечетный (косинусный или синфазный (I)) $u_I(t)$, где четный канал содержит сумму импульсов $g(t - (4k + l)T_c)$ с l = 0 и l = 2, а нечетный содержит сумму импульсов $g(t - (4k + l)T_c)$ с l = 1 и l = 3. Затем QBL-импульсы в четном и нечетном каналах умножаются на гармонические несущие с частотой ω_0 и начальной фазой φ_0 так, что сигналы в четном (синусном) и нечетном (косинусном) каналах имеют вид

$$\begin{split} s_Q(t) &= u_Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \\ s_I(t) &= u_I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \\ u_Q(t) &= \sum_k g(t - 2kT_c) = \sum_k b_{2k} g_{\text{QBL}}(t - 2kT_c), \\ u_I(t) &= \sum_k g(t - (2k + 1)T_c) = \\ &= \sum_k b_{2k+1} g_{\text{QBL}}(t - (2k + 1)T_c), \end{split}$$

где индекс суммирования принимает значения $k = 0, 1, 2, \dots$



Рис. 1. Схема устройства формирования QBL-MSK-сигнала

где

На выходе формирователя QBL–MSK-сигнала (модулятора) сигналы синусного и косинусного каналов складываются и результирующий выходной сигнал на каждом тактовом интервале длительностью T_c (с учетом усиления усилителем мощности и антенной) определяется выражением

$$s(t) = U_0[u_I(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + u_Q(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0)],$$
(3)

где U_0 — амплитуда сигнала.

Помехоустойчивость приема незамирающего QBL-MSK-сигнала

Пусть на входе приемника действует аддитивная смесь x(t) незамирающего QBL-MSK-сигнала s(t) (3) и помехи в виде белого шума n(t) с односторонним энергетическим спектром N_0 и математическим ожиданием $\langle n(t) \rangle = 0$:

$$x(t) = s(t) + n(t) = s_c(t) - s_s(t) + n(t).$$
 (4)

Вследствие общности математических моделей формирования QBL-MSK и гармонического ЧМ-МС-сигналов [3], для приема незамирающего QBL-MSK-сигнала используем приемник (см. рис. 2), синтезированный на основании [4] для приема гармонического ЧМ-МС-сигнала. В этом приемнике реализуется следующий алгоритм приема *i*-го двоичного элемента *c_i*

$$b_i b_{i-1} \underset{\substack{c_i = 0 \\ c_i = 0}}{\overset{c_i = 1}{\underset{c_i = 0}{>}}} f_{\text{nop}} = 0,$$
 (5)

причем напряжения b_i определяются выражением

$$b_{i} = \int_{(i+1)T_{c}}^{(i+3)T_{c}} x(t)u_{\mathrm{O}\Pi_{i}}(t) dt,$$

$$u_{\mathrm{O}\Pi_{i}}(t) = \begin{cases} u_{\mathrm{O}\Pi_{S}}(t) \text{ для четных } i; \\ u_{\mathrm{O}\Pi_{C}}(t) \text{ для нечетных } i \end{cases}$$
(6)

и i = 2k для четных i и i = 2k + 1 для нечетных i, $k = 0, 1, 2, \dots$

Найдем числовые характеристики напряжений b_i (6), необходимые для оценки помехоустойчивости рассматриваемого приемника. Из (4) и (6) следует, что напряжения b_i для любого значения *i* являются нормальными случайными независимыми величинами. Для нахождения математических ожиданий и дисперсий этих случайных величин применим подход, используемый в [3] для нахождения числовых характеристик определенных интегралов от случайных процессов. При этом необходимо принять во внимание тот факт, что QBL-MSK-сигнал является сигналом с неполным



Рис. 2. Структурная схема когерентного приемника QBL-MSK-сигнала



Рис. 3. Варианты поведения сглаживающих функций двоичных биполярных импульсов на трех соседних тактовых интервалах

откликом, сглаживающая функция биполярного импульса которого на каждом тактовом интервале содержит вклады от трех независимых функций: сглаживающей функции импульса на данном *i*-м тактовом интервале и сглаживающих функций двух импульсов на соседних тактовых интервалах. На рис. 3 показаны 4 возможных ситуации в случае положительного импульса b_i : знаки биполярных импульсов на всех трех интервалах совпадают (рис. 3, *a*); знаки боковых биполярных импульсов противоположны знаку центрального импульса (рис. 3, *б*); знак центрального биполярного импульса совпадает со знаком только одного бокового импульса (рис. 3, в и 3, г).

На рис. З средний сглаживающий импульс имеет порядковый номер i, независимо от того, четно i (i = 2k) или нечетно (i = 2k + 1), где k = $= 0, 1, 2, \ldots$ Сглаживающий i-й по счету импульс начинается с тактового момента i, а заканчивается на тактовом моменте i + 4. Максимум i-го импульса достигается на тактовом моменте i + 2, что соответствует изображенным на рис. З вариантам поведения сглаживающих функций. На основании изложенного нетрудно изобразить по аналогии

четыре варианта поведения трех соседних сгла- Дисперс живающих функций, если средняя функция будет выражением отрицательна.

Вначале найдем средние значения (математические ожидания) случайных величин b_i (6)

$$\langle b_i \rangle = \left\langle \int_{(i+1)T_c}^{(i+3)T_c} x(t) u_{\mathrm{O}\Pi_i}(t) \, dt \right\rangle = \int_{(i+1)T_c}^{(i+3)T_c} s(t) u_{\mathrm{O}\Pi_i}(t) \, dt$$

Учитывая, что $\langle n(t) \rangle = 0$, а несущие $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ и $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ ортогональны на временном интервале длительностью $2T_c$, для четырех рассматриваемых ситуаций имеем

где нижними индексами 11, 01, 10 и 00 обозначены ситуации, соответствующие рис. 3, a, b, b и 3, c соответственно, а значения параметров β равны:

где

$$\widetilde{g}_{\text{QBL}}(t) = g_{\text{QBL}}(tT_c) =$$

$$= \begin{cases} \left(\frac{\sin(\pi(t-2)/2)}{\pi(t-2)/2}\right)^3, & 0 < t < 4; \\ 0, & t < 0 \text{ или } t > 4. \end{cases}$$
(9)

Дисперсии случайных величин определяются выражением

$$\sigma_i^2 = \left\langle \left[\int_{(i+1)T_c}^{(i+3)T_c} n(t) u_{\mathrm{O}\Pi_i}(t) \, dt \right]^2 \right\rangle. \tag{10}$$

Записывая квадрат любого из интегралов (10) как двукратный интеграл с переменными интегрирования t_1 и t_2 , меняя местами операции усреднения и интегрирования, учитывая, что $\langle n(t_1)n(t_2)\rangle = (N_0/2)\delta(t_2 - t_1)$, а также применяя фильтрующее свойство δ -функции $\delta(t_2 - t_1)$, окончательно получим

$$\sigma_{11,i}^2 = \sigma_{00,i}^2 = \sigma_{01,i}^2 = \sigma_{10,i}^2 = \sigma^2 = \beta_{11} N_0 T_c / 4.$$
(11)

При нахождении вероятностей \overline{p}_0 и \overline{p}_1 искажения двоичных элементов $c_i \in \{0, 1\}$ воспользуемся полученными числовыми характеристиками случайных величин b_i и обозначим вероятности того, что знаки случайных величин b_i будут соответствовать знакам их математических ожиданий, через \dot{P}_i , а вероятности несовпадения этих знаков — через $\overline{P}_i = 1 - \dot{P}_i$. Тогда вероятность искажения элемента b_i равна

$$\overline{P}_i = \frac{1}{4} \sum_{k \in x} \overline{P}_{k,i},$$

где $x = \{11, 10, 01, 00\}$, а $\overline{P}_{k,i}$ обозначает вероятность совпадения знаков случайных величин b_i с их математическими ожиданиями в каждой из 4 возможных ситуаций.

Из (5), (7) и (11) следует, что вероятности \overline{p}_0 и \overline{p}_1 одинаковы: $\overline{p}_0 = \overline{p}_1 = \overline{p}$. Эти вероятности на основании (5) определяются формулой

$$\begin{split} \overline{p} &= \overline{P}_i \dot{P}_{i-1} + \dot{P}_i \overline{P}_{i-1} = 2\overline{P}_i (1 - \overline{P}_i) = \\ &= \frac{1}{8} \sum_{k,n \in x} \overline{P}_{k,i} (1 - \overline{P}_{n,i}), \end{split}$$

где $x = \{11, 10, 01, 00\}.$

Так как вероятности $\overline{P}_{k,i}$ не зависят от номера интервала, что следует из (7) и (11), то $\overline{P}_{k,i} = \overline{P}_k$, и окончательно получаем

$$\overline{p} = \frac{1}{8} \sum_{k,n \in x} \overline{P}_k (1 - \overline{P}_n), \qquad (12)$$

причем вероятность \overline{P}_k определяется на основании (8) и (11) выражением

$$\overline{P}_{k} = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{\beta_{k}}{\sqrt{\beta_{11}h}}\right) \right), \quad (13)$$

в котором $\mathrm{erf}(y) = (2/\sqrt{\pi})\int_0^y e^{-t^2} dt, \ h = 2\sigma_{\mathrm{fl}}^2/U_0^2,$ где $\sigma_{\scriptscriptstyle \Pi}^2 = N_0/T_c$ — мощность гауссовской помехи n(t) в полосе $\Delta f = 1/T_c$.

Из сравнения (12) и (13) с аналогичными выражениями для приемников классического ЧМ-МС-сигнала [5], ЧМ-МС-сигнала, сформированного на основе частотной манипуляции с непрерывной фазой [6], а также гармонического ЧМ-МС-сигнала [3] и сигнала с четырехпозиционной фазовой манипуляцией (ФМ-4-сигнала) [9] следует, что по энергетической эффективности (по помехоустойчивости) QBL-MSK-сигнал практически не отличается от перечисленных выше сигналов, если мощности и скорости передачи информации этих сигналов будут одними и теми же, а спектральная плотность мощности гауссовской помехи будет равна No. Так, для достижения значения вероятности искажения двоичного элемента $\overline{p} = 0,2$ (соответствующей полному разрушению информационного содержания передаваемого сообщения [10]) для QBL-MSK сигнала необходимо обеспечить соотношение помеха/сигнал h = 1,44, в то время как для остальных сигналов это соотношение равно h = 1,36.

Энергетический спектр QBL-MSK-сигнала

Спектральная функция (спектр) сигнала (3), взятого на интервале времени (N+5)T, где N четное число, определяется выражением [7]

$$\begin{split} \dot{S}(\omega) &= & \dot{S}_{s}(\omega \ge 0) = \\ &= \int_{0}^{(N+5)T} U_{0}[u_{I}(t)\cos(\omega_{0}t) - u_{Q}(t)\sin(\omega_{0}t)]e^{-j\omega t} dt = & = U_{0}\sum_{k=0}^{N/2} b_{2k} \int_{2kT}^{(2k+4)T} g_{0}(t) \\ &= \int_{0}^{(N+5)T} \sum_{k=0}^{N+2} b_{2k+1}g_{\text{QBL}}(t - (2k+1)T_{c}) \times & = \frac{jU_{0}T_{c}}{2}F(\Delta\omega) \\ &\times \cos(\omega_{0}t)e^{-j\omega t} dt + & (14) \text{ rge } F(\Delta\omega T_{c}) \text{ on peger} \end{split}$$

$$+ \int_{0}^{(N+5)T} \sum_{k} b_{2k} g_{\text{QBL}}(t - 2kT_c) \sin(\omega_0 t) e^{-j\omega t} dt =$$
$$= \dot{S}_c(\omega) + \dot{S}_s(\omega), \qquad (15)$$

где $k = 0, 1, 2, ..., g_{\text{OBL}}(t)$ определяется выражением (2), а начальная фаза сигнала без нарушения общности анализа выбрана нулевой: $\varphi_0 = 0$.

Для нахождения спектра $\dot{S}(\omega)$ воспользуемся подходом, изложенным в [3,6,8]. Для первого интеграла в (15) имеем

$$\begin{split} \dot{S}_c(\omega) &= U_0 \sum_{k=0}^{N/2} b_{2k+1} \times \\ &\times \int\limits_{(2k+1)T_c}^{(2k+5)T_c} g_{\text{QBL}}(t - (2k+1)T_c) \cos(\omega_0 t) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t} \, dt. \end{split}$$

Заменим функцию $\cos(\omega_0 t)$ формулой Эйлера $\cos(\omega_0 t) = (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t})/2$, введем новую переменную интегрирования $x = t/T_c - 2k - 3$ и обозначим $\Delta \omega = \omega \! - \! \omega_0.$ В этом случае спектр $\dot{S}_c(\omega)$ для $\omega \geqslant 0$ принимает вид

$$\dot{S}_c(\omega \ge 0) = \frac{U_0 T_c}{2} F(\Delta \omega T_c) \sum_{k=0}^{N/2} b_{2k+1} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta \omega(2k+3)T_c},$$
(16)

где

$$F(\Delta\omega T_c) = \int_{-2}^{2} \widetilde{g}_{\text{QBL}}(t+2) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\omega T_c t} \, dt, \qquad (17)$$

а функция $\tilde{g}_{\text{OBL}}(t)$ определена в (9).

При нахождении спектра $\dot{S}_s(\omega)$ воспользуемся формулой Эйлера $\sin(\omega_0 t) = -j(e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t})/2$ и введем новую переменную интегрирования x = $t = t/T_c - 2k - 2$. Тогда спектр $\dot{S}_s(\omega)$ для положительных частот принимает вид

$$\dot{S}_{s}(\omega \ge 0) =$$

$$= U_{0} \sum_{k=0}^{N/2} b_{2k} \int_{2kT}^{(2k+4)T} g_{\text{QBL}}(t - 2kT_{c}) \sin(\omega_{0}t) e^{-j\omega t} dt =$$

$$= \frac{jU_{0}T_{c}}{2} F(\Delta \omega T_{c}) \sum_{k=0}^{N/2} b_{2k} e^{-j\Delta \omega (2k+2)T_{c}}, \quad (18)$$

иена в (17).
Подставляя (16) и (18) в (15), получим выражение спектра ЧМ-МС-сигнала (3) для положительных частот ($\omega \ge 0$) в виде

$$\dot{S}(\omega \ge 0) = \frac{U_0 T_c}{2} F(\Delta \omega T_c) \times \\ \times \sum_{k=0}^{N/2} e^{-j\Delta \omega (2k+1)T_c} (jb_{2k} + b_{2k+1} e^{-j\Delta \omega T_c}).$$
(19)

На основании (19) и равенства Парсеваля [7] запишем выражение односторонней спектральной плотности мощности (физического энергетического спектра) QBL–MSK-сигнала (3) в виде

$$G_{\phi}(\omega) = \lim_{N \to \infty} \frac{2}{(N+2)T_c} \left\langle |\dot{S}(\omega \ge 0)|^2 \right\rangle, \quad (20)$$

где усреднение ведется по времени всех N+2 тактовых импульсов, присутствующих в сумме (19), lim — символ нахождения предела, $\langle \cdot \rangle$ — символ усреднения по случайным значениям посылок b_i и $|\cdot|$ — символ взятия модуля.

Воспользовавшись (19), получим

$$\langle |\dot{S}(\omega \ge 0)|^2 \rangle = \langle \dot{S}(\omega \ge 0) \overset{*}{S}(\omega \ge 0) \rangle =$$

$$= U_0^2 T_c^2 |F(\Delta \omega T_c)|^2 / 4 \times$$

$$\times \left\langle \left(\sum_{k=0}^{N/2} e^{-j\Delta \omega 2kT_c} (jb_{2k} + b_{2k+1}e^{-j\Delta \omega T_c}) \right) \times \right.$$

$$\times \left(\sum_{p=0}^{N/2} e^{j\Delta \omega 2pT_c} (-jb_{2p} + b_{2p+1}e^{j\Delta \omega T_c}) \right) \right\rangle, \quad (21)$$

где $\overset{*}{S}(\omega \ge 0)$ — спектр, сопряженный со спектром $\dot{S}(\omega \ge 0)$.

Если заменить в (21) среднее от суммы суммой средних и учесть, что для равновероятных и попарно независимых случайных величин b_{2k} , b_{2k+1} , $k = 0, 1, \ldots, N/2$ выполняются соотношения

$$\langle b_{2k}b_{2p}\rangle = \langle b_{2k+1}b_{2p+1}\rangle = \delta_{k,p}, \quad \langle b_{2k}b_{2p+1}\rangle = 0,$$

где $\delta_{p,k}$ — символ Кронекера, то в этом случае выражение (21) принимает вид

$$\langle |\dot{S}(\omega \ge 0)|^2 \rangle = \frac{U_0^2 T_c^2}{4} |F(\Delta \omega T_c)|^2 2 \cdot \frac{N+2}{2}.$$
 (22)

Подставляя (22) в (20) и вычисляя предел при $V \to \infty$, получим

$$G_{\phi}(\omega) = \frac{U_0^2 T_c}{2} |F(\Delta \omega T_A)|^2.$$
(23)

Спектр $F(\Delta \omega T_c)$ в (23) определяется интегралом (17), вычисление которого дает

$$F(\Delta\omega T_{c}) = \int_{-2}^{2} \left(\frac{\sin(\pi t/2)}{\pi t/2}\right)^{3} \cos(\Delta\omega T_{c}t) dt =$$

= $\frac{1}{4\pi^{3}} \left((2\Delta\omega T_{c} + 3\pi)^{2} \mathrm{Si}(2\Delta\omega T_{c} + 3\pi) - 3(2\Delta\omega T_{c} + \pi)^{2} \mathrm{Si}(2\Delta\omega T_{c} + \pi) + 3(2\Delta\omega T_{c} - \pi)^{2} \mathrm{Si}(2\Delta\omega T_{c} - \pi) - (2\Delta\omega T_{c} - 3\pi)^{2} \mathrm{Si}(2\Delta\omega T_{c} - 3\pi)),$
(24)

где Si(z) — интегральная функция синуса, Si(z) = $= \int_{0}^{z} \frac{\sin(t)}{t} dt.$

После подстановки $\Delta \omega = 2\pi (f - f_0) = 2\pi \Delta f$ и (24) в (23) получим окончательное выражение для энергетического спектра рассматриваемого QBL-MSK-сигнала

$$\begin{split} G_{\varphi}(f) &= \frac{\Im}{16\pi^2} \{ (4\Delta f T_c + 3)^2 \mathrm{Si}[\pi (4\Delta f T_c + 3)] - \\ &- 3(4\Delta f T_c + 1)^2 \mathrm{Si}[\pi (4\Delta f T_c + 1)] + \\ &+ 3(4\Delta f T_c - 1)^2 \mathrm{Si}[\pi (4\Delta f T_c - 1)]) - \\ &- (4\Delta f T_c - 3)^2 \mathrm{Si}[\pi (4\Delta f T_c - 3)] \}^2, \end{split}$$

где $\mathcal{P} = U_0^2 T_c/2$ — энергия посылки сигнала длительностью T_c .

На рис. 4 сплошной линией изображена зависимость физического энергетического спектра (25) QBL-MSK-сигнала от ΔfT_c . На рисунке изображены заимствованные из [3, 6, 8, 9] зависимости физических энергетических спектров от ΔfT_c для гармонического ЧМ-MC-сигнала (штрихпунктирная линия), классического ЧМ-MC-сигнала и ЧМ-MC-сигнала, сформированного на основе частотной манипуляции с непрерывной фазой (точечная линия), а также для четырехпозиционного фазоманипулированного (ФМ-4) сигнала (пунктирная линия). Ширина главного лепестка



Рис. 4. Спектры сигналов: QBL-MSK (сплошная линия), гармонического ЧМ-МС (штрихпунктирная линия), классического и сформированного на основе частотной манипуляции с непрерывной фазой ЧМ-МС (точечная линия), ФМ-4 (пунктирная линия)

спектра мощности QBL-MSK-сигнала определяется значением $\Delta fT_c = 0,77$, гармонического ЧМ-MC-сигнала значением — $\Delta fT_c = 0,82$, классического ЧМ-МС-сигнала значением – ΔfT_c = = 0,75 и ФМ-4-сигнала — значением ΔfT_c == 0,5. Максимум первого бокового лепестка энергетического спектра QBL-MSK-сигнала на 53 дБ меньше его главного максимума. Для классического ЧМ-МС-сигнала это соотношение составляет 23 дБ, для гармонического ЧМ-МС-сигнала — 20,6 дБ, а для ФМ-4-сигнала — 13,5 дБ. Скорость убывания максимумов последующих лепестков спектра оказывается наибольшей у QBL-MSK-сигнала и наименьшей у ФМ-4-сигнала. Уже при расстройках относительно центральной частоты на величину $\Delta fT_c \geqslant 2$ максимумы лепестков спектра QBL-MSK-сигнала не менее чем на 40 дБ оказываются ниже максимумов лепестков спектра гармонического ЧМ-МС-сигнала, на 50 дБ ниже максимумов лепестков классического ЧМ-МСсигнала и на 64 дБ ниже максимумов лепестков ФМ-4-сигнала, что свидетельствует о высокой

спектральной эффективности QBL-MSK-сигнала по сравнению с гармоническим ЧМ-МС, классическим ЧМ-МС и ФМ-4-сигналами.

Выводы

1. Представлена математическая модель незамирающего QBL-MSK-сигнала, на основе которой найден энергетический спектр этого сигнала и дано обоснование алгоритмов его формирования и приема.

2. Показано, что по спектральной эффективности QBL-MSK-сигнал превосходит классический ЧМ-МС-сигнал, ЧМ-МС-сигнал, сформированный на основе частотной манипуляции с непрерывной фазой, а также гармонический ЧМ-МС-сигнал и сигнал с четырехпозиционной фазовой манипуляцией, а по энергетической эффективности практически не отличается от них.

3. Полученные результаты могут оказаться полезными при создании систем цифровой радиосвязи, при обосновании рекомендаций по частотно-территориальному разносу радиоэлектронных средств различного назначения, а также при разработке различных вопросов радиоподавления средств радиосвязи.

Список литературы

- 1. Варгаузин Н.Т., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХВ-Петербург, 2013.
- 2. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связь, 2002.
- Антипенский Р. В., Ерзин И.Х., Поддубный В.Н. Спектральная эффективность и помехоустойчивость приема гармонического частотно-манипулированного сигнала с минимальным сдвигом // Радиотехника, 2012, № 5. С. 94–98.
- 4. Агафонов А.А., Каунов А.Е., Кондратенко А.Е., Ложкин К.Ю., Поддубный В.Н. Синтез некогерентного приемника простых частотно-манипулиро-

ванных сигналов с минимальным сдвигом // Радиотехника, 2009, № 11. С. 40–57.

- 5. Агафонов А.А., Поддубный В.Н. Влияние группирования ошибок на помехоустойчивость приема частотно-манипулированного сигнала с минимальным сдвигом // Радиотехника, 1997, №6. С. 47–50.
- Грибанов В. В., Ерзин И. Х., Поддубный В. Н. Спектральная и энергетическая эффективность ЧМ– МС-сигнала, сформированного на основе частотной манипуляции с непрерывной фазой // Электромагнитные волны и электронные системы, 2015, № 1. С. 16–24.
- 7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986.
- 8. *Макаров С.Б., Цикин И.А.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь. 1990.
- 9. Банкет В. Л., Дорофеев В. М. Цифровые методы в спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1988.
- 10. Яглом А.М., Яглом И.М. Вероятность и информация. М.: Наука, 1975.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 38–42

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.39.1 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.38

Вероятностная модель спутникового радиоканала связи при малых углах места

В. В. Звонарев¹, И. А. Карабельников², И. Ю. Парамонов³, А. С. Попов⁴

^{2,3}к. т. н., ⁴д. т. н., проф.

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

e-mail: Zvonarevvitalii@yandex.ru

Аннотация. В статье представлена синтезированная вероятностная модель спутникового радиоканала с замираниями сигнала при малых углах места в виде многомерной редуцированной вероятностной меры, учитывающая динамические характеристики случайного процесса замираний. Модель является основанием для расчета характеристик радиоканала приема информации при замираниях. Использование предлагаемой модели позволяет получить численные зависимости вероятности передачи сообщения как показателя качества связи от динамических характеристик процесса замираний (интервала корреляции, длительности и объема сообщений, статистических параметров). На основе синтезированной вероятность безобрывной связи. Вероятность вано влияние отношения интервала корреляции к интервалу сеанса связи на вероятность безобрывной связи. Вероятность безобрывной связи на конечном интервале времени показывает вероятность того, что в течение этого времени уровень сигнала не становится ниже заданного порогового значения. Для расчета вероятности безобрывной связи выведена и представлена общая формула многомерной плотности вероятности для рэлеевской статистики замираний, учитывающая динамические характеристики случайного процесса замираний.

Ключевые слова: радиоканал, надежность связи, замирания сигналов, вероятность безобрывного приема сообщения, плотность вероятности

Probabilistic Model of Satellite Radio Communication Channel at Small Elevation Angles

V. V. Zvonarev¹, I. A. Karabelnikov², I. Yu. Paramonov³, A. S. Popov⁴

^{2,3}candidate of engineering science; ⁴doctor of engineering science, professor Mozhaysky Military Space Academy, Saint Petersburg, Russia

e-mail: Zvonarevvitalii@yandex.ru

Abstract. The article presents a synthesized probabilistic model of a satellite radio channel with signal fading at small elevation angles in the form of a multidimensional reduced probability measure that takes into account the dynamic characteristics of therandom fading process. The model is the basis for calculating the characteristics of the receiving radio channel when fading occurs. The proposed model makes it possible to obtain numerical dependences of the probability of message transmission as indicators of the quality of communication from the dynamic characteristics of the fading process (correlation interval, duration and volume of messages, statistical parameters). Based on the synthesized probabilistic model, the influence of the ratio of the correlation interval to the communication session interval on the probability of a non-disruptive communication was determined and investigated. The probability of a seamless connection in a finite time interval is the probability that during this time the signal level does not fall below a specified threshold value. To calculate the probability of a non-disruptive communication, a general formula of the multidimensional probability density for Rayleigh fading statistics is derived and presented, taking into account the dynamic characteristics of the random fading process.

Keywords: radio channel, reliability of communication, signal fading, probability of unobstructed reception of messages, probability density

Введение

В радиоканале связи между геостационарным спутниковым ретранслятором и наземной абонентной станцией, расположенной в высокоширотной области Земли, и при малых углах места возникают замирания сигнала [1, 2]. Качество связи существенно снижается, и возникает риск отказа [3]. Для ослабления влияния замираний необходимо применение специальных мер, определяемых в первую очередь выбираемым показателем качества канала связи или моделью замираний сигнала. Основными показателями в этом случае приняты [4,5]: средняя вероятность ошибки приема информационного символа (битовой ошибки [6]), вероятность правильного приема сообщения (кодовой группы), «надежность связи». Наиболее информативным предполагается второй показатель, так как информации о средних значениях уровней принимаемых сигналов недостаточно для того, чтобы получить значения характеристик систем радиосвязи. Необходимо также учитывать их изменения во времени, пространстве, зависимость от частоты [7].

Синтез вероятностной модели процесса замираний в радиоканале

В качестве основного показателя примем вероятность правильного приема (передачи) P сообщения конечной (заданной) длительности T с вероятностью ошибки приема информационного символа $P_{\rm out}$ не больше (не хуже) заданной ($P_{\rm out} \leqslant P_{\rm out}$ зад). Критерием качества связи принимается величина показателя не меньше требуемого, т. е. $P \geqslant P_{\rm rpe6}$. При этом, в отличие от известных подходов, учитывается динамика (временные характеристики, например длительность интервала корреляции) случайного процесса замираний, чего раньше не предполагалось.

Необходимо отметить, что в такой формулировке показатель P должен иметь вид $P = P_{\rm np}P_{\rm c}$, где $P_{\rm np}$ — вероятность правильного приема сообщения в канале с постоянными параметрами, т. е. без замираний, и с вероятностью ошибки приема информационного символа, равной пороговому значению $P_{\rm ouil \ sag}$, а $P_{\rm c}$ — параметр вероятности безоб-

рывного приема сообщения, т.е. вероятность того, что на длительности сообщения уровень сигнала не упадет ниже порогового значения.

Подход к нахождению вероятности безобрывного приема (передачи) сообщения $P_{\rm c}$ можно представить в следующем виде. Рассмотрим множество реализаций случайного процесса замираний на длительности сообщения. Примем пороговое (максимально допустимое) значение битовой ошибки и определим вероятностную меру того подмножества реализаций, которые за указанный период нигде не принимают значения ниже порогового. Это и будет искомая вероятностная мера P.

PИзвестно, ЧТО вероятностная мера по А. Н. Колмогорову определяется вероятностным пространством в виде математической структуры $\{\Omega, \Sigma, P\}$, где Ω — множество элементарных событий ω_i , $\Sigma - \sigma$ -алгебра всех подмножеств-событий множества элементарных событий, Р – вероятностная мера на *о*-алгебре подмножеств множества Ω. Главным условием существования вероятностной меры P на σ -алгебре подмножеств является то, что эти подмножества должны иметь свойство измеримости, т.е. быть борелевскими множествами. Множества реализаций случайного непрерывного процесса не являются борелевскими, а значит, в прямой постановке вероятностная мерана них задана быть не может, поэтому решение следует искать в области приближенных (редуцированнных) моделей [8]. Предлагается непрерывную реализацию приближенно аппроксимировать ломаной линией на конечном числе временных сечений на интервале длительности передаваемого сообщения, как это, например, представлено на рис. 1 [9].

Аппроксимирующая ломаная однозначно задается координатами своих вершин, которые можно представить в виде *n*-мерного вектора или точки в *n*-мерном пространстве, координатами которой являются составляющие *n*-мерного вектора:

$$\mathbf{x}^{\top} = [x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n],$$

где $x_i = x(t_i), \, i \in (1 \dots n), \, \top$ — знак транспонирования.

Увеличивая количество сечений времени *n* на интервале *T*, мы приближаем аппроксимирующую ломаную к истинной реализации.



Рис. 1. Аппроксимация непрерывной реализации случайного процесса ломаной линией с «вершинами» во временных сечениях внутри наблюдаемого отрезка времени T

На пространстве конечной размерности, т.е. на пространстве ломаных случайных линий (со случайными значениями в вершинах), вероятностную меру задать можно. Тогда искомая вероятностная мера существует. Она задается n-мерной плотностью вероятности (ПВ) или функцией распределения вероятностей (ФРВ). Обозначим n-мерную ПВ символом $w(\mathbf{x})$. Если обозначить пороговое значение c, то вероятность безобрывной связи на интервале длительности сообщения T вычисляется по формуле:

$$P_{c} = \int_{c}^{\infty} \int_{c}^{\infty} \dots \int_{c}^{\infty} w_{n}(r_{1}, r_{2}, \dots, r_{n}) dr_{1}, r_{2}, \dots, r_{n} =$$
$$= \int_{c}^{\infty} \int_{c}^{\infty} \dots \int_{c}^{\infty} w_{n}(\mathbf{r}) d\mathbf{r}, \quad (1)$$

где c — заданный минимальный уровень сигнала, $w_n(\mathbf{r})$ — n-мерная ПВ, задающая вероятностную меру в n-мерном пространстве, \mathbf{r} — вектор значений случайного процесса в n сечениях на интервале $T = t_n - t_1$.

Для примера возьмем пятимерную рэлеевскую ПВ. Процесс замираний выбран марковским с экспоненциальной функцией коэффициента корреляции, что отражено в структуре подынтегральной функции. Тогда формулу (1) можно представить в следующем виде [9]:

$$\begin{split} P_{\rm c} &= \int_{C}^{\infty} \int_{C}^{\infty} \int_{C}^{\infty} \int_{C}^{\infty} \frac{r_1 r_2 r_3 r_4 r_5}{\sigma^{10} (1 - R_0^2)^4} \times \\ &\times \exp\left\{-\frac{r_1^2 + (1 + R_0^2) r_2^2 + (1 + R_0^2) r_3^2 + (1 + R_0^2) r_4^2 + r_5^2}{2\sigma^2 (1 - R_0^2)}\right\} \times \\ &\quad \times I_0 \left[\frac{R_0 r_4 r_5}{\sigma^2 (1 - R_0^2)}\right] I_0 \left[\frac{R_0 r_3 r_4}{\sigma^2 (1 - R_0^2)}\right] \times \\ &\quad \times I_0 \left[\frac{R_0 r_2 r_3}{\sigma^2 (1 - R_0^2)}\right] I_0 \left[\frac{R_0 r_1 r_2}{\sigma^2 (1 - R_0^2)}\right] dr_1 r_2 r_3 r_4 r_5, \quad (2) \end{split}$$

где σ — среднеквадратическое отклонение процесса замираний сигнала, I_0 — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента, $R_0=R_0(\tau)==R_0(t_2-t_1)=\sqrt{R_c^2(\tau)+R_s^2(\tau)},$ где $R_c(\tau),$ $R_s(\tau)$ — функции коэффициентов корреляции квадратурных составляющих двумерного гауссовского узкополосного случайного процесса, порождающего рэлеевский случайный процесс.

Результаты расчета по формуле (1) представлены на рис. 2.

Из графика на рис. 2 следует:

1. Чем меньше отношение интервала корреляции к интервалу сеанса связи, тем меньше вероятность безобрывной связи. Показатель надежности



Рис. 2. Зависимость вероятности безобрывного приема сообщения от отношения τ_0/T

связи имеет постоянное значение, так как расчеты, проводимые на усреднении всей реализации (по одномерным ПВ), не учитывают динамических характеристик (интервал корреляции, конечный промежуток времени передачи). Таким образом, когда отношение интервала корреляции к интервалу сеанса связи невелико, показатель надежности связи не достаточно полно характеризует качество приема сообщения.

2. С увеличением отношения интервала корреляции к интервалу времени передачи сообщения график, построенный по многомерной ПВ, асимптотически стремится к параметру канала «надежность связи» [4], построенному по одномерной ПВ. Это явление показывает непротиворечивость предлагаемой методики расчета вероятности правильного приема сообщения и существующей методики расчета надежности связи при сближении условий их применимости.

3. При увеличении отношения длительности интервала корреляции к длительности интервала сообщения показатель вероятности безобрывной связи вырождается в показатель надежности связи. Тем самым показано, что надежность связи является частным случаем вероятности безобрывной связи на конечном временном интервале.

4. Проведенные вычисления в программе MathCad показывают зависимость вероятности приема сообщения от кратности интеграла при одинаковом отношении длительности интервала корреляции к длительности интервала сообщения.

Количество сечений может быть ограничено пятью, так как дальнейшее увеличение числа сечений приводит к изменению вероятности безобрывной связи менее 1% при заданном отношении длительности интервала корреляции к длительности сеанса связи [9]. При достаточно малых отношениях интервала корреляции к интервалу сеанса связи вероятность безобрывной связи, рассчитываемая по многомерной ПВ, существенно отличается от параметра надежности связи.

Заключение

Для радиоканала передачи дискретных сообщений в условиях замираний важной характеристикой является вероятность правильного приема сообщения как в отсутствии, так и при наличии организованных помех. Традиционный параметр надежности связи не тождествен этой вероятности. При определении ее необходим иной подход, а именно введение дополнительной характеристики радиоканала связи при наличии замираний. Такой характеристикой может быть вероятность безобрывной (ненарушаемой) связи при передаче дискретных сообщений конечной длительности.

Проведенные вычисления в программе MathCad показали существование зависимости вероятности безобрывного приемасообщения от кратности интеграла при одинаковом отношении интервала корреляции к интервалу сеанса связи [7]. На рис. 2 хорошо видно, что при достаточно малых отношениях интервала корреляции к интервалу сеанса связи вероятность правильного приема сообщений уменьшается, стремится к нулю. Это следует учитывать при согласовании длительности сообщений с интервалом корреляции процесса замираний.

Использование предлагаемого показателя качества связи в канале с замираниями позволяет:

- без искусственной потери пропускной способности канала обеспечить с высокой точностью поддержание требуемого качества канала в текущем (реальном) времени;
- прогнозировать вероятность правильного приема сообщения при использовании требуемых мер установления режимов передачи дискретных сообщений.

Список литературы

- 1. *Honde D.B., Theodold D.N. Devastirvatham D.N.J.* Amplitude scintillation AT 2 and 30 GHz on earth space paths. La Baule: Commission F. Colloq, 1977. P. 421–425.
- 2. *Pratt T.*, *Browning D.J.* Attenuation measurements for A 30 GHz satellite earth-path in central England. La Baule: Commission F. Colloq, 1977. P. 357–360.
- Метод прогнозирования динамики замирания сигнала на трассах Земля-космос: рекомендация МСЭ-R, 2005. Р. 1623-1. http://itu.int
- 4. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.
- 5. *Коричнев Л. П., Королев В. Д.* Статистический контроль каналов связи. М.: Радио и связь, 1989. 240 с.

- 6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е. М.: ИД «Вильямс», 2003. 1104 с.
- Распределения вероятностей, касающихся моделирования распространения радиоволн: рекомендация МСЭ-R P.1057-2. 2007. http://itu.int
- Шебакпольский М.Ф., Царев А.Б., Крахмалева М.М., Волков Э.В., Родионов А.Ю. Оптимизация сигнально-кодовых конструкций для связных радиоканалов с глубокими рэлеевскими замираниями // Труды III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». ИРЭ РАН, 2009. С. 464–469.
- Звонарев В. В., Попов А. С. Вероятность безобрывной связи как показатель эффективности канала с замираниями: тематический сборник ВА войскового ПВО ВС. Вып. 12. М., 2014. С. 55–60.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 43–60

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.396.677 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.43

Синтез устойчивого разностно-равносигнального метода автосопровождения космического аппарата цифровой антенной решеткой

С. И. Ватутин

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

e-mail: otd0943_vsi@mail.ru

Аннотация. Путем анализа возможных разновидностей равносигнальных и разностных методов автосопровождения космических аппаратов в предложенной ранее широкополосной цифровой антенной решетке синтезирован устойчивый в широком диапазоне параметров разностно-равносигнальный метод автосопровождения. Предлагаемый метод предусматривает при сопровождении по углу места электронное отклонение суммарного луча ближней и дальней половин антенного поля, определение разностного сигнала в каждой половине, а затем разности полученных разностных сигналов, которая и является управляющим сигналом сопровождения КА по углу места. Аналогично управляющим сигналом автосопровождения КА по азимуту является разность разность разностных сигналов от суммарных лучей в левой и правой половинах антенного поля. Приведены графики автосопровождения во всех рассмотренных методах. Результаты работы могут быть использованы при проектировании цифровых антенных полей.

Ключевые слова: антенная решетка, приемник, фазирование, промежуточная частота, разность хода лучей, автосопровождение, сумма, разность, равносигнальный

Development of a Stable Differential-Equisignal Method for Spacecraft Autotracking with a Digital Antenna Array

S. I. Vatutin

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

e-mail: otd0943_vsi@mail.ru

Abstract. By analyzing the possible implementations of equisignal and differential methods for spacecraft autotracking in a previously suggested broadband digital antenna array, a differential-equisignal autotracking method stable in a wide parameter range was developed. When autotracking by elevation, this method suggests an electronic displacement of the sum beam of the near and far half of the antenna field, determination of a difference signal for each half, calculation of the difference of the received deferential signals, which is the control signal for autotracking by elevation. By analogy, the control signal for autotracking by azimuth is the difference between the differential signals from the sum in the left and right halves of the antenna array. Diagrams for all the discussed methods are presented. The results of this article can be used to design digital antenna arrays.

Keywords: antenna array, receiver, phasing, intermediate frequency, path difference, autotracking, sum, difference, equisignal

В последнее десятилетие в антенной технике все большее внимание уделяется цифровым антенным решеткам (ЦАР), в которых вся тяжесть фазирования антенн перекладывается с фазовращателей и линий задержки на цифровую обработку [1]. Цифровые антенные решетки, часто называемые в зарубежной литературе «умными антеннами» (Smart Antenna), находят все большее применение в радиолокации [2-4], в связи, в том числе и в сотовой [5, 6], и в навигации [7, 8]. Вместе с тем во всех известных из литературы случаях элементарные антенны ЦАР располагаются достаточно близко друг к другу так, что для времени распространения по решетке Δt и полосы полезного сигнала Δf соблюдается условие узкополосности системы, то есть $\Delta t \cdot \Delta f \ll 1$. Однако в системах управления космическими аппаратами (KA) при построении антенного поля по условию отсутствия затенения друг друга антенны должны быть разнесены на десятки метров. Например, антенны диаметром 5 м должны быть разнесены на 40 м, чтобы не мешать друг другу по 7-градусной зоне радиовидимости. Поэтому даже для точного фазирования центральных гармоник промежуточной частоты традиционными способами при передаче телеметрической информации (ТМИ) со скоростью 0,5 Мбит/с гармоники по краям спектра, отстоящие примерно на $\Delta f = 1 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц, дадут набег фаз $\Delta \varphi = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \Delta t = 2\pi \cdot \Delta f \cdot (\Delta L/c) = 2\pi \cdot 10^6 \times$ $\times 40/(3 \cdot 10^8) = 0.27\pi$. Поскольку при детектировании гармоники симметричных частот спектра радиосигнала складываются, то подобные набеги фаз приведут к сильным искажениям передаваемых широкополосных сигналов.

Реализация простой идеи задержки принимаемых сигналов до полного совпадения наталкивается на непреодолимые технические трудности. По мнению автора, решение надо искать на путях применения дискретизации с последующей цифровой обработкой дискретных отсчетов сигналов разных антенн. При этом если нельзя сдвинуть до совпадения принимаемые сигналы, то почему бы не сдвинуть сетки импульсов дискретизации сигналов разных антенн так, чтобы взятие отсчетов происходило для разных сигналов в одном и том же фронте?

Идея метода изложена автором в работе [9], где показано устройство фазирования антенн,

схема которого представлена на рис. 1 и 2. Подробно предложенное устройство фазирования антенн описано в патенте [10].

Здесь в соответствии с азимутом и углом места цели рассчитывается сдвиг сигналов разных антенн по времени в интервалах дискретизации. Сдвиг на целую часть интервала дискретизации осуществляется за счет выборки измерений при сложении из своих массивов с соответствующими индексами, а сдвиг на дробную часть интервала дискретизации осуществляется в блоке задержки импульсов дискретизации на рис. 2.

На рис. 1 показано, что в начале зоны радиовидимости (ЗРВ) КА должны складываться дискретные отсчеты 1, в середине ЗРВ складываются отсчеты 2, а в конце ЗРВ — отсчеты 3 из массивов с индексами, соответствующими текущему набегу фаз между антеннами.

Для решения задачи автосопровождения цели (космического аппарата) необходимо сформировать два управляющих сигнала, пропорциональных отклонению суммарного луча антенного поля от цели в двух желательно ортогональных направлениях.

Принципиально возможны следующие варианты:

1. Изменяя фазовые соотношения антенн антенного поля относительно опорной антенны, качнуть суммарный луч на некоторый угол в сторону увеличения угла места луча, зафиксировать величину принимаемого сигнала, потом качнуть на тот же угол в сторону уменьшения угла места луча. Снова зафиксировать величину принимаемого сигнала, вычесть одно значение из другого, получив сигнал управления наведением антенн по углу места. Аналогично получаем управляющий сигнал наведения по азимуту.

2. Изменяя фазовые соотношения антенн антенного поля относительно опорной антенны, качнуть суммарный луч на некоторый угол в сторону увеличения угла места луча и одновременно на некоторый угол в сторону увеличения азимута. Зафиксировать величину принимаемого сигнала, потом качнуть на те же углы в сторону уменьшения угла места и азимута луча, снова зафиксировать величину принимаемого сигнала, вычесть одно значение из другого, получив сигнал управления наведением антенн синфазно по углу места и азимуту.



Рис. 1. Устройство фазирования



Рис. 2. Блок задержки импульса

Аналогично получаем управляющий сигнал противофазного наведения антенн по углу места и по азимуту, когда один угол возрастает, а другой убывает. 3. То же самое, что в методе 1, но изменяя фазовые соотношения антенн антенного поля относительно фазового центра антенного поля.

4. То же самое, что в методе 2, но изменяя фазовые соотношения антенн антенного поля относительно фазового центра антенного поля.

5. Фазы сигналов антенн поля отсчитываются относительно опорной антенны. Далее, из суммарного сигнала ближней к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал дальней от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по углу места. Аналогично из суммарного сигнала левой по отношению к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал правой по отношению к КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по азимуту.

6. Фазы сигналов всех антенн отсчитываются от фазового центра поля ЦАР. Далее, как в методе 5, из суммарного сигнала ближней к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал дальней от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по углу места. Аналогично из суммарного сигнала левой по отношению к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал правой по отношению к КА половины антенного поля

и получить тем самым управляющий сигнал по азимуту.

7. На каждой антенне к разности фаз с опорной антенной добавляется сдвиг по фазе на $+\Delta \xi$ и вычитается сдвиг по фазе $-\Delta \xi$. В случае $+\Delta \xi$ это эквивалентно электронному (то есть без изменения амплитуды сигнала) наклону диаграммы направленности антенны на некоторый угол в сторону КА, а в случае $-\Delta \xi$ это эквивалентно электронному наклону антенны на некоторый угол в сторону от КА. При этом в одном из этих случаев рассогласование диаграммы направленности по углу места усугубляется, а в другом — компенсируется. Аналогично при разбиении антенного поля на правую и левую половины сдвиги по фазе эквивалентны качанию диаграммы вправо-влево, что в одном из этих случаев ведет к усугублению рассогласования по азимуту, а в другом - к компенсации рассогласования по азимуту. Управляющими сигналами по углу места и азимуту являются формируемые далее разностные сигналы.

Далее, на каждой антенне из сигнала с положительным фазовым сдвигом на $+\Delta\xi$ вычитается сигнал с отрицательным фазовым сдвигом на $-\Delta\xi$.

Полученные разностные сигналы антенн складываются отдельно для ближней-дальней и правой-левой половин антенного поля.

Для получения управляющего сигнала по наведению антенны по направлению «ближе-дальше» из суммы разностных сигналов ближней к КА половины антенного поля вычесть сумму разностных сигналов дальней от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по углу места.

Для получения управляющего сигнала по наведению антенны по направлению «справа-слева» из суммы разностных сигналов правой по отношению к КА половины антенного поля вычесть сумму разностных сигналов левой от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по азимуту.

Общие положения

Схема антенной решетки при отсчете направлений относительно фазового центра опорной антенны A_0 представлена на рис. 3, а при отсчете



Рис. 3. Схема антенной решетки при отсчете направлений относительно фазового центра опорной антенны A_0



Рис. 4. Схема антенной решетки при отсчете направлений относительно фазового центра (ФЦ) антенной решетки

направлений относительно фазового центра (ФЦ) антенной решетки — на рис. 4.

На рис. З $\Phi_{\rm KA}$ — угол места КА, $\Psi_{\rm KA}$ — угол азимута КА. Элементарная антенна A_i , $i = 0, \ldots$ $\ldots, N - 1$, неэквидистантной цифровой антенной решетки (ЦАР) из N антенн имеет координаты (x_i, y_i, z_i) . Разность хода лучей от КА до A_i и A_0

$$\Delta R_{i0} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \mathrm{KA}) =$$

$$= L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathrm{KA}}) +$$

$$+ \cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\mathrm{KA}}) +$$

$$+ \cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\mathrm{KA}})]. \quad (1)$$

Расстояние от антенны A_0 до антенны A_i

$$L_{i0} = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}; \quad (2)$$

$$\cos(\alpha_{\rm KA}) = \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA});$$

$$\cos(\beta_{\rm KA}) = \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA});$$

$$\cos(\gamma_{\rm KA}) = \sin(\Phi_{\rm KA});$$

(3)

$$cos(\alpha_{i0}) = (x_i - x_0)/L_{i0};
cos(\beta_{i0}) = (y_i - y_0)/L_{i0};
cos(\gamma_{i0}) = (z_i - z_0)/L_{i0}.$$
(4)

Набег времени

$$\Delta T_{i0} = \Delta R_{i0}/c, \tag{5}$$

где с — скорость света в свободном пространстве.

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н A_i и A_0 на промежуточной частот
е f_n

$$\Delta \varphi_{i0} = \omega_n \cdot \Delta T_{i0} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i0}.$$
 (6)

При одновременном отклонении от направления на объект по углу места на $\Delta \Psi$ и по азимуту на угол $\Delta \Phi$ имеем:

$$\Phi_{\mathcal{H}H} = \Phi_{\mathrm{KA}} + \Delta\Phi; \quad \Psi_{\mathcal{H}H} = \Psi_{\mathrm{KA}} + \Delta\Psi, \quad (7)$$

причем результирующий угол отклонения Θ = $\arccos(\cos \Theta)$ получим, исходя из соотношения для угла между вектором диаграммы направленности и вектором направления на КА:

$$\cos \Theta = \cos(\alpha_{\text{дH}}) \cdot \cos(\alpha_{\text{KA}}) + + \cos(\beta_{\text{дH}}) \cdot \cos(\beta_{\text{KA}}) + \cos(\gamma_{\text{dH}}) \cdot \cos(\gamma_{\text{KA}}), \quad (8)$$

где в соответствии с (3):

$$\cos(\alpha_{\rm ДH}) = \cos(\Phi_{\rm KA} + \Delta\Phi) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA} + \Delta\Psi); \quad (9)$$

$$\cos(\beta_{\rm ДH}) = \cos(\Phi_{\rm KA} + \Delta \Phi) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA} + \Delta \Psi); \quad (10)$$

$$\cos(\gamma_{\rm ДH}) = \sin(\Phi_{\rm KA} + \Delta \Phi). \tag{11}$$

Амплитуда сигнала одиночной антенны при отклонении ее диаграммы на угол Θ будет равна

$$U_{c\Theta} = U_c \cdot F(\Theta), \tag{12}$$

где $F(\Theta)$ — нормированная диаграмма направленности одиночной параболической антенны, которую для оценочных расчетов аппроксимируем известным выражением [11]:

$$F(\Theta) = \exp[-a \cdot (\Theta/\Theta_{0,5})^2].$$
(13)

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.

Известно [11], что ширина диаграммы направленности антенны диаметром *D* на уровне 0,5 мощности сигнала определяется выражениями:

$$\Delta \Theta_{0,5} = 1,12 \cdot \lambda/D \text{ (рад)}$$

$$\Delta \Theta_{0,5} = 64 \cdot \lambda/D \text{ (°)}. \tag{14}$$

На рис. 4 фазовый центр (ФЦ) ЦАР имеет координаты

$$x_{\phi \mathbf{u}} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i / N; \quad y_{\phi \mathbf{u}} = \sum_{i=0}^{N-1} y_i / N; \quad z_{\phi \mathbf{u}} = \sum_{i=0}^{N-1} z_i / N.$$
(15)

Разность хода лучей от КА до A_i и до $\Phi \amalg$

$$\Delta R_{i\mu} = L_{i\mu} \cdot \cos(\angle A_i - \Phi \Pi - KA) =$$

= $L_{i\mu} \cdot [\cos(\alpha_{i\mu}) \cdot \cos(\alpha_{KA}) + \cos(\beta_{i\mu}) \cdot \cos(\beta_{KA}) +$
+ $\cos(\gamma_{i\mu}) \cdot \cos(\gamma_{KA})].$ (16)

Расстояние от антенны ФЦ до антенны A_i

$$L_{i\mu} = \sqrt{(x_i - x_{\phi\mu})^2 + (y_i - y_{\phi\mu})^2 + (z_i - z_{\phi\mu})^2}$$
(17)

$$\begin{aligned}
\cos(\alpha_{\rm KA}) &= \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA}); \\
\cos(\beta_{\rm KA}) &= \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA}); \\
\cos(\gamma_{\rm KA}) &= \sin(\Phi_{\rm KA});
\end{aligned} \tag{18}$$

$$\cos(\alpha_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}}) = (x_i - x_{\phi\mathfrak{l}\mathfrak{l}})/L_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}};$$

$$\cos(\beta_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}}) = (y_i - y_{\phi\mathfrak{l}\mathfrak{l}})/L_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}};$$

$$\cos(\gamma_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}}) = (z_i - z_{\phi\mathfrak{l}\mathfrak{l}})/L_{i\mathfrak{l}\mathfrak{l}}.$$
(19)

Набег времени относительно $\Phi {\ensuremath{\boldsymbol{U}}}$

$$\Delta T_{i\downarrow} = \Delta R_{i\downarrow}/c, \qquad (20)$$

где с — скорость света в свободном пространстве.

Сдвиг по фазе сигнала антенны A_i относительно $\Phi \amalg$ на промежуточной частоте f_n

$$\Delta \varphi_{i\mathfrak{l}} = \omega_n \cdot \Delta T_{i\mathfrak{l}} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i\mathfrak{l}}.$$
(21)

Метод № 1: раздельное качание луча ЦАР по углу места и по азимуту относительно опорной антенны

Введем обозначения: $\Delta \Phi$ — физическое отклонение диаграммы направленности (ДН) ЦАР от цели по углу места;

 $\mu-$ угол электронного отклонения ДН по углу места
 $\Phi:$

 $+\mu$ — в сторону усугубления физического отклонения ($\Delta \Phi + \mu$);

 $-\mu$ — в сторону компенсации физического отклонения ($\Delta \Phi - \mu$);

 $\Delta \Psi$ — физическое отклонение от цели по азимуту;

u — угол электронного отклонения ДН по азимуту Ψ ;

 $+\nu$ — в сторону усугубления физического отклонения ($\Delta \Psi + \nu$);

 $-\nu$ — в сторону компенсации физического отклонения ($\Delta \Psi - \nu$).

При электронном отклонении на уго
л $+\mu$ результирующие углы ДН

$$\Phi_{\text{ДH}} = \Phi_{\text{KA}} + \Delta \Phi + \mu; \quad \Psi_{\text{ДH}} = \Psi_{\text{KA}} + \Delta \Psi.$$
(1.1)

Разность хода лучей между A_i и A_0 для отклонения ДН на $+\mu$ по углу места при физических отклонениях на $\Delta\Phi$ по углу места и на $\Delta\Psi$ по азимуту

$$\Delta R_{i0+\mu} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \mathcal{A}H_{i+\mu}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathcal{A}H+\mu}) +$
+ $\cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\mathcal{A}H+\mu}) +$
+ $\cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\mathcal{A}H+\mu})];$ (1.2)

$$\cos(\alpha_{\text{ZH}+\mu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi + \mu) \cdot \sin(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi); \quad (1.3)$$

$$\cos(\beta_{\text{ДH}+\mu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi + \mu) \cdot \cos(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi); \quad (1.4)$$

$$\cos(\gamma_{\Pi H+\mu}) = \sin(\Phi_{KA} + \Delta \Phi + \mu). \tag{1.5}$$

Набег времени

$$\Delta T_{i0+\mu} = \Delta R_{i0+\mu}/c. \tag{1.6}$$

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н A_i и A_0 на промежуточной частот
е f_n

$$\Delta \varphi_{i0+\mu} = \omega_n \cdot \Delta T_{i0+\mu} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i0+\mu}.$$
 (1.7)

При электронном отклонении на угол $-\mu$ результирующие углы ДН

$$\Phi_{\text{ДH}} = \Phi_{\text{KA}} + \Delta \Phi - \mu; \quad \Psi_{\text{ДH}} = \Psi_{\text{KA}} + \Delta \Psi. \quad (1.8)$$

Разность хода лучей между A_i и A_0 для отклонения ДН на $-\mu$ по углу места при физических отклонениях на $\Delta \Phi$ по углу места и на $\Delta \Psi$ по азимуту

$$\Delta R_{i0-\mu} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \mathcal{A}H_{i-\mu}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathcal{A}H-\mu}) + \cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\mathcal{A}H-\mu}) +$
+ $\cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\mathcal{A}H-\mu})];$ (1.9)

$$\cos(\alpha_{\text{ДH}-\mu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi - \mu) \cdot \sin(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi); \quad (1.10)$$

$$\cos(\beta_{\text{ДH}-\mu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi - \mu) \cdot \cos(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi); \quad (1.11)$$

$$\cos(\gamma_{\text{ДH}-\mu}) = \sin(\Phi_{\text{KA}} + \Delta \Phi - \mu). \tag{1.12}$$

Набег времени

$$\Delta T_{i0-\mu} = \Delta R_{i0-\mu}/c. \tag{1.13}$$

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н A_i и A_0 на промежуточной частот
е f_n

$$\Delta \varphi_{i0-\mu} = \omega_n \cdot \Delta T_{i0-\mu} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i0-\mu}.$$
 (1.14)

Напряжение суммарного сигнала при электронном отклонении на $+\mu$

$$\overline{U}_{\Sigma+\mu} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\mu}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0+\mu}) \right].$$
(1.15)

Напряжение суммарного сигнала при электронном отклонении на $-\mu$

$$\overline{U}_{\Sigma-\mu} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0-\mu}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0-\mu}) \right].$$
(1.16)

Разность напряжений суммарных сигналов при электронных отклонениях на $\pm \mu$

$$\Delta \overline{U} = U_{c\Theta} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\mu}) \right] + j \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\mu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\mu}) \right] \right\}.$$
 (1.17)

Модуль напряжения автосопровождения по углу места

$$|u_{\mathrm{ac}\Phi}| = U_{c\Theta} \times \left\{ \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\mu}) \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\mu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\mu}) \right] \right\}^2 \right\}^{1/2} .$$
(1.18)

Знак напряжения сигнала автосопровождения по углу места

$$\operatorname{sign}(u_{\operatorname{ac}\Phi}) = \operatorname{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right).$$
(1.19)

Напряжение сигнала автосопровождения по углу места:

$$u_{ac\Phi} = \operatorname{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right) \cdot U_{c\Theta} \times \left(\left\{\sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right\}^{2} + \left\{\sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \sin(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right\}^{2}\right)^{1/2}.$$

$$(1.20)$$

При электронном отклонении на уго
л $+\nu$ результирующие углы ДН

$$\Phi_{\rm ДH} = \Phi_{\rm KA} + \Delta \Phi; \quad \Psi_{\rm ДH} = \Psi_{\rm KA} + \Delta \Psi + \nu. \tag{1.21}$$

Разность хода лучей между A_i и A_0 для отклонения ДН на $+\nu$ по азимуту при физических отклонениях на $\Delta \Phi$ по углу места и на $\Delta \Psi$ по азимуту

$$\Delta R_{i0+\nu} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \mathcal{A}\mathcal{H}_{i+\nu}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathcal{A}\mathcal{H}+\nu}) + \cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\mathcal{A}\mathcal{H}+\nu}) +$
+ $\cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\mathcal{A}\mathcal{H}+\nu})]; (1.22)$

$$\cos(\alpha_{\Pi H+\nu}) = \\ = \cos(\Phi_{KA} + \Delta\Phi) \cdot \sin(\Psi_{KA} + \Delta\Psi + \nu); \quad (1.23)$$

$$\cos(\beta_{\text{ДH}+\nu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi) \cdot \cos(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi + \nu); \quad (1.24)$$

$$\cos(\gamma_{\text{ДH}+\nu}) = \sin(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi). \tag{1.25}$$

Набег времени

$$\Delta T_{i0+\nu} = \Delta R_{i0+\nu}/c. \tag{1.26}$$

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н A_i и A_0 на промежуточной частот
е f_n

$$\Delta \varphi_{i0+\nu} = \omega_n \cdot \Delta T_{i0+\nu} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i0+\nu}.$$
 (1.27)

При электронном отклонении на угол $-\nu$ результирующие углы ДН

$$\Phi_{\mathcal{J}H} = \Phi_{\mathrm{KA}} + \Delta \Phi; \quad \Psi_{\mathcal{J}H} = \Psi_{\mathrm{KA}} + \Delta \Psi - \nu.$$
 (1.28)

Разность хода лучей между A_i и A_0 для отклонения ДН на $+\nu$ по азимуту при физических отклонениях на $\Delta \Phi$ по углу места и на $\Delta \Psi$ по азимуту

$$\Delta R_{i0-\nu} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \Box H_{i-\nu}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\Box H-\nu}) + \cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\Box H-\nu}) +$
+ $\cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\Box H-\nu})];$ (1.29)

$$\cos(\alpha_{\text{ДH}-\nu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi) \cdot \sin(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi - \nu); \quad (1.30)$$

$$\cos(\beta_{\text{ДH}-\nu}) = \\ = \cos(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi) \cdot \cos(\Psi_{\text{KA}} + \Delta\Psi - \nu); \quad (1.31)$$

$$\cos(\gamma_{\text{ДH}-\nu}) = \sin(\Phi_{\text{KA}} + \Delta\Phi). \tag{1.32}$$

Набег времени

$$\Delta T_{i0-\nu} = \Delta R_{i0-\nu}/c. \tag{1.33}$$

Сдвиг по фазе между сигналами антен
н A_i и A_0 на промежуточной частот
е f_n

$$\Delta \varphi_{i0-\nu} = \omega_n \cdot \Delta T_{i0-\nu} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \Delta T_{i0-\nu}.$$
 (1.34)

Напряжение суммарного сигнала при электронном отклонении на +*v*

$$\overline{U}_{\Sigma+\nu} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\nu}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0+\nu}) \right].$$
(1.35)

Напряжение суммарного сигнала при электронном отклонении на -*v*

$$\overline{U}_{\Sigma-\nu} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0-\nu}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right].$$
(1.36)

Разность напряжений суммарных сигналов при электронных отклонениях на $\pm \nu$

$$\Delta \overline{U} = U_{c\Theta} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] + j \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] \right\}.$$
 (1.37)

Модуль напряжения автосопровождения по азимуту:

$$\begin{aligned} |u_{\mathrm{ac}\Psi}| &= U_{c\Theta} \times \\ &\times \left(\left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] \right\}^2 + \\ &+ \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] \right\}^2 \right)^{1/2}. \end{aligned}$$

$$(1.38)$$

Знак напряжения сигнала автосопровождения по азимуту

$$\operatorname{sign}(u_{\operatorname{ac}\Psi}) = \operatorname{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\nu})\right]\right).$$
(1.39)

Напряжение сигнала автосопровождения по азимуту

$$u_{\mathrm{ac}\Psi} = \mathrm{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\nu})\right]\right) \cdot U_{c\Theta} \times U_{c\Theta} + U_{cO} + U_{cO}$$

$$\times \left(\left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\nu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\nu}) \right] \right\}^2 \right)^{1/2}.$$
(1.40)

Итак, финальные выражения (1.20) и (1.40) дают оценки напряжений управляющих сигналов наведения антенн на КА по углу места Φ и азимуту Ψ по методу № 1 раздельного электронного качания луча решетки на угол $\pm \mu$ по углу места и на угол $\pm \nu$ по азимуту.

Для оценки эффективности методов автосопровождения смоделируем зависимости от дискретного времени $\Delta t \cdot k, \ k = 0, 1, 2, \ldots$, угла места $\Phi_{\rm KA}$ и азимута $\Psi_{\rm KA}$ космического аппарата при движении по круговой орбите высотой H и соответствующего изменения угла места $\Phi_{\rm ZH}$ и азимута $\Psi_{\rm ZH}$ диаграммы направленности каждой антенны решетки в соответствии с выражениями

$$\Phi_{\operatorname{ДH}k} = \Phi_{\operatorname{ДH}k-1} + K_{\Phi} \cdot u_{\operatorname{ac}\Phi k} \tag{1.41}$$

$$\Delta \Phi_k = \Phi_{\mathrm{KA}k} - \Phi_{\mathrm{KA}k-1} \tag{1.42}$$

$$\Psi_{\mathrm{ДH}\,k} = \Psi_{\mathrm{ДH}\,k-1} + K_{\Psi} \cdot u_{\mathrm{ac}\Psi k} \tag{1.43}$$

$$\Delta \Psi_k = \Psi_{\mathrm{KA}k} - \Psi_{\mathrm{KA}k-1}. \tag{1.44}$$

Здесь K_{Φ} и K_{Ψ} — коэффициенты передачи системы автосопровождения по углу места и азимуту соответственно.

Исходя из геометрических соотношений на рис. 1.1 и 1.2 нетрудно показать, что зависимости угла места $\Phi(t)$ и азимута $\Psi(t)$ от времени с момента прохождения КА восходящего узла определяются выражениями

$$\Phi(t) = \arcsin\left(\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \cos i - \frac{R}{R+H} \right) \left(\left[\cos(\omega_{\kappa a}t)\right]^2 + \left[\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \sin i\right]^2 + \left[\cdot \sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \cos i - \frac{R}{R+H} \right]^2 \right)^{1/2} \right), \quad (1.45)$$

$$\Psi(t) = \arcsin\frac{\cos(\omega_{\kappa a}t)}{\sqrt{\left[\cos(\omega_{\kappa a}t)\right]^2 + \left[\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \sin i\right]^2}}.$$

(1.46)



Рис. 1.1. Связь между направлениями на КА от наблюдателя и из центра Земли при пролете через зенит наблюдателя



Рис. 1.2. Орбита КА в профиль с отклонением от зенита наблюдателя

При этом азимут начала $\Psi_{\rm H3}$ и конца $\Psi_{\rm K3}$ зоны радиовидимости определяется выражениями:

$$\Psi_{\rm H3} = \arcsin \frac{\cos \alpha_0}{\sqrt{[\cos \alpha_0]^2 + [\sin \alpha_0 \cdot \sin i]^2}}, \quad (1.47)$$
$$\Psi_{\rm K3} = \arcsin \frac{\cos(\pi - \alpha_0)}{\sqrt{[\cos(\pi - \alpha_0)]^2 + [\sin(\pi - \alpha_0) \cdot \sin i]^2}}. \quad (1.48)$$

Графики автосопровождения по углу места и азимуту по равносигнальному методу № 1 представлены на рис. 1.3.



Рис. 1.3. Графики автосопровождения по углу места и азимуту по равносигнальному методу № 1

Из рис. 1.3 видно, что автосопровождение по методу 1 срывается при подходе к зениту, где этот метод нечувствителен к изменению азимута.

Вывод простой: надо смотреть альтернативные методы автосопровождения ЦАР.

Метод № 2: совместное качание луча по углу места и по азимуту относительно опорной антенны

Напряжение сигнала автосопровождения по оси $+45^\circ$

$$u_{\mathrm{ac}\Phi} = \mathrm{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu-\nu})\right]\right) \times \left(\left\{\sum_{i=1}^{N-1}\left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu-\nu})\right]\right\}^{2} + \left\{\sum_{i=1}^{N-1}\left[\sin(\Delta\varphi_{i0+\mu+\nu}) - \sin(\Delta\varphi_{i0-\mu-\nu})\right]\right\}^{2}\right)^{1/2}.$$

$$(2.1)$$

Напряжение сигнала автосопровождения по оси -45° :

$$u_{\rm ac-45^{\circ}} = \\ = \operatorname{sign}\left(\left[\cos(\Delta\varphi_{i0-\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0+\mu-\nu})\right]\right) \times \\$$

$$\times \left(\left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i0-\mu+\nu}) - \cos(\Delta \varphi_{i0+\mu-\nu}) \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i0-\mu+\nu}) - \sin(\Delta \varphi_{i0+\mu-\nu}) \right] \right\}^2 \right)^{1/2}.$$
(2.2)

Графики автосопровождения по оси $+45^{\circ}$ и по оси -45° по равносигнальному методу № 2 представлены на рис. 2.1 для всей зоны радиовидимости и на рис. 2.2 для околозенитной области. Здесь тщательно подобраны параметры: $\mu = 0,5^{\circ}$, $\nu = 0,75^{\circ}$, $K_{\Phi} = 0,009$, $K_{\Psi} = 0,05$.

Анализ рис. 2.1 показывает, что автосопровождение по 2-му методу при тщательном подборе параметров (размаха отклонения и коэффициентов передачи по углу места и азимута) позволяет пройти околозенитную область ЗРВ, но малейшее отклонение от эмпирически найденного удовлетворительного набора параметров ведет к рассогласованию системы автосопровождения ЦАР. Для полноты



Рис. 2.1. Графики автосопровождения для всей зоны радиовидимости



Рис. 2.2. Графики автосопровождения для околозенитной области

картины остается проверить разновидности методов 1 и 2 при отсчете фазовых сдвигов в антеннах относительно фазового центра решетки.

Метод № 3: раздельное качание луча по углу места и азимуту относительно фазового центра ЦАР

Фазовый центр (ФЦ) ЦАР имеет координаты:

$$x_{\phi\mu} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i / N; \quad y_{\phi\mu} = \sum_{i=0}^{N-1} y_i / N; \quad z_{\phi\mu} = \sum_{i=0}^{N-1} z_i / N.$$
(3.1)

Напряжение сигнала автосопровождения по углу места

$$u_{ac\Phi} = \operatorname{sign}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i\mathfrak{u}+\mu}) - \cos(\Delta\varphi_{i\mathfrak{u}-\mu})\right]\right) \times U_{c\Theta} \cdot \left(\left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right\}^{2} + \left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\sin(\Delta\varphi_{i0+\mu}) - \sin(\Delta\varphi_{i0-\mu})\right]\right\}^{2}\right)^{1/2}.$$

$$(3.2)$$

Напряжение сигнала автосопровождения по азимуту

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{ac}\Psi} &= \operatorname{sign}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\nu})\right]\right) \times \\ &\times U_{c\Theta} \cdot \left(\left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\nu})\right]\right\}^2 + \right. \\ &\left. + \left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\sin(\Delta\varphi_{i0+\nu}) - \sin(\Delta\varphi_{i0-\nu})\right]\right\}^2\right)^{1/2}. \end{aligned}$$
(3.3)

Результаты моделирования системы автосопровождения по методу 3 с параметрами метода 1 ($\mu = 1,7^{\circ}, \nu = 5,5^{\circ}, K_{\Phi} = 0,005, K_{\Psi} = 0,005$) представлены на рис. 3.1 для всей ЗРВ и на рис. 3.2 для околозенитной области.



Рис. 3.1. Графики автосопровождения для всей зоны радиовидимости



Рис. 3.2. Трафики автосопровождения для околозенит ной области

Если не подбирать тщательно параметры, то результат аналогичен методу 1: автосопровождение по методу 3 срывается при подходе к зениту, где этот метод нечувствителен к изменению азимута. Это наводит на мысль о целесообразности разработки метода 4, который является усовершенствованием метода 2 одновременного качания по углу места и азимута сначала под углом $+45^{\circ}$, а потом под углом -45° .

Метод № 4: одновременное качание луча по углу места и азимуту относительно фазового центра сначала под углом +45°, а потом под углом -45°

Напряжение сигнала автосопровождения по оси +45°

$$u_{ac\Phi} = \\ = \operatorname{sign}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i\mu+\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i\mu-\mu-\nu})\right]\right) \times \\$$

$$\times U_{c\Theta} \times \left\{ \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta \varphi_{i\mathfrak{u}+\mu+\nu}) - \cos(\Delta \varphi_{i\mathfrak{u}-\mu-\nu}) \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sin(\Delta \varphi_{i\mathfrak{u}+\mu+\nu}) - \sin(\Delta \varphi_{i\mathfrak{u}-\mu-\nu}) \right] \right\}^2 \right\}^{1/2},$$

$$(4.1)$$

$$u_{\mathrm{ac}-45^{\circ}} = \operatorname{sign}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}-\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}+\mu-\nu})\right]\right) \cdot U_{c\Theta} \times \left(\left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}-\mu+\nu}) - \cos(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}+\mu-\nu})\right]\right\}^{2} + \left\{\sum_{i=0}^{N-1} \left[\sin(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}-\mu+\nu}) - \sin(\Delta\varphi_{i\mathrm{u}+\mu-\nu})\right]\right\}^{2}\right)^{1/2}.$$

$$(4.2)$$

Графики автосопровождения по оси $+45^{\circ}$ и по оси -45° по равносигнальному методу № 4 в широком диапазоне углов качания по азимуту представлены на рис. 4.1, 4.2. Метод 4 сохраняет устойчивость в достаточно широком диапазоне параметров. Так, по азимутальному углу качания ν устойчивость метода сохраняется от $\nu = 0.84^{\circ}$ до $\nu = 2.8^{\circ}$ для сопровождения по всей ЗРВ и до $\nu = 3.3^{\circ}$ для сопровождения в околозенитной зоне.

Вместе с тем метод 4 обладает общим недостатком методов сопровождения по отклонению



Рис. 4.1. Графики автосопровождения для всей зоны радиовидимости ($\mu=0,5^\circ,\ \nu=0,9^\circ,\ K_\Phi=-0,009,\ K_\Psi=-0,05,\ K_{+45}=-0,55,\ K_{-45}=0,55$)



Рис. 4.2. Графики автосопровождения для околозенитной области ($\mu = 0,5^{\circ}, \nu = 0,9^{\circ}, K_{\Phi} = -0,009, K_{\Psi} = -0,05, K_{+45} = -0,55, K_{-45} = 0,55$)

углов места и азимута, а именно: изменение углов места и азимута ведет к необходимости синхронного пересчета и изменения фазовых сдвигов на устройстве фазирования антенн. Поэтому целесообразно рассмотреть семейство равносигнальных методов на фоне разностных методов автосопровождения цели цифровой антенной решеткой.

Метод № 5: разностный с опорной антенной

Идея метода: 1) из суммарного сигнала ближней к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал дальней от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по углу места;

2) из суммарного сигнала левой по отношению к КА половины антенного поля вычесть суммарный сигнал правой по отношению к КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по азимуту.

Как определить состав антенн «ближе– дальше» и «справа–слева» при постоянно изменяющемся азимуте КА?

С понятиями «ближе-дальше» проще. Достаточно по направляющим косинусам рассчитать косинус разности азимутов антенны и КА. Если знак этого косинуса больше нуля (угол между азимутами меньше 90°), то антенна в ближней половине, если меньше нуля (угол между азимутами больше 90°), то антенна в дальней половине. Расстояние от антенны $\Phi \amalg$ до антенны A_i

$$L_{i\mu} = \sqrt{(x_i - x_{\phi\mu})^2 + (y_i - y_{\phi\mu})^2 + (z_i - z_{\phi\mu})^2};$$
(5.1)

$$\cos(\alpha_{\rm KA}) = \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \sin(\Psi_{\rm KA}); \qquad (5.2)$$

$$\cos(\beta_{\rm KA}) = \cos(\Phi_{\rm KA}) \cdot \cos(\Psi_{\rm KA}); \qquad (5.3)$$

$$\cos(\gamma_{\rm KA}) = \sin(\Phi_{\rm KA}), \qquad (3.4)$$

$$\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) = (x_i - x_{\mathfrak{q}\mathfrak{u}})/L_{i\mathfrak{u}}; \tag{3.3}$$

$$\cos(\beta_{i\downarrow}) = (y_i - y_{\phi\downarrow})/L_{i\downarrow};$$
 (5.6)

$$\cos(\gamma_{i\downarrow\downarrow}) = (z_i - z_{\phi\downarrow\downarrow})/L_{i\downarrow\downarrow}.$$
(5.7)

На горизонтальной плоскости

$$\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}\Gamma}) = (x_i - x_{\varphi\mathfrak{u}})/L_{i\mathfrak{u}\Gamma} =$$

= $(x_i - x_{\varphi\mathfrak{u}})/(L_{i\mathfrak{u}} \cdot \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}})) = \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}})/\sin(\gamma_{i\mathfrak{u}});$
(5.8)

$$\cos(\beta_{i\mu\Gamma}) = (y_i - y_{\phi\mu})/L_{i\mu\Gamma} =$$

$$= (y_i - y_{\phi\mu})/(L_{i\mu} \cdot \cos(\gamma_{i\mu})) = \cos(\beta_{i\mu})/\sin(\gamma_{i\mu});$$
(5.9)
(5.9)

$$\cos(\alpha_{\rm KA\Gamma}) \equiv \sin(\Psi_{\rm KA}); \qquad (5.10)$$

$$\cos(\beta_{\text{KA}\Gamma}) = \cos(\Psi_{\text{KA}}); \qquad (5.11)$$

$$\begin{aligned} \cos[\angle(\text{азимут KA} - \text{азимут A}_{i})] &= \\ &= \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}\Gamma}) \cdot \cos(\alpha_{KA\Gamma}) + \cos(\beta_{i\mathfrak{u}\Gamma}) \cdot \cos(\beta_{KA\Gamma}) = \\ &= \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{KA}) + \\ &+ \cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{KA}). \end{aligned}$$
(5.12)

Отсюда условие «ближе-дальше»:

F //

если $\cos(\angle($ азимут КА – азимут $A_i)) > 0,$ то A_i ближе, чем ФЦ; (5.13)

если $\cos(\angle($ азимут КА – азимут $A_i)) < 0,$ то A_i дальше, чем ФЦ. (5.14)

Для понятий «справа-слева» справедливо следующее правило:

если
$$\sin(\angle($$
азимут КА – азимут $A_i)) > 0,$
то A_i левее, чем ФЦ; (5.15)
если $\sin(\angle($ азимут КА – азимут $A_i)) < 0,$

то A_i правее, чем ФЦ. (5.16)

Однако синус угла между векторами вычислять гораздо сложнее, поэтому сведем вычисление

синуса к вычислению косинуса, используя следующие формулы приведения:

$$\cos(\varphi + \pi/2) = -\sin(\varphi); \qquad (5.17)$$

$$\sin(\varphi + \pi/2) = \cos(\varphi). \tag{5.18}$$

Используя (5.18), получаем:

$$\sin[\angle($$
азимут КА – азимут $A_i)] =$
= $-\cos\{\angle[($ азимут КА + $\pi/2)$ – азимут $A_i]\}.$
(5.19)

С учетом (5.13) из (5.20) получаем:

$$\begin{split} \sin[\angle(\text{азимут KA} - \text{азимут } A_i)] &= \\ &= -\{\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}})/\sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}} + \pi/2) + \\ &+ \cos(\beta_{i\mathfrak{u}})/\sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}} + \pi/2)\}. \end{split}$$
(5.20)

С учетом (5.17) и (5.18) из (5.20) получаем:

$$sin[\angle(азимут KA - азимут A_i)] =
= -\cos(\alpha_{iu})/\sin(\gamma_{iu}) \cdot \cos(\Psi_{KA}) +
+ \cos(\beta_{iu})/\sin(\gamma_{iu}) \cdot \sin(\Psi_{KA}). \quad (5.21)$$

Теперь определим разности суммарных сигналов ближней-дальней и правой-левой половин антенного поля с опорной антенной.

Разность напряжений между ближней и дальней половинами поля ЦАР:

$$\begin{split} \Delta \overline{U}_{\mathrm{B-A}} &= U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) + \right. \\ &+ \left. \cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \left. \cos(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \times \\ &\times \left[\left. \cos(\Delta \varphi_{i0}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0}) \right] . \end{split}$$

Модуль напряжения автосопровождения по углу места

$$\begin{split} |u_{\mathrm{ac}\Phi}| &= U_{c\Theta} \times \\ & \times \left(\left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mathrm{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) + \right. \right. \right. \\ & \left. + \cos(\beta_{i\mathrm{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathrm{u}}) \right\} \cdot \cos(\Delta \varphi_{i0}) \right\}^2 + \end{split}$$

$$+ \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) + \cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \cdot \sin(\Delta\varphi_{i0}) \right\}^{2} \right\}^{1/2} .$$
(5.23)

Знак напряжения сигнала автосопровождения по углу места определяется косинусной составляющей разностного сигнала:

$$SIGN(u_{ac\Phi}) =$$

$$= SIGN\left(\sum_{i=0}^{N-1} SIGN\left\{\left[\cos(\alpha_{iu}) \cdot \sin(\Psi_{KA}) + \cos(\beta_{iu}) \cdot \cos(\Psi_{KA})\right] / \sin(\gamma_{iu})\right\} \cdot \cos(\Delta\varphi_{i0})\right).$$
(5.24)

Напряжение сигнала автосопровождения по углу места

$$u_{ac\Phi} = SIGN(u_{ac\Phi}) \cdot |u_{ac\Phi}|.$$
 (5.25)

Разность напряжений между правой и левой половинами поля ЦАР

$$\Delta \overline{U}_{\Pi-\Pi} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \text{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{ll}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \cos(\alpha_{i\mathfrak{ll}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \cos(\gamma_{i\mathfrak{ll}}) \right\} \times \left[\cos(\Delta \varphi_{i0}) + j \cdot \sin(\Delta \varphi_{i0}) \right]. \quad (5.26)$$

Модуль напряжения автосопровождения по азимуту

$$|u_{\mathrm{ac}\Psi}| = U_{c\Theta} \times \\ \times \left(\left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \right. \right. \right. \\ \left. - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \cdot \cos(\Delta\varphi_{i0}) \right\}^{2} + \\ \left. + \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \right. \right. \\ \left. - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \cdot \sin(\Delta\varphi_{i0}) \right\}^{2} \right\}^{1/2} .$$

$$(5.27)$$

Знак напряжения сигнала автосопровождения по азимуту определяется косинусной составляющей разностного сигнала:

$$\begin{aligned} \operatorname{SIGN}(u_{\operatorname{ac}\Psi}) &= \\ &= \operatorname{SIGN}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN}\left\{\left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\operatorname{KA}}) - \right. \right. \\ &\left. - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}})\cos(\Psi_{\operatorname{KA}})\right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}})\right\} \cdot \cos(\Delta\varphi_{i0}) \right) \end{aligned}$$

$$(5.28)$$

Напряжение сигнала автосопровождения по азимуту

$$u_{\mathrm{ac}\Phi} = \mathrm{SIGN}(u_{\mathrm{ac}\Psi}) \cdot |u_{\mathrm{ac}\Psi}|. \tag{5.29}$$

Графики автосопровождения по углу места и азимуту по равносигнальному методу № 5 представлены на рис. 5.1 и 5.2.

При тщательном подборе параметров метод 5 начинает работать в околозенитной области (рис. 5.2), но не работает по всей ЗРВ (рис. 5.1). Вывод: методу 5 не хватает чувствительности. Поэтому рассмотрим модификацию метода 5 с фазовым центром.

Метод № 6: разностный с фазовым центром

Идея метода: фазы сигналов всех антенн отсчитываются от фазового центра поля ЦАР. Далее — как в методе 5.



Рис. 5.1. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 5 по всей ЗРВ ($K_{\Phi}=0,007,~K_{\Psi}=0,003)$

Графики автосопровождения по углу места и азимуту по равносигнальному методу № 5 представлены на рис. 6.1.

Из графиков рис. 6.1 видно, что чисто разностный метод по фазовому центру не дает повышения чувствительности.

Вывод: целесообразно рассмотреть разностноравносигнальные методы.

Метод № 7: разностноравносигнальный с опорной антенной

Идея метода:

1) на каждой антенне к разности фаз с опорной антенной добавляется сдвиг по фазе на $+\Delta\xi$ и вычитается сдвиг по фазе $-\Delta\xi$. В случае $+\Delta\xi$ это эквивалентно электронному (то есть без изменения амплитуды сигнала) наклону диаграммы направленности антенны на некоторый угол в сторону КА, а в случае $-\Delta\xi$ — эквивалентно электронному наклону антенны на некоторый угол в сторону от КА.

При этом в одном из этих случаев рассогласование диаграммы направленности по углу места усугубляется, а в другом — компенсируется. Аналогично при разбиении антенного поля на правую и левую половину сдвиги по фазе эквивалентны качанию диаграммы вправо-влево, что в одном из этих случаев ведет к усугублению рассогласования по азимуту, а в другом — к компенсации рассогласования по азимуту. Управляющими сигналами по



Рис. 5.2. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 5 в околозенитной области ($K_{\Phi}=-0,0015,$ $K_{\Psi}=-0,0055$)



Рис. 6.1. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 6 по всей ЗРВ ($K_{\Phi}=-0,0015,~K_{\Psi}=-0,0055$)

углу места и азимуту являются формируемые далее разностные сигналы;

2) на каждой антенне из сигнала с положительным фазовым сдвигом на $+\Delta\xi$ вычитается сигнал с отрицательным фазовым сдвигом на $-\Delta\xi$;

 полученные разностные сигналы антенн складываются отдельно для ближней-дальней и правой-левой половины антенного поля;

4) для получения управляющего сигнала по наведению антенны по направлению «ближе– дальше» из суммы разностных сигналов ближней к КА половины антенного поля вычесть сумму разностных сигналов дальней от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по углу места;

5) для получения управляющего сигнала по наведению антенны по направлению «справа– слева» из суммы разностных сигналов правой по отношению к КА половины антенного поля вычесть сумму разностных сигналов левой от КА половины антенного поля и получить тем самым управляющий сигнал по азимуту.

Разностный сигнал на антенне

$$\begin{split} \Delta \overline{U}_{i0+\xi-(-\xi)} &= U_{c\Theta} \cdot \big\{ \cos(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\xi}) + \\ &+ j \cdot \big[\sin(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \big] \big\}. \end{split} \tag{7.1}$$

Разность сумм разностных сигналов между ближней и дальней половинами поля ЦАР

$$\begin{split} \Delta \overline{U}_{\mathrm{B-H}} &= U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) + \right. \\ &+ \cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \cos(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \times \\ &\times \left\{ \cos(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\xi}) + \right. \end{split}$$

$$+ j \cdot \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}.$$
 (7.2)

Модуль сигнала автосопровождения по углу места

$$|u_{ac\Phi}| = U_{c\Theta} \cdot \left(\left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mu}) \cdot \sin(\Psi_{KA}) + \cos(\beta_{i\mu}) \cdot \cos(\Psi_{KA}) \right] / \sin(\gamma_{i\mu}) \right\} \times \right. \\ \left. \times \left[\cos(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}^{2} + \left. \left. + \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mu}) \cdot \sin(\Psi_{KA}) + \cos(\beta_{i\mu}) \cdot \cos(\Psi_{KA}) \right] / \sin(\gamma_{i\mu}) \right\} \times \right. \\ \left. \times \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}^{2} \right)^{1/2} . \quad (7.3)$$

Здесь следует учесть, что для опорной антенны $\Delta T_{00} = 0$ и, следовательно, $\Delta \varphi_{00} = 0$.

Знак сигнала автосопровождения по углу места определяется косинусной составляющей разностного сигнала

$$\begin{aligned} \operatorname{SIGN}(u_{\operatorname{ac}\Phi}) &= \\ &= \operatorname{SIGN}\left(\sum_{i=0}^{N-1} = \operatorname{SIGN}\left\{\left[\cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\operatorname{KA}}) + \right. \\ &+ \cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\operatorname{KA}})\right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}})\right\} \times \\ &\times \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\xi})\right] \right). \end{aligned} \tag{7.4}$$

Напряжение сигнала автосопровождения по углу места

$$u_{ac\Phi} = SIGN(u_{ac\Phi}) \cdot |u_{ac\Phi}|.$$
 (7.5)

Разность сумм разностных сигналов между правой и левой половинами поля ЦАР

$$\Delta \overline{U}_{\mathrm{B-A}} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN} \left\{ \left[\cos(\alpha_{i\mathrm{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) + \cos(\beta_{i\mathrm{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \cos(\gamma_{i\mathrm{u}}) \right\} \times \left\{ \cos(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\xi}) + j \cdot \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}, \quad (7.6)$$

$$\Delta \overline{U}_{\Pi-\Pi} = U_{c\Theta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \text{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{KA}) - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{KA}) \right] / \cos(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \times \left\{ \cos(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta \varphi_{i0-\xi}) + j \cdot \left[\sin(\Delta \varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta \varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}.$$
(7.7)

Модуль напряжения автосопровождения по азимуту

$$|u_{ac\Psi}| = U_{c\Theta} \cdot \left(\left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \times \right. \\ \left. \times \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}^{2} + \left. + \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{SIGN} \left\{ \left[\cos(\beta_{i\mathfrak{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \cos(\alpha_{i\mathfrak{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}}) \right] / \sin(\gamma_{i\mathfrak{u}}) \right\} \times \right. \\ \left. \times \left[\sin(\Delta\varphi_{i0+\xi}) - \sin(\Delta\varphi_{i0-\xi}) \right] \right\}^{2} \right)^{1/2}.$$
(7.8)

Здесь следует учесть, что для опорной антенны $\Delta T_{00} = 0$ и, следовательно, $\Delta \varphi_{00} = 0$.

Знак напряжения сигнала автосопровождения по азимуту определяется косинусной составляющей разностного сигнала

$$\begin{split} \mathrm{SIGN}(u_{\mathrm{ac}\Psi}) &= \\ &= \mathrm{SIGN}\left(\sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{SIGN}\left\{\left[\cos(\beta_{i\mathrm{u}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{KA}}) - \right. \\ &\left. -\cos(\alpha_{i\mathrm{u}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{KA}})\right] / \sin(\gamma_{i\mathrm{u}})\right\} \times \\ &\left. \times \left[\cos(\Delta\varphi_{i0+\xi}) - \cos(\Delta\varphi_{i0-\xi})\right]\right). \end{split} \tag{7.9}$$

Напряжение сигнала автосопровождения по азимуту

$$u_{\mathrm{ac}\Phi} = \mathrm{SIGN}(u_{\mathrm{ac}\Psi}) \cdot |u_{\mathrm{ac}\Psi}|.$$
 (7.10)

Графики автосопровождения по углу места и азимуту по разностному равносигнальному методу № 7 представлены на рис. 7.1 и 7.2.

Метод работает устойчиво в достаточно широком диапазоне коэффициентов передачи по углу места и азимута, а также амплитуд отклонения



Рис. 7.1. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 7 по всей ЗРВ ($K_{\Phi}=-0,003,~K_{\Psi}=-0,008,~\xi=16,2^\circ,~\Phi_{\Pi}=74,8^\circ$)



Рис. 7.2. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 7 в околозенитной области ($K_{\Phi}=-0,003,$ $K_{\Psi}=-0,008,$ $\xi=16,2^{\circ},$ $\Phi_{\Pi}=74,8^{\circ})$

фазы сигнала относительно указанной на рис. 7.1 и 7.2 рабочей точки, а именно для орбиты с углом на параметре $\Phi_{\rm n} = 74,8^{\circ}$ в диапазоне Д2, что соответствует отклонению от зенита на ширину диаграммы направленности в диапазоне М1:

$$K_{\Phi} =$$
 от -0,0009 до -0,0075;
 $K_{\Psi} =$ от -0,0045 до -0,011;
 $\xi =$ от 9,18° до 22,86°.

Анализа разновидности метода с отсчетом фазовых сдвигов антенн относительно фазового центра не требуется, так как в методах автосопровождения с использованием фазового центра нечем измерять опорный сигнал в фазовом центре, в то время как в методах с опорной антенной все сигналы физически осязаемы, причем для автосопровождения цели антенным полем на базе ЦАР на каждой антенне достаточно иметь три АЦП соответственно с тремя блоками фазирования.

Номер антенны	X	Y	Z	L_{i0}	$\cos \alpha_{i0}$	$\cos\beta_{i0}$	$\cos\gamma_{i0}$
0	0	0	0	0			
1	45	0	3	45,09989	0,997785	0	0,066519
2	43	37	2	56,76266	0,75754	0,651836921	0,035234
3	0	38	4	38,20995	0	0,994505453	0,104685
4	21	-19	3,5	28,53507	0,735937	-0,66584741	0,122656
5	67	20	5	70,09993	0,955778	0,285306995	0,071327
6	24	59	1	63,70243	0,376752	0,926181262	0,015698
7	-22	21	2	30,4795	-0,7218	0,688987651	0,065618

Таблица. Координаты, расстояния и направляющие косинусы антенн



Рис. 7.3. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 7 по средней части ЗРВ ($K_{\Phi}=-0,003,~K_{\Psi}=$ = -0,008, $\xi=18^{\circ},~\Phi_{\Pi}=87,04^{\circ}$)



Рис. 7.4. Автосопровождение по углу места и азимуту методом 7 в околозенитной области ($K_{\Phi}=-0,003,$ $K_{\Psi}=-0,008,$ $\xi=16,2^{\circ},$ $\Phi_{\Pi}=87,04^{\circ})$

Как показано на рис. 7.3 и 7.4, метод 7 вполне успешно работает в околозенитной области при угле на параметре $\Phi_{\pi} = 87,04^{\circ}$, что соответствует отклонению от зенита на ширину диаграммы направленности в диапазоне Д1. Возможен вариант реализации разностно-равносигнального метода с электронным качанием отклонением луча и расположением половин антенного поля под углом 45°, но проведенное моделирование показало худшие характеристики такого варианта по сравнению с описанным в данном разделе.

Отметим, что представленные графики рассчитаны для антенного поля из 8 антенн с разбросом координат, показанным в таблице.

Расчеты проведены для неровного поля с перепадом высот в 5 м. Интересно, что неровности рельефа мало влияют на прохождение зенита.

Таким образом, путем анализа возможных вариантов реализации синтезирован разностно-равносигнальный метод автосопровождения цели неэквидистантной широкополосной цифровой антенной решеткой с опорной антенной, устойчивый во всей зоне радиовидимости космического аппарата, включая околозенитную область, и нечувствительный к неровностям поверхности антенного поля.

Список литературы

- 1. Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля, 2008, № 4. С. 10–15.
- Волощук И.В., Королев Н.А., Никитин Н.М., Солощев О.Н., Шацман Л.Г., Алесин А.М. Развитие радиолокационных средств боевых кораблей на основе технологии цифровых антенных решеток // Збірник наукових праць Севастопольського військово-морського ордена Червоної Зірки

інституту ім. П.С. Нахімова. Севастополь: CBMI ім. П.С. Нахімова, 2007. Вип. 2(12). 260 с.

- 3. *Skolnik M.I.* Radar Handbook. Third Ed. McGraw-Hill Book Company, May 11 2008, ISBN 0071485473.
- 4. Слюсар В. Цифровые антенные решетки: будущее радиолокации // Электроника: наука, технология, бизнес, 2001, № 3. С. 42–46.
- Слюсар В. SMART-антенны пошли в серию // Электроника: наука, технология, бизнес, 2004, № 2. С. 62–65.
- 6. The Path to 4G Mobile // Communications Week International, 2001, Issue 260.
- 7. Слюсар В. Цифровые антенные решетки решения задач GPS // Электроника: наука, технология, бизнес, 2009, № 1. С. 74–78.
- Backen S., Akos D. M. Research Report «GNSS Antenna Arrays. Hardware requirements for algorithm implementation» / Lulea University of Technology. Department of Computer Science and Electrical Engineering. April 4, 2006. http://epubl.ltu.se/1402-1528/2006/13/LTU-FR-0613-SE.pdf

- Ватутин С.И., Зайцев О.В. Применение многоканальных цифровых приемных устройств для создания антенных полей НАКУ КА. Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии. 2013. VI Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий». 5–7 июня 2013 г. М.: 2014. С. 103–120.
- 10. Ватутин С.И., Зайцев О.В. Патент на изобретение № 2594385 «Способ обработки широкополосных сигналов и устройство фазирования антенн приема широкополосных сигналов, преимущественно для антенн неэквидистантной решетки». Патентообладатель: ОАО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем» (ОАО «Российские космические системы»). Заявка № 2015119423. Приоритет изобретения 25 мая 2015 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 22 июня 2016 г.
- 11. Фролов О.П. Антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь, 2000. 376 с.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 61–67

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ———

УДК 62-791.2 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.61

Радиопередающее устройство с частотной модуляцией и временным разделением каналов для высокоинформативных телеметрических систем

Н. В. Грибков, А. В. Бобылев, Ю. А. Юрков, С. Ю. Жуковский, В. Н. Грибков¹

¹к.т.н. АО «НПО ИТ», Россия

e-mail: Gribkov_n@npoit.ru

Аннотация. Рассматриваемое устройство относится к технике связи для применения в радиотелеметрических системах передачи информации с частотной модуляцией и временным разделением каналов. В статье рассматривается метод формирования информационных потоков с удвоенной информативностью — 2×640 кГц в структуре телеметрической системы типа «CKУT-40». Использованные схемотехнические решения позволяют уменьшить влияние переходных помех на границах формирования измерительных и служебных сигналов на номинальное значение опорной несущей частоты. Сформированные телеметрические потоки переданы по радиоканалу с помощью доработанного штатного радиопередающего устройства типа УПМ и приняты приемо-регистрирующей аппаратурой типа ПРА «Вектор» на двух несущих частотах. Результатом предлагаемых технических решений является существенное увеличение (в 2 раза) информативности радиоканала типа «СКУТ-40», что делает весьма перспективным практическое внедрение достигнутого технического задела в существующие комплексы телеметрических измерений.

Ключевые слова: информативность радиоканала, переходной процесс, несущая частота, бортовая радиотелеметрическая система

Radio Transmitter with Frequency Modulation and Time Division of Channels for High-Information Telemetry Systems

N. V. Gribkov, A. V. Bobylev, Yu. A. Yurkov, S. Yu. Zhukovskiy, V. N. Gribkov¹

¹candidate of engineering science Stock company "Scientific-production Association measuring equipment", Russia

e-mail: Gribkov_n@npoit.ru

Abstract. The paper studies a communication device that is applied in radio telemetry systems for information transfer with frequency modulation and time division of channels. The method for forming a data flow with the doubled informational content $(2 \times 640 \text{ kHz})$ in the telemetry system structure of the "SKUT-40" type is considered in the article. The employed circuit engineering solutions make it possible to reduce the effect of crosstalks at the borders of forming measured and service signals upon the nominal value of the reference frequency. The created data flows are transmitted over a radio channel through the modified standard radio transmitter of the UPM type and received by receiving and recording equipment like "Vector" at two carrier frequencies. The result of the proposed technical solutions is the essential increase (by 2 times) of information content of the radio channel of the "SKUT-40" type that is a contributing factor for rather promising practical implementation of the reached technical baseinto the existing complexes of telemetry measurements.

Keywords: radio channel information content, transient process, carrier frequency, onboard radio telemetry system

В настоящее время в рамках ОКР «Надежность PH» проводились и проводятся работы по повышению информативности телеметрического радиоканала типа «СКУТ-40» [1]. Актуальность данного вопроса особенно возросла в связи с задачей совместной передачи телеметрической информации и видеоинформации. Известно, что для передачи последовательности кадров видеоизображения, содержащих информацию о динамике происходящих на борту процессов, требуется достаточно высокая пропускная способность канала связи, реально оцениваемая величинами порядка 1-10 Мбит/с в зависимости от задаваемых временного и пространственного разрешений. Так, информативность каждого из двух передающих устройств бортовой видеосистемы OCAM-2 немецкой фирмы Kayser-Threde составляет около 5 Мбит/с [2].

Повышение информативности также весьма актуально для телеметрирования значительного количества широкополосных быстроменяющихся параметров (БМП), объем измерений которых иногда составляет до 80% от суммарного значения.

С другой стороны, наращивание информативности для бортовых средств наталкивается на ряд серьезных трудностей, главными из которых являются:

- 1. Дефицит частотного ресурса, особенно метрового диапазона.
- 2. Высокие требования к надежности и качеству приема данных, включая нештатные ситуации.
- 3. Высокая стоимость разработки и внедрения новых радиопередающих и приемных средств.

Проводимые исследования и проработка показывают, что значительные возможности увеличения информативности тем не менее имеются, даже в отношении давно используемого радиоканала типа «СКУТ-40». Данный радиоканал обеспечивает информативность 2×320 тыс. изм./с, высокую надежность в сложных условиях эксплуатации, а бортовая радиотелеметрическая система «СКУТ-40» зарекомендовала себя самым лучшим образом для испытаний высокодинамичных изделий, особенно для измерения БМП. Имеется широкий ряд бортовых радиопередающих устройств метрового и дециметрового диапазонов, которые серийно изготавливаются и применяются в телеметрических системах данного типа. В частности, в АО «НПО ИТ» серийно выпускается для системы «СКУТ-40» передающее устройство (ПУ) типа УПМ БЫ2.000.028.

Тема данной работы — рассмотрение наиболее принципиальных решений и результатов комплекса проведенных схемотехнических, конструкторско-технологических и экспериментальных проработок отдельных узлов ПУ типа УПМ, а также лабораторных испытаний радиоканала в целом с информативностью, в два раза превосходящей штатный канал системы «СКУТ-40».

Передающая часть рассматриваемого радиоканала построена на базе ПУ типа УПМ, доработанного под информативность 2×640 тыс. изм./с, конструктивное исполнение которого представлено на рис. 1.



Рис. 1. Передающее устройство типа УПМ БЫ2.000.028

Прием данных осуществлялся приемо-регистрирующей аппаратурой ПРА «Вектор» (рис. 2), разработанной в АО «НПО ИТ», с соответствующими прошивками электронной части приемника.



Рис. 2. ПРА «Вектор» БЫ1.400.051



Рис. 3. Структурная схема ПУ

Структурная схема рассматриваемого ПУ, предназначенного для совмещенной передачи телеметрической и видеоинформации (как варианта), представлена на рис. 3.

Данное устройство включает следующие основные элементы: блок фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), генератор тактовых частот, формирователей маркерного импульса и частотной «подставки», первый и второй коммутаторы, усилитель мощности для согласования с антенно-фидерным устройством (АФУ) и ряд других элементов.

Устройство работает следующим образом: коммутатор 1 осуществляет сбор измерительной информации по первому потоку от датчико-преобразующей аппаратуры (ДПА) с формированием амплитудно-импульсно-модулированных сигналов АИМ1. Коммутатор 2 осуществляет формирование сигналов АИМ2 второго потока, в качестве которого могут быть использованы сигналы видеоинформации, например, от бортовых видеокамер (ВК) так, как это показано на рис. 4, *а.* Уровни измерительных сигналов АИМ1, АИМ2 представлены в телеметрической шкале 6,2 В. По времени каждый поток сдвинут относительно друг друга на четверть периода или половину такта τ , т. е. $\frac{\tau}{2}$ или 0,75 мкс. Данный сдвиг позволяет сформировать выходной высокочастотный импульсный сигнал для передачи по радиоканалу (рис. 4, σ). При этом осуществляется временное стробирование АИМ-сигналов последовательностью вырезающих импульсов $f_{\rm BM}$ частотой 640 кГц.

Коммутаторы 1, 2 синхронизируются от генератора тактовых частот, работающего на частоте 640 кГц. Широкополосные сигналы поступают



Рис. 4. а) Структура сигналов АИМ1, АИМ2; б) последовательность перестройки частоты АИМ1 и АИМ2

на дискретизатор видеоинформации и на селектор видеосинхроимпульсов, в котором выделяются строчные и кадровые синхроимпульсы. Видеоинформация при помощи частоты генератора и синхронизирующих импульсов оптимизируется под допустимую информативность (*J*) радиоканала согласно соотношению

$$J = P \times H \times G \times K,$$

где P — количество пикселей в строке, H — количество строк в видеокадре, G — частота следования, K — число информационных каналов в потоке.

Формирователь видеомаркера формирует видеомаркерный сигнал для привязки видеоинформации к началу телеметрического кадра. Далее информация через сумматор подается на вход частотного модулятора. На другой вход частотного модулятора с выхода формирователя частотной «подставки» поступает управляющее двухуровневое напряжение, которое обеспечивает скачкообразные изменения частоты частотного модулятора и сдвиг несущей частоты. С целью исключения взаимовлияния частотно-модулированных потоков с несущими частотами $f_{\rm H1}$, $f_{\rm H2}$, которые разнесены на величину частотного сдвига $\Delta f_{\rm cдв}$ рис. 4, б, равную восьми значениям тактовой частоты F_m , т.е.

$$\Delta f_{\text{CIB}} = 8 \times F_m,$$

где $F_m = 640 \, \mathrm{k}\Gamma \mathrm{L}$, что составляет $\Delta f_{\mathrm{cdB}} = 5120 \, \mathrm{k}\Gamma \mathrm{L}$. Величина частотного сдвига определяется избирательностью наземных радиоприемных средств. На рис. 4, δ условно показана девиация частоты Δf , равная 600 к $\Gamma \mathrm{L}$, где первая несущая частота f_{H1} модулируется первым информационным потоком АИМ1, а вторая несущая f_{H2} модулируется вторым информационным потоком АИМ2. Переключение излучаемых несущих частот происходит без разрыва фазы, т.е. формированием частотно-



Рис. 5. Структурная схема узла коррекции

модулированного радиосигнала с непрерывной фазой (ЧМНФ), что позволяет существенно уменьшить ширину излучаемого спектра.

ФАПЧ обеспечивает стабилизацию несущих частот 1 и 2 потоков во время маркерного импульса 4τ , амплитуда которого соответствует середине измерительной шкалы потока и номинальному значению несущей частоты излучаемого сигнала.

Остановимся на особенностях частотозадающей части ПУ. Для этого на рис. 5 представлена структурная схема узла коррекции несущей частоты модулирующей части ПУ, выделенная на структурной схеме передающего устройства как блок ФАПЧ.

Работа узла поясняется эпюрами, представленными на рис. 6.

Передаваемая телеметрическая информация поступает на вход управляемого генератора в виде двух 40-канальных потоков сигналов АИМ1 и АИМ2 в течение времени 40τ . Фазовый детектор обеспечивает сравнение фаз сигналов кварцевого генератора и генератора, управляемого напряжением (ГУН), в течение времени воздействия маркера быстрого кадра (МБР) с частотой повторения 16 кГц (в 2 раза превышающий штатную частоту 8 кГц) на маркерном интервале $\tau_{\rm MFP}$. При этом формирование среднего уровня шкалы и соответственно несущих частот производится в течение времени 4т. Фазовый детектор формирует сигнал управления для компенсации ухода частоты управляемого генератора в результате воздействия на бортовую аппаратуру дестабилизирующих факторов (температуры, вибрации, механических воздействий, старения элементов). Сигнал управления поддерживает несущие частоты в течение всего основного кадра до следующего импульса МБР.

Данная ФАПЧ, как и любая другая система автоматического регулирования, обладает инерционностью и требует определенного времени на процесс сравнения частот ГУН и кварцевого генераторов, формирования управляющего напряжения и подстройки несущей частоты. Переходные процессы могут иметь разнообразные формы, отличающиеся амплитудой, частотой и временем затухания. Эпюра одной из возможных реализаций x(t)переходных процессов установления несущей частоты представлена на рис. 6. Для надежной передачи радиосигналов с заданной достоверностью необходимо исключить влияние переходных процессов на несущую частоту во время передачи информации.

Для решения задачи по исключению влияния переходных процессов проведена оценка их временных параметров. В работе [4] показано, что наблюдаемый отклик x(t) радиочастотной системы ФАПЧ на входе ГУН в режиме переключения частоты в общем виде может быть представлен через обратное преобразование Лапласа:

$$x(t) = L^{-1} \left\{ \frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)} \left(\frac{\Delta \omega}{s^2} + \frac{\Delta \varphi}{s} \right) \left(\frac{k_v}{s} \right)^{-1} \right\},\$$

где $\Theta_o(s)$ — фаза сигнала отклика (фаза выходного сигнала), $\Theta_i(s)$ — фаза сигнала воздействия (фаза опорного сигнала), $\frac{k_v}{s}$ — передаточная функция ГУН, $\Delta \omega$ — шаг переключаемой частоты,



Рис. 6. Эпюры входных информационных сигналов ПУ

 $\Delta \varphi$ — фазовый сдвиг переключаемой частоты, s — оператор передаточной функции.

Однако в связи с тем, что модуляция несущей частоты в рассматриваемом ПУ осуществляется с помощью целого ряда аналоговых преобразований, основанных на введении модулирующего сигнала в управляющую цепь варикапа, включенного в колебательный контур автогенератора, использование данного выражения для оценки длительности переходного процесса затруднительно, так как нелинейность и температурная зависимость характеристики управления ГУН вызывают неопределенность значения частоты. Экспериментально установлено, что время затухания сигнала x(t) с погрешностью ±0,5% с некоторым запасом равно длительности четырех канальных времен в режиме 2 × 640 тыс. изм./с. В связи с этим информация по 1 и 2 каналам из-за сильных искажений передана быть не может. Другими словами, при уменьшении канального времени в 2 раза в режиме 2 × × 640 тыс. изм./с. и сохранении структуры кадра необходимое время перестройки ФАПЧ на номинальное значение несущей частоты превышает суммарную длительность 39 и 40 каналов в 2 раза.

В связи с этим передача информации по первым двум каналам кадра основного коммутатора в рассматриваемом устройстве не производится. Временной интервал с 39 по 2 каналы предоставляется для автоподстройки номинального значения несущей частоты, что обеспечивает возможность приема телеметрического сигнала приемной станцией и последующей раскоммутации каналов.

На основе модели, полученной в работе [5], были проведены моделирование и расчет радиочастотного спектра выходного радиосигнала в структуре 2×640 тыс. изм./с с частотным и временным



Рис. 7. Частотный спектр радиосигнала ЧМН Φ в режиме 2×640 кГц

разделениями потоков. Результаты моделирования, подтвержденные экспериментальными измерениями с помощью спектрального анализатора типа Keysight N9000A, представлены на рис. 7. На рисунке изображен спектр радиосигнала ЧМНФ в режиме 2×640 кГц. При этом отчетливо просматривается «двугорбая» огибающая, представляющая собой суперпозицию спектров двух информационных потоков, разнесенных на 5120 кГц. Каждая из этих составляющих принимается отдельным приемным устройством. Ширина спектра радиосигнала каждого из потоков по уровню -30 дБ составляет около 5,5 МГц.

Выводы

1. Штатное радиопередающее устройство УПМ БЫ2.000.028 после доработки отдельных функциональных узлов обеспечивает передачу по радиоканалу информационных потоков с удвоенной информативностью 2 × 640 тыс. изм./с. в структуре системы типа «СКУТ-40». Благодаря сохранению общей структуры передаваемых сигналов возможны прием и обработка информации аппаратурой типа ПРА «Вектор».

2. Погрешность измерений переданных измерительных сигналов и вероятность выпадений в целом соответствуют параметрам при передаче данных в штатном режиме 2×320 тыс. изм./с.

 Впервые в отечественной практике экспериментально была подтверждена возможность увеличения в 2 раза информативности системы «СКУТ-40» при сохранении структуры кадра.

4. Полученные результаты позволяют существенно расширить область применения радиоканала типа «СКУТ-40», что делает весьма целесообразным и перспективным практическое внедрение достигнутого технического задела в существующие комплексы телеметрических измерений.

Список литературы

- 1. *Назаров А.В., Козырев Г.И., Шитов И.В. и др.* Современная телеметрия в теории и на практике. СПб.: Наука и Техника, 2007.
- 2. *Kayser-Threde GmbH*. Система оперативного видеонаблюдения OCAM-2 Interface meeting. ESA Paris. May 7, 2009.
- Бобылев А.В., Грибков В.Н., Грибков Н.В., Жуковский С.Ю. и др. Устройство передачи сигналов с частотной модуляцией и временным разделением каналов. Патент РФ № 2556370 от 30.04.2014 г.
- Алексеев Е.А. Синтезаторы прямого цифрового синтеза частоты: возможности и ограничения для микроволновой спектроскопии // Радиофизика и радиоастрономия. 2011. Т. 16, № 2. С. 209–219.
- 5. Анненков А.М. Модель радиоканала с частотной модуляцией и непрерывной фазой // Журнал радиоэлектроники. 2011. № 7.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 68–84

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

УДК 004.9:004.82 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.68

Смена парадигмы разработки инновационной продукции: от разрозненных НИОКР к цифровым проектам полного жизненного цикла

А.А.Романов

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

e-mail: romanov@spacecorp.ru

Аннотация. В статье рассмотрены проблемные вопросы разработки инновационной продукции космического приборостроения. Предложены возможные варианты уменьшения сроков разработки на основе внедрения технологий системного инжиниринга: управление проектами, переход на проекты полного жизненного цикла (ЖЦ), использование автоматизированных технологий параллельного проектирования (concurrent engineering), разработка, изготовление и испытания инновационной продукции. Применение указанных подходов приводит и к увеличению производительности труда разработчиков.

Главное преимущество подобного подхода состоит в отказе от традиционного разбиения работ на самостоятельные НИР и OKP, а также применение сквозной цифровой документации от стадии формулирования требований до завершения испытаний созданных изделий перед запуском в космос.

Показано, что существенное сокращение сроков разработки возможно при использовании подходов технологии «Космос по запросу» (Operative Response Space), в последние годы весьма эффективно внедряемой европейской и американской авиакосмической промышленностью.

Ключевые слова: системный инжиниринг, полный жизненный цикл, параллельное проектирование, автоматизация проектирования, цифровое предприятие

Paradigm Shift in the Development of Innovative Products: from Disparate R&D to Full Life Cycle Digital Projects

A. A. Romanov

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

e-mail: romanov@spacecorp.ru

Abstract. This article considers the problematic issues of the development of innovative products of space device engineering. Possible ways for reducing the development time are suggested based on the introduction of system engineering technologies: project management, transition to full life cycle projects, use of automated technologies of concurrent engineering, development, manufacturing and testing of innovative products. The application of these approaches leads to an increase in developer productivity.

The main advantage of this approach is the abandonment of the traditional division of works into independent research and development activities, as well as the use of end-to-end digital documentation from the stage of formulation of requirements to the completion of tests of the created products before their space launch.

It is shown that a significant reduction in development time is possible with the use of the "Operative Response Space" approach, which has been very effectively implemented by the European and American aerospace industry in the recent years.

Keywords: system engineering, full life cycle, parallel design, design automation, digital enterprise

Введение

Достаточно давно бывший директор по исследованиям и разработкам компании ЗМ доктор Джефф Николсон произнес фразу, являющуюся сегодня одним из законов бизнеса: «Исследование это преобразование денег в знания. Инновации это преобразование знаний в деньги» [1]. Данное утверждение самодостаточно и имеет очень глубокий смысловой подтекст, поскольку однозначно разъясняет, что процесс создания инновационной продукции представляет собой единую цепочку: сначала получение новых знаний и только потом появление нового продукта. Поскольку получение новых знаний есть результат осуществления научных исследований, очевидно, что данный этап является неотъемлемой частью обшего комплекса работ по разработке и созданию сложных технических систем. Причем инновационный продукт, доведенный до коммерческого использования, часто обеспечивает финансирование для создания новых изделий.

В соответствии с определением, приведенным в работе [2], «научно-технологический задел — это совокупность имеющихся в наличии новых результатов интеллектуальной деятельности в сфере науки и техники, критических и прорывных технологий, освоение и реализация которых в промышленном производстве (в том числе в результате коммерческой реализации на рынках научно-технологической продукции) ведет к повышению эффективности функционирования отраслей промышленности и освоению в производстве новых технических систем (изделий)». Иными словами, появление инновационной продукции невозможно без опережающего научно-технического задела (HT3).

В последнее время в ракетно-космической промышленности проводятся активные преобразования, направленные на повышение производительности труда и улучшение качества продукции. Для этого создаются отраслевые интегрированные структуры, концентрирующие ресурсы на решении задач, поставленных Федеральной космической программой.

При этом происходит переосмысление принципов организации работ путем внедрения подходов системного инжиниринга, закрепленных в принятом в 2005 г. стандарте [3], идентичном международному стандарту ИСО/МЭК 15288:2002 (ISO/IEC 15288:2002 «System engineering — System life cycle processes»). Указанный стандарт определяет процесс разработки, создания, изготовления, испытаний, эксплуатации и утилизации как единый и неразрывный механизм создания инновационной продукции от возникновения идеи до утилизации изделия, отработавшего полный срок активного существования. Однако для внедрения подобного подхода необходим переход всех предприятий отрасли на новый механизм управления принцип проектного управления.

К сожалению, в существующих условиях реализация механизма создания продукции с использованием подхода управления проектами полного ЖЦ затруднена ввиду отсутствия нормативно-правовой базы, регламентирующей порядок его применения. Это в первую очередь связано с существующей практикой выполнения работ по контрактам на разработку и создание инновационной продукции в отрасли.

Рис. 1 иллюстрирует указанное несоответствие. По-видимому, данное обстоятельство возникло из-за того, что существовавшая ранее аббревиатура НИОКР (научно-исследовательские и опытноконструкторские работы), полностью соответствующая западной аббревиатуре R&D (Research and Development), на каком-то этапе распалась на две независимые составляющие: НИР и ОКР, зачастую выполняемые разными коллективами по разным техническим заданиям, не направленным на создание конкретного конечного изделия.

Работы по эксплуатации созданных изделий также финансируются независимо. Это привело к тому, что управление единым проектом исчезло и без его восстановления внедрение механизма управления проектами полного ЖЦ представляется затруднительным. Кроме того разрыв исследовательской и проектной части разработки инновационной продукции часто ведет к завышенным затратам и отсутствию поддержки создания новых технологий.

Второй проблемный вопрос состоит в том, что глобальное ускорение научно-технического прогресса привело к несоответствию сроков обновления элементной компонентной базы (закон Мура —



Рис. 1. Соответствие фаз ЖЦ по ГОСТ 15288 и существующей практики

обновление 1 раз в 2 года), сроков разработки и существования новых технологий (3–5 лет), а также сроков разработки инновационной продукции, особенно в космической отрасли (5–10 лет). Совершенно очевидно, что без синхронизации перечисленных процессов, обеспечивающих разработку и создание новой техники, очень трудно обеспечивать конкурентоспособность. Понятно, что здесь в ряду решаемых задач необходимо рассматривать и обеспечение отрасли кадрами соответствующей квалификации, в совершенстве владеющими современными подходами к разработке.

Цель настоящей работы — выявление путей ускорения сроков разработки сложных технических систем и формулировка рекомендаций по внедрению процессов системного инжиниринга, обеспечивающих переход к «цифровому», а затем и «умному предприятию будущего».

Управление проектом полного жизненного цикла

Термин «цифровое предприятие» был впервые предложен в книге Being Digital директора MIT Media Lab Николаса Негропонте (Nicholas Negroponte) в 1995 г., тем не менее его активное использование началось с начала 2010-х. Сегодня существует множество трактовок данного термина, однако для целей данной статьи используем определение, данное в работе [4]: «Цифровое предприятие (Digital Enterprise) — организация, которая использует информационные технологии в качестве конкурентного преимущества во всех сферах своей деятельности: разработке, производстве, обеспечивающих бизнес-процессах, маркетинге и взаимодействии с клиентами».

В развитие ГОСТ Р ИСО 15288 в 2014 г. в Российской Федерации был принят стандарт ГОСТ 56135-2014 «Управление жизненным циклом продукции военного назначения», в котором закреплена схема управления жизненным циклом создания сложных технических систем (рис. 2). В соответствии с ГОСТ этапы ЖЦ включают: создание научно-технического задела, разработку аванпроекта, разработку технического проекта, изготовление, эксплуатацию и утилизацию.

Несмотря на то, что рассматриваемый ГОСТ регулирует управление ЖЦ создания продукции военного назначения (ПВН), многие его положения весьма уместны и при разработке продукции гражданского и двойного назначений.

В табл. 1 подробно представлены все этапы ЖЦ по ГОСТ Р 56135 [5], которые необходимо внедрять в состав отраслевой нормативной документации.

Рассмотрим далее типовые сроки разработки, изготовления, испытаний и запуска с учетом летноконструкторских испытаний космической техники на примере графика разработки малого КА (рис. 3) [6].

Отметим, что рассматриваемый срок для российских разработок представляется весьма оптимистичным, но даже он с учетом реально возникающих потребностей, например военных потребителей или спасателей из МЧС, видится чрезмерным [7].

Так, при проектировании время, затрачиваемое на разработку, создание и испытания космической


РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 4 вып. 2 2017

A. A. POMAHOB

Таблица 1. Этапы ЖЦ

Стадия ЖЦ	Назначение	Критерии принятия решений о переходе к следующей стадии		
Создание НТЗ (см. примечание)	Определение требований к перспек- тивному образцу ПВН и путей выпол- нения этих требований (новых схем, технологий, материалов и т. п.), иден- тификация главных рисков, оценка реализуемость замысла в разумные сроки с приемлемыми затратами	Готовность к окончанию стадии и началу разработки определяется соответствием сформированных требо- ваний к ПВН и НТЗ поставленным целям, включая наиболее перспективные направления создания ПВН		
Формирование концепции образца ПВН (аванпроект) (см. примечание)	Разработка аванпроекта путем углуб- ленных исследований, экспериментов и инженерных проработок на осно- ве ранее созданного НТЗ для обосно- вания технических решений и подго- товки проекта ТТЗ на образец ПВН, демонстрация принципиальной реали- зуемости и экономической целесооб- разности предлагаемых научно-техни- ческих решений для достижения по- ставленных целей	Готовность к окончанию стадии и началу полно- масштабного проектирования определяется наличи- ем согласованной позиции заинтересованных сторон в отношении практической возможности и экономи- ческой целесообразности реализации предлагаемых научно-технических решений или нецелесообразно- сти создания данного образца ПВН в силу высоких рисков		
Разработка (см. примечание)	Конструирование, моделирование и технологическая обработка изделия (эскизное, техническое, рабочее про- ектирование), постройка и испытания опытных образцов	Готовность к окончанию стадии и началу произ- водства определяется наличием согласованной пози- ции заинтересованных сторон в отношении боевой и технико-экономической эффективности разработан- ной ПВН, приемлемости для практического использо- вания в заданных целях или нецелесообразности за- пуска в серийное производство в силу высоких рис- ков для успешной реализации ЖЦ		
Производство	Изготовление необходимого числа се- рийных экземпляров ПВН приня- той конструкции, а также необходи- мых для производства и эксплуатации ПВН оснастки и средств обеспечения эксплуатации	Готовность к началу производства определяется нали- ичем утвержденных РКД и необходимых данных, об- разующих электронное и(или) иное описание утвер- жденной типовой конструкции ПВН, завершением подготовки производства, а также соответствием рас- полагаемых кадровых, финансовых и иных ресурсов потребным для серийного производства ПВН. Готовность к окончанию стадии производства опреде- ляется наличием согласованной позиции заинтересо- ванных сторон в отношении качества и эффективно- сти серийно выпускаемых ПВН и целесообразности продолжения серийного производства		
Эксплуатация	Использование ПВН по назначению, включая ввод в эксплуатацию и целе- вое применение; кроме того, на стадии эксплуатации осуществляют техниче- ское обслуживание и ремонт, а при необходимости выполняют модифика- цию (модернизацию) ПВН	Готовность к началу эксплуатации определяется на- личием необходимого числа образцов ПВН, отвечаю- щих согласованных требованиям, завершением под- готовки эксплуатации, а также соответствием рас- полагаемых кадровых, финансовых и иных ресурсов потребным для начала эксплуатации.		

Окончание табл. 1

Стадия ЖЦ	Назначение	Критерии принятия решений о переходе к следующей стадии
		Готовность к окончанию стадии эксплуатации опре- деляется наличием согласованной позиции заинтере- сованных сторон в отношении качества и эффектив- ности серийно выпускаемой ПВН и целесообразности продолжения ее эксплуатации
Капитальный ремонт (при необходи- мости)	Для отдельных видов сложной ПВН может быть предусмотрен капиталь- ный ремонт как особый этап эксплуа- тации или даже отдельная стадия ЖЦ, когда использование такой ПВН по назначению прекращается	Готовность к началу капитального ремонта опреде- ляется наличием утвержденных ремонтных докумен- тов и данных, завершением подготовки ремонтного производства, а также соответствием располагаемых кадровых, финансовых и иных ресурсов потребным для капитального ремонта ПВН. Готовность к окончанию капитального ремонта опре- деляется наличием согласованной позиции заинте- ресованных сторон в отношении целесообразности дальнейшего ремонта стареющего парка серийно вы- пускаемой ПВН
Утилизация (см. примечание)	Вывод из эксплуатации, демилитари- зация и применение по иному назна- чению либо уничтожение для вторич- ного использования имеющихся в со- ставе ПВН изделий и материалов, за- вершение предоставления услуг по по- слепродажному обеспечению эксплуа- тации со стороны поставщика ПВН, при необходимости могут выполнять- ся работы по диверсификации или утилизации средств обеспечения экс- плуатации данного вида ПВН	Готовность к началу утилизации определяется на- личием необходимого числа образцов ПВН, соот- ветствующих согласованным условиям для вывода из эксплуатации и утилизации, завершением подго- товки утилизации, а также соответствием распола- гаемых кадровых, финансовых и иных ресурсов по- требным для начала утилизации данного типа ПВН. Готовность к окончанию утилизации определяет- ся наличием согласованной позиции заинтересован- ных сторон в отношении прекращения использования ПВН и плана работ по завершению соответствующей программы, включая порядок передачи создаваемых в результате утилизации ресурсов в другие програм- мы (проекты)

II р и м е ч а н и е. Часть стадий имеет место только в случае создания или утилизации образца IIBH в ин тересах или с участием иностранного заказчика



Рис. 3. Длительность этапов ЖЦ разработки малого КА в США

и более лет до 6-9 мес. Время, необходимое для месяцев сокращается до нескольких часов от моустановки КА на РН, запуска и развертывания кос- мента получения запроса на развертывание.

техники, меняется от сегодняшних сроков 2-10 мической системы, от сегодняшних 3-12 и более

A. A. POMAHOB



Рис. 4. Концепция ORS

И наконец, время, необходимое для доставки информационного продукта конечному потребителю, сегодня составляет от нескольких часов до нескольких дней. По требованиям к оперативно адаптируемым КС результаты их применения должны быть доступны в реальном времени в соответствии с темпом изменения ситуации на театре военных действий (непрерывно/секунды).

Указанные жесткие требования могут быть реализованы при внедрении методологии, называемой в зарубежной литературе «Космос по запросу» (Operative Response Space - ORS) [8]. Справедливости ради отметим, что подход использования готовых к запуску и хранящихся в арсенале КА и РН успешно применялся в бывшем СССР. Так, известно, что во время конфликта вокруг Фолклендских островов в 1982 г. за 69 дней были запущены 29 КА [9], но затем, в силу причин экономического характера, подобная практика практически сошла на нет. Сегодня развитию данного подхода в космической отрасли мешает малая серийность производимой продукции и отсутствие широкой унификации бортовой и наземной аппаратуры.

Концепция ORS (рис. 4) основана на реализации трех основных подходов [10]. **Подход 1** использует существующие КС для оперативно возникающих целевых задач. Время реализации решения, предложенного в рамках подхода 1, — от нескольких минут до часов от поступления задания.

Подход 2 использует заранее изготовленные или новые дополнительные возможности, обеспечивающие оперативную эксплуатацию, дополнение или переконфигурирование необходимых КС посредством быстрой сборки, интегрирования, испытаний и запуска дешевых малоразмерных КА. Временные ограничения — от нескольких дней до недель с момента возникновения потребности.

Подход 3. В некоторых случаях обойтись использованием возможностей подходов 1 и 2 не представляется возможным, поэтому необходимо осуществить быструю разработку и развертывание новых КС. Срок реализации подхода 3 с демонстрацией эксплуатационных возможностей составляет от нескольких месяцев до 1 года. Достижение таких жестких сроков возможно только для случаев, когда необходима ограниченная разработка новых элементов или модернизация унифицированных. Для гарантированной реализации подхода за 1 год критически важным является упреждающее финансирование работ.



Рис. 5. Сокращение сроков развертывания миссии ORS (подход 2)

Отметим, что одним из важнейших элементов концепции является наличие группы системных аналитиков, в задачу которых входит анализ эксплуатационных потребностей заказчика и разработка предложений по возможному решению возникающих целевых задач. Именно эта группа специалистов определяет, какой из подходов должен быть выбран для решения оперативно возникшей проблемы, чтобы обеспечить адекватный «отклик на запрос».

Подход 1 не нуждается в особых комментариях, поскольку он предполагает использование уже развернутых и эксплуатируемых космических средств. Главной задачей в этом случае представляется оперативное перепланирование съемки, обеспечивающее перенацеливание целевой аппаратуры на интересующие районы.

Для подхода 2 задачей аналитиков является предложение оптимальной конфигурации КС для решения конкретной задачи, поскольку характеристики аппаратуры, находящейся на хранении, хорошо известны. Сокращение сроков развертывания, которое достигается в этом случае, иллюстрируется рис. 5. Обращает на себя внимание общий срок развертывания новой миссии в 7 дней, который может быть достигнут при подобном подходе.

Непрерывное проектирование новая философия разработки сложных технических систем

Знаменитый физик Стивен Хокинг (Stephen Hawking) однажды сказал: «Разум — это способность адаптироваться к изменениям». Для современных предприятий, создающих технические системы с постоянно возрастающей сложностью, необходимы новые пути, обеспечивающие высокое качество выпускаемой продукции в условиях постоянно возникающих изменений в требованиях и проектной документации. Философия непрерывного инжиниринга представляет собой именно такой путь, сравнительно недавно предложенный компанией IBM для реализации проектов полного жизненного цикла.

Непрерывный инжиниринг представляет собой уникальную возможность для проектных органи-

A. A. POMAHOB

заций по ускорению разработки инновационной продукции для использования в постоянно усложняющихся технических системах, востребованных на современных рынках. Причем непрерывный инжиниринг — это не простое повсеместное замещение существующих методов и технологий системного проектирования, таких как гибкое или бережливое проектирование, это, скорее, переосмысление ключевых навыков, необходимых для решения новых возникающих инженерных задач [10]. Другими словами, непрерывный инжиниринг — это способность предприятия ускорить поставку сложной взаимодополняющей продукции, помогающая инженерам ускорять обучение через использование процессов управления полным жизненным циклом, включающих управление стоимостью, качеством и рисками.

Три основополагающих принципа непрерывного инжиниринга включают: стратегию повторного использования ранее разработанных изделий, стирание границ по доступу к проектной документации в смежных областях проектирования и постоянную верификацию как требований, так и проектных решений.

Стратегию повторного использования ранее разработанных изделий можно очень просто объяснить старинной русской мудростью: создавая новое, не изобретай велосипед. Часто уже отработанное техническое решение, воплощенное в изделие, использованное на практике, даже если оно представляется более сложным, чем возможное новое решение, может быть повторно использовано в новой разработке с гарантированным результатом. Ведь это изделие прошло полный цикл испытаний и уже подтвердило свою работоспособность в реальной системе. В то же время новая разработка может содержать новые ошибки, на выявление которых уйдет дополнительное время и будут отвлечены дополнительные ресурсы.

Традиционные подходы к проектированию постоянно эволюционируют, тем не менее, в зависимости от прикладной области — проектирование механических сооружений, проектирование электронной техники или разработка программного обеспечения — доступ к ранее разработанной документации для участников из смежных областей сильно ограничен. Снятие искусственных барьеров ко всей доступной проектной информации позволит выявить большое количество существующих хороших технических решений, предложенных в разное время для создания подобных технических систем.

И, наконец, постоянная верификация требований и предлагаемых технических решений также подтверждается правилом: семь раз отмерь — один раз отрежь!

Таким образом, непрерывный инжиниринг не является непрерывным в том смысле, что он никогда не заканчивается. Более того, он концентрируется на необходимости постоянного переосмысления, перепроектирования и обновления изделий и систем. Он в принципе помогает инженерам работать в правильной манере, которая для них профессионально комфортна: с легким доступом ко всем инструментам проектирования, данным, а также необходимым знаниям, чтобы делать свою работу максимально хорошо. Применение указанных подходов непрерывного проектирования в создании сложной наукоемкой инновационной продукции позволяет значительно повысить производительность труда разработчиков, уменьшить время разработки, снизить стоимость и смягчить риски.

Параллельное проектирование и автоматизация разработки

До недавнего времени основным принципом проектирования сложных технических систем, включая космические, оставалось последовательное проектирование, как правило, описываемое моделью «Водопад» [11]. Дополнение к проектированию процессов изготовления и испытаний выражают так называемой Vee-диаграммой, представленной на рис. 6. При этом типичная проблема последовательного проектирования (ПП) состоит в том, что максимальное количество ошибок возникает из-за недостаточно проработанных требований к системе, включенных в ТЗ на разработку. Опыт NASA и компании IDC утверждает, что почти 80% ошибок вносится в проект на этапе формирования требований и соответственно более 80% проектов заканчиваются плачевно только из-за неудовлетворительного формирования требований, их анализа и управления.



Рис. 6. Процесс создания технических систем, основанный на проектной документации

Существенное сокращение времени разработки происходит за счет исключения из процесса переделок, перепроверок и новой разработки прототипа, что достигается выявлением ошибок и их исправлением на стадии концептуального проектирования (рис. 7).

ПП выполняется путем совместных пленарных заседаний, в которых участвуют представители всех направлений системного инжиниринга, начиная с анализа требований до завершения проектирования. На одно совместное исследование требуются от 6 до 10 заседаний по 4 часа каждое с частотой 1 раз в две недели при координирующей роли лидера команды и участии заказчика.

Часто в процессе ПП реализуется модельноориентированный подход к разработке (Model Based Systems Engineering). В работе [12] дано описание технологии параллельного проектирования, применяемой в центре концептуального проектирования компании Аэроспэйс корпорейшн (Aerospace Corporation's Concept Design Center).

Методика параллельного проектирования (СЕМ) представляет собой соединение методов,

а также уроков, извлеченных из предшествующего опыта, существующих правил, алгоритмов и взаимосвязей, разработанных для выполнения концептуального проектирования космических систем. Применение данной методологии позволяет создавать процессы и инструментарий, адаптированные к удовлетворению специфических требований проводимого исследования. Средства, базирующиеся на подходах СЕМ, обеспечивают сквозную увязку проектируемых параметров, итерационные расчеты характеристик и их связь со стоимостными оценками, что делает их идеально подходящими для концептуального проектирования, внедрения новых технологий, а также проведения анализа компромиссных решений для осуществления космической деятельности. Возможность оперативной визуализации всех изменений проекта, доступной всем участникам проектирования и представленных в наглядном виде в компьютере, является одним из существенных преимуществ «цифровизации» разработки и производства инновационной продукции.

Реализация подобной технологии проектирования предполагает размещение всех инженеров,



Рис. 7. Сравнение последовательного и параллельного подходов

участвующих в разработке, в одном помещении. Каждый инженер работает со своей моделью подсистемы, связанной с моделями всех других подсистем. Соответственно когда один из инженеров изменяет проектируемые параметры подсистемы, эффект от подобного действия будет немедленно виден всем другим участникам разработки.

Подобный подход стимулирует и ряд других преимуществ. Во-первых, вовлечение участвующих в разработке инженеров непосредственно в процесс позволяет использовать наиболее детализированные модели. Во-вторых, когда один из инженеров изменяет проект своей подсистемы, проявления подобных изменений немедленно ощущаются другими подсистемами. В-третьих, модели остаются в руках опытных инженеров, проектирующих различные подсистемы. Это поддерживает непрерывный интерес и участие всех членов команды, а также рождает ощущение сопричастности, приводящее к расширению проектных возможностей для использования вне проектной команды. В-четвертых, и, возможно, это наиболее важно, в сквозной процесс проектирования постоянно вовлечен заказчик, присутствие которого позволяет инженерам задавать вопросы и решать их непосредственно при возникновении в процессе проекти-

рования. Все проектные решения могут оперативно модифицироваться в соответствии с обратной связью от заказчика, соответственно, главные изменения могут приниматься в реальном масштабе времени. В то же время подобный подход позволяет заказчику более тщательно контролировать заданные направления проектирования и принимать незамедлительные решения по изменениям, основанные на оперативных результатах разработки. Основное преимущество использования методологии параллельного проектирования по сравнению с традиционным подходом состоит в том, что выявление ошибок на ранних стадиях концептуального проектирования обеспечивает перемещение основных проектных изменений на ранние стадии ЖЦ проекта, существенно удешевляя стоимость разработки.

Системный инжиниринг, основанный на моделировании

Для внедрения подходов ORS необходимо пересмотреть существующие методы проектирования сложных технических систем. Новые принципы и методологии проектирования должны обеспечить



Рис. 8. Влияние на ПМСС используемых технологий и персонала

существенное сокращение сроков выполнения разработки.

В последние годы все более широкое распространение находит методология системного инжиниринга, основанная на модельно-ориентированном подходе. Так, в работе [13] представлен обзор методик системного инжиниринга, основанных на моделировании (MBSE) и активно применяемых сегодня различными отраслями промышленности.

При этом методика определяется как набор взаимосвязанных процессов, методов и средств [14]. В этой связи MBSE может быть охарактеризован как набор взаимосвязанных процессов, методов и средств, используемых для поддержки научной дисциплины системного инжиниринга в контексте того, что в ее основу положено моделирование или модельно-управляемый подход.

В упомянутой работе, наряду с другими методологиями, разработанными в NASA's Jet Propulsion Laboratory (JPL) и опубликованными в открытой литературе, также представлены варианты методик MBSE, доступных на коммерческой основе.

Безусловно, реализация любой технологии зависит от среды проектирования, состоящей из проектного окружения, внешних объектов, условий или факторов, влияющих на поведение объектов, отдельных специалистов или групп, с которой связаны и процессы, и методы, и средства проектирования (ПМСС).

Цель проектной среды должна заключаться в интеграции и поддержке применения методов и средств, используемых при разработке проекта. Таким образом, среда упрощает или усложняет реализацию в проекте процессов и методов (рис. 8).

Одно из ключевых преимуществ методики модельно-ориентированного системного инжиниринга — переход от бумажного проектирования к компьютерному моделированию. Современный подход для обозначения следующего поколения методик, обеспечивающих поддержку разработки изделий на всех стадиях ЖЦ, назван MBSE++.

Рассмотренный в работе [15] подход основан на идее общей модели системы (Total System Model — TSM), служащей цифровым чертежом системы на всех стадиях ЖЦ. Фундаментальные принципы MBSE++ включают использование децентрализованных и гетерогенных (разнородных) моделей и хранилищ данных, набора точно описанных модельных связей и унифицированного представления системы, не зависящего от расположения моделей, а также визуализацию и аналитику для принятия эффективных решений.

В отличие от использования в традиционном проектировании фиксированной архитектуры системы и набора требований в виде набора статичных, разобщенных документов, компьютерная модель системы обеспечивает единственный источник достоверной информации, по которой при необходимости формируются стандартная документация, внешние виды и дефекты системы. При этом единым языком проектирования становится язык моделирования системы (OMG System Modeling Language — SysML), применяемый при создании модели и используемый различными разработчиками программного обеспечения.



Рис. 9. Пробелы в существующих системах проектирования и анализа сложных систем

К сожалению, внедрение MBSE в реальности столкнулось с рядом проблем. Разработка современных сложных технических систем использует множество моделей: CAD-модели, имитационные модели, структурные части PLM, тексты программ и т. д., что делает концепцию единого источника достоверной информации весьма туманной. Многие авторы осознали необходимость соединения перечисленных моделей в нечто общее, обеспечивающее согласованность с техническим заданием на систему [16, 17].

Благодаря такой системной работе и были созданы подходы третьего поколения системного инжиниринга, названные расширением модельноориентированного системного инжиниринга на ЖЦ системы (для краткости — MBSE++).

В работе [16] дано подробное описание среды проектирования, получившей название SLIM (Systems Lifecycle Management). SLIM — это среда совместной разработки следующего поколения сложных систем на базе модельно-ориентированного системного инжиниринга. При этом для представления передовых концептуальных образов системы SLIM использует язык программирования SysML. С помощью этой программной платформы системные инженеры могут управлять автоматизированной верификацией требований, имитацией составных частей системы, компромиссами и оптимизацией вариантов, анализом рисков, экспертизой этапов проектирования, верификацией и валидацией системы, а также другими ключевыми задачами системного инжиниринга начиная с самых ранних стадий разработки прямо из модели системы, заданной SysML.

Кроме того, SLIM обеспечивает аналитический инструментарий, независимый от выбора методологии системного инжиниринга, а также представляет собой интегрирующее средство, соединяющее SysML с широким спектром коммерчески доступных изделий (COTS), а также собственными средствами проектирования и моделирования. Позднее название SLIM было преобразовано в торговую марку Syndeia, представленную на коммерческом рынке средств автоматизации разработки.

На рис. 9 приведены два типа фундаментальных упущений в доступных сегодня средствах системного проектирования и анализа на примере фаз ЖЦ проектов NASA.

Пробел 1 иллюстрирует потерю непрерывности процесса модельно-ориентированного системного инжиниринга от ранних фаз (замысел и концептуальное проектирование) до фазы детального проектирования (эскизный проект, разработка и поставка). Данное упущение возникает вследствие того, что средства на каждой фазе проекта, используемые при моделировании и анализе системы, различаются. В некоторых случаях фазы концептуального проектирования сильно зависят от применяемых в них диаграмм и таблиц данных.

В то же время средства, используемые при детальном проектировании, охватывают только те аспекты системы, которые относятся к данной фазе и, следовательно, не являются логическим продолжением системной терминологии, требований, параметров и характеристик, а также результатов их оценки при переходе от одной фазы к другой. Соответственно результаты выполненного проектирования, неопределенность параметров проекта, оценка систематических рисков, а также другие межфазовые параметры и проработки обычно «тонут» в гигантских и трудно обслуживаемых таблицах, документах и собственных разработанных средствах, усугубляя возможности эффективного отслеживания и коммуникаций при переходах между фазами ЖЦ.

Целевая информация, продвигающие корневые аспекты системы, такие как требования и задачи, структура и поведение, характеристики и параметры риска, стоимость, бюджеты энергетики и весов, а также процессы их разработки (отдельные задачи, ресурсы и ключевые события), должны непрерывно обновляться через системное проектирование и разработку фаз, независимо от разнообразных коммерчески доступных средств, используемых для представления и управления этими аспектами. В этой связи возникают несколько вопросов, которые должны быть поставлены перед интегрированными командами системного инжиниринга и управления проектами:

1. Как можно гарантировать, что модели, определенные средствами разработки на ранних и последующих стадиях, представляют одну и ту же систему?

2. Как обеспечить, чтобы требования и характеристики системы, определенные средствами разработки на начальных и более поздних стадиях проекта, относились к одной и той же системе или даже к одному проекту?

3. Как соотнести результаты анализа и оценивания, полученные на ранних стадиях, с теми, которые получены на более поздних фазах?

4. Каким образом распространить результаты изучения компромиссов, неопределенности в пара-

метрах системы, а также оценки систематического риска, полученные на ранних стадиях проекта, на фазы детального проектирования, а также на последующие стадии развертывания и обслуживания системы?

Исчерпывающие ответы на поставленные вопросы позволяют обеспечить сквозную технологию разработки, изготовления, испытаний и эксплуатации созданной системы.

Пробелы 2 отражают разрывы между моделями проектирования и анализа на концептуальной стадии и на стадии детального проектирования. Данные пробелы проявляются в преобразованиях гетерогенной модели вне процессов проектирования и анализа, например между требованиями и структурой, логической и физической структурами, а также структурой и поведением системы. Обычно индивидуальные средства моделирования и имитации отражают только специфические аспекты системы: требования, структуру и поведение и не обеспечивают целостной модели полной системы. Поэтому мероприятия системного инжиниринга могут быть наилучшим способом реализованы при заданных конкретных направлениях потоков данных из точки в точку, преобразованиях модели заказчика, а также программного обеспечения автоматического задания состава работ, что позволяет поддерживать синхронизацию всех аспектов.

Программный продукт SLIM обеспечивает мощную и бесшовную среду проектирования сложных систем, охватывающую организационную структуру, персонал, производственные условия и другие аспекты, дополняющие разработку целевой системы. Рис. 10 иллюстрирует разницу между существующей средой проектирования и множеством независимых областей среды проектирования SLIM, применяемой для разработки сложных систем, которая руководствуется интеграцией разработанной документации или моделей, представляющих различные элементы системы.

Отсутствие специализированных средств концептуального проектирования, в отличие от средств детального проектирования типа CAD и CAE, приводит к необходимости использования разнообразных диаграмм, имеющихся в общедоступных программных продуктах, таких как Power-Point (Microsoft 2010) и Visio (Microsoft 2010),



Рис. 10. Сравнение существующего и перспективного подходов к проектированию сложных систем

совместно с табличным представлением информации для числового анализа.

Средства автоматизации выполняемых проектных работ позволяют наилучшим образом обмениваться данными между различными инструментами проектирования. Это позволяет экономить значительные временные и другие ресурсы, затрачиваемые системными инженерами на администрирование «островков» автоматизации при их стыковке с разнородной документацией, а также при подготовке отчетной документации системного проектирования и результатов экспертиз.

Кроме того, среда SLIM поддерживает библиотеки многократно используемых моделей SysML, конструктивно соединенных с исходными моделями проектирования и моделирования. Подобные библиотеки облегчают комплексирование и оптимизацию проектных решений с компромиссным анализом альтернатив на общей модели системы. Так, примеры библиотек для авиационных систем включают объекты проектирования (крыло, фюзеляжи, хвостовые конструкции и аэродинамические поверхности), модели анализа (стоимость, размеры), поведение системы (профили миссии), материалы и конструкционные элементы. Примеры библиотек для цепочек поставок включают: (а) поставщиков, (б) заказчиков, (в) перечень комплектующих изделий, (г) модели стоимости, (д) модели выбора поставщиков, а также модели оптимизации. Для сложных систем SLIM представляет собой мощную альтернативу инструментарию построения диаграмм и таблиц общедоступного программного обеспечения типа PowerPoint and Spreadsheet engineering, а также языков программирования (таблицы, MATLAB/Simulink, C++, Fortran, Java).

Переход к «цифровому предприятию»

И в завершение главное, ради чего необходимо проводить обсужденные выше нововведения. Автоматизация ради автоматизации какого-либо процесса сама по себе не дает никаких особых преимуществ. Заметный выигрыш появляется только тогда, когда обеспечивается синергия усилий на всех стадиях жизненного цикла.

Появление цифровой технической документации позволяет совершенно по-новому организовать процессы изготовления и испытаний создаваемой продукции путем организации производственных технологических линий.

При этом производство будущего будет основано на широком применении принципов проектирования в условиях виртуальной реальности, когда автоматизированные участки будут одновременно об-



Рис. 11. Относительная стоимость серийной продукции

служиваться как человеческим персоналом, так и роботами, а прототипы изделий и серийные компоненты будут изготавливаться 3D-принтерами. По этому пути уже идут ведущие производители космической техники [18]. Использование подобных производственных линий:

- обеспечивает преимущество эволюции технологии создаваемых компонентов;
- уменьшает возможность поломки производимых приборов SMT из-за ручной пайки;
- уменьшает сроки и стоимость производства;
- обеспечивает изготовление продукции «про запас».

При этом пошаговое изменение себестоимости продукции в сторону уменьшения достигается посредством автоматической набивки и размещения компонентов, автоматической пайки, автоматической проверки смонтированных узлов, автоматических испытаний, а также автоматическими комплексными испытаниями системы на уровне платформы.

	Технология производства	Тради- ционный заказ	COTs вручную	СОТѕ автомат
4 Ba	Закупка	Недели	Дни	Дни
ости	Сборка	Недели	Недели	Часы
льн Изв(Проверка	Дни	Дни	Часы
про	Испытания	Недели	Недели	Часы
μ_J	Итого:	Месяцы	Недели/ месяцы	Дни

Таблица 2. Длительности фаз производства для разных технологий

В табл. 2 [18] приведены типовые длительности фаз производства при традиционном выполнении заказов, ручного изготовления изделий из коммерчески доступных компонентов (COTS) и автоматизированного производства, а на рис. 11 приведено сравнение себестоимости изготовления продукции вручную и автоматами.

Из приведенных таблицы и рисунка становится очевидным, что время на всех технологических переделах существенно сокращается, а стоимость проведения испытаний, тестирования и сборки уменьшается в разы.

Выводы

В работе представлен обзор возможных путей решения проблемных вопросов разработки инновационной продукции космического приборостроения. Предложены возможные варианты уменьшения сроков разработки на основе внедрения технологий системного инжиниринга: управления проектами, переходом на проекты полного жизненного цикла, использованием автоматизированных технологий параллельного проектирования (concurrent engineering), разработки, изготовления и испытаний инновационной продукции.

Существо основного предлагаемого нововведения состоит в отказе от традиционного разбиения работ на самостоятельные НИР и ОКР.

Внедрение в практику работ космической отрасли методов проектного управления и параллельного проектирования позволяет достигнуть следующих результатов:

1. При использовании подходов ORS и методологии параллельного системного инжиниринга время концептуального проектирования новых космических миссий сокращается до 2 дней.

2. Общее время разработки проекта уменьшается от 30% до 70% с 6 мес до 2-3 недель.

3. Стоимость проекта миссии уменьшается в 20 раз.

4. Повышается производительность труда разработчиков — «белых воротничков» от 20% до 110%: количество проектов, находящихся в разработке, возрастает с 5-6 до 100 проектов в год.

5. Обеспечивается совместная работа системных инженеров, конструкторов и заказчиков.

6. Полномасштабная космическая миссия моделируется в виртуальном пространстве разработки, включая процесс эксплуатации системы.

7. Время выведения изделий на рынок уменьшается от 20% до 90%.

8. Качество создаваемой продукции улучшается от 3 до 6 раз.

9. Количество вносимых в проект технических изменений сокращается от 65% до 90%.

Список литературы

- Geoff Nicholson. The Keys to Innovation // Presentation at National University of Singapore, 20th March 2013.
- 2. Война и мир в терминах и определениях // Под общ. ред. Д. Рогозина. М.: ПоРог, 2004. 334 с. (Отредактирован в 2014 г.)
- 3. ГОСТ Р ИСО 15288 «Системная инженерия. Процессы жизненного цикла систем».
- 4. Что такое «цифровое предприятие» и как им стать? // Tadviser, 2016. http://tadviser.ru/a/316577
- ГОСТ 56135-2014 Управление жизненным циклом продукции военного назначения. М.: Стандартинформ, 2015.
- Charles J. Finley, George Moretti, Apoorva Bhopale. The 7-Day Solution: How ORS Will Answer The Rapid Call-Up Challenge // 7-th IAA Small Satellite Symposium, April 2007, Berlin, IAA-B7-1002.
- Matthew Hoey. Military space systems: the road ahead // Presentation to the Symposium on «Nonproliferation and Disarmament — The Way Forward» in October 2005.
- Thomas Adang and James Gee. Creating An Agile, All-Space Architecture // Crosslink, Summer 2009. P. 6–11.

- Dr. James R. Wertz, Dr. Robert Conger, Dr. Richard Van Allen. Resilient SmallSat Launch-on-Demand // USGIF Small Satellite Working Group, Microcosm, July, 2016.
- Scott McKorkle. The IBM Rational Point of View: The Future Outlook for Systems Engineering // Presentation at INNOVATE'2014 Conference, Amsterdam, September 2014.
- 11. Романов А.А. Прикладной системный инжиниринг. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. 555 с.
- Joseph A. Aguilar, Andrew B. Dawdy, Glenn W. Law. The Aerospace Corporation's Concept Design Center // Crosslink, Winter 2000/2001.
- Jeff A. Estefan. Survey of Model-Based Systems Engineering (MBSE) Methodologies // INCOSE MBSE Focus Group, Rev. A, May 25, 2007.
- Martin James N. Systems Engineering Guidebook: A Process for Developing Systems and Products // CRC Press, Inc.: Boca Raton, FL, 1996.
- Manas Bajaj, Dirk Zwemer, Rose Yntema, Alex Phung et al. MBSE++ — Foundations for Extended Model-Based Systems Engineering Across System Lifecycle // 26th Annual INCOSE International Symposium (IS 2016), Edinburgh, Scotland, UK, July 18– 21, 2016.
- Bajaj M., Zwemer D., Peak R., Phung A., Scott A. and Wilson M. Satellites to Supply Chains, Energy to Finance – SLIM for Model-Based Systems Engineering, Part 1: Motivation and Concept of SLIM // 21st Annual INCOSE International Symposium, Denver, CO, June 20–23, 2011.
- Fisher A., Nolan M., Friedenthal S., Loeffler M., Sampson M., Bajaj M., VanZandt L., Hovey K., Palmer J. and Hart L. Model Lifecycle Management for MBSE // INCOSE International Symposium, 2014.
- Alex da Silva Curiel, Andrew Cawthorne, James Penson, Martin Sweeting. Production engineering a low cost video imaging constellation // Presentation to 10th IAA Symposium on Small Satellites for Earth Observation, Berlin, April 2015.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 85–94

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

УДК 621.398 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.85

Алгоритмы устранения избыточности информации, передаваемой от бортовых телеметрических систем на Землю

В. В. Орешко

АО «Российские космические системы»

e-mail: viktororeshko@mail.ru

Аннотация. В статье представлены характеристики некоторых бортовых радиотелеметрических систем (БРТС). Описан способ формирования данных для выходного кадра БРТС и возникающая избыточность в передаваемых на Землю пакетах данных. Рассматриваются два способа устранения возникающей избыточности: адаптивный разностный алгоритм формирования данных и способ, основанный на нетрадиционном представлении данных образами-остатками.

Адаптивный разностный алгоритм — это накопительный алгоритм с пакетной передачей данных. Имеет две особенности, которые накладывают ограничение на возможность его применения: низкая помехоустойчивость алгоритма и задержка при передаче информации.

При управлении или возникновении аварийной ситуации внесение лишних задержек в поступлении информации недопустимо. Суть способа, основанного на нетрадиционном представлении данных образами-остатками, заключается в уменьшении динамического диапазона передаваемых данных в два раза. Вместо исходного 2n-разрядного слова-измерения передается его остаток от деления на 2^n , который занимает в два раза меньше бит. Уменьшение избыточности на основе этого алгоритма может быть использовано в случае, если о контролируемом параметре заранее известно, что у него не может возникнуть скачков между соседними измерениями больших, чем 2^n при шкале 2^{2n} .

Ключевые слова: обработка результатов измерений на борту, устранение избыточности данных, информационный пакет, бортовая радиотелеметрическая система

Algorithms for Elimination of the Redundancy of the Information Transmitted from Onboard Telemetry System to the Earth

V. V. Oreshko

Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: viktororeshko@mail.ru

Abstract. In this article the characteristics of some onboard radiotelemetry systems (RTS) are given. A method for forming the data for the egress frame of the onboard RTS and the arising redundancy in the data packages transmitted to the earth are described. Two methods of elimination of the arising redundancy are considered: the adaptive difference algorithm of data forming and a method based on the constructive theorem of the remainders.

The adaptive difference algorithm is an accumulative algorithm with a packet transmission of the data. It is characterized by a low noise stability and an information transfer lag. Those characteristics impose limitations on its applicability.

For control, or when an emergency occurs, large delays in data transmission are inadmissible. The essence of the method based on the constructive theorem of the remainders consists in halving of the dynamic range of the transmitted data. In place of the initial 2n-digit word-measurement, its remainder of division by 2^n , which occupies half as many bits, is transmitted. The deduction of redundancy based on this algorithm can be used when it is known in advance that the measured parameter cannot have difference between any two consequential measurements of more than 2^n on a scale of 2^{2n} .

Keywords: onboard processing of results of remote measurements, elimination of the data redundancy, packet telemetry, onboard radiotelemetry system

Введение

Рассматриваются бортовые радиотелеметрические системы (БРТС), к которым подключаются температурные (с частотой опроса 1–10 Гц), аналоговые и дискретные (сигнальные) датчики (с частотой опроса 50–200 Гц). Во всех БРТС подобного типа присутствует избыточность в передаваемых на Землю пакетах данных, обусловленная особенностями построения радиотелеметрической системы и алгоритмами функционирования.

Наибольшую часть информативности потока данных от БРТС на Землю занимают аналоговые датчики (см. табл. 1). Коммутатор аналоговых датчиков обычно имеет 1 АЦП на 64 датчика, и все они опрашиваются по очереди с одинаковой частотой. Полученные данные передаются в буферную память центрального блока системы, который, в соответствии с заложенной программой опроса, формирует из них выходной кадр БРТС.

При таком способе формирования данных по некоторым каналам будет присутствовать избыточ-

Таблица 1. Некоторые бортовые радиотелеметрические системы

Система	Количество датчиков	Частоты опроса, Гц	Информа- тивность, % от общей
БИТС-Б	256 дискретных	200	14
	192 аналоговых	200	84
	155 температурных	6	2
РТСЦ	448 дискретных	100	14,8
	320 аналоговых	100	84,5
	90 температурных	3	0,7
БИТС2Ц-7М	1792 дискретных	100	46,3
	256 аналоговых	100	52,9
	252 температурных	1,6	0,8
МБИТС-ТК	768 дискретных	100	27,1
	256 аналоговых	100	72,1
	186 температурных	1,6	0,8
МБИТС-01	1152 дискретных	100	35,8
	256 аналоговых	100	63,7
	252 температурных	0,78	0,5

ность информации, так как не для всех каналов требуется одинаковая частота опроса. Частично эта избыточность может компенсироваться при формировании выходного кадра системы, путем прореживания информации, поступающей в буфер от некоторых датчиков. Рассмотрим два способа устранения возникающей избыточности: адаптивный разностный алгоритм формирования данных и способ, основанный на нетрадиционном представлении данных образами-остатками.

Адаптивный разностный алгоритм

Это накопительный алгоритм с пакетной передачей данных. При передаче используется пакет фиксированного размера. Адаптивность заключается в следующем: в зависимости от разницы между соседними измерениями в пакете может умещаться разное количество измерений. Чем меньше разница между соседними измерениями, тем больше измерений может уместиться в пакете. Подробно алгоритм рассмотрен на примере 8-разрядных измерений с использованием пакета CCSDS в [1]. Размер пакета для примера был взят 202 байта.

Для моделирования необходимо обобщить алгоритм. В общем случае размер информационной части пакета может быть различным. Пусть X — размер информационной части пакета, выраженный в битах, $8 \le X \le 1616$ бит. Y — разрядность АЦП, $6 \le Y \le 24$ бит. Тогда алгоритм будет выглядеть так, как представлено на рис. 1 или в табл. 2.

На рис. 2–5 показаны результаты моделирования алгоритма и изменяемые параметры.

Первый (верхний) график — исходный сигнал вида: $2^{Y-1} + 2^{Y-1} \times \sin(2\pi\omega t)$. Второй график пачки несжатого сигнала, приведенного к байтному представлению, имитация выдачи пакетов. Имеется в виду, что если разрядность АЦП равна, например, 12, то два исходных измерения будут на втором графике представлены тремя точками (байтами: 12 × 2/8 = 3). Период выдачи байтов пакета для наглядности взят в 10 раз меньший, чем частота опроса исходного сигнала. Третий график — пачки сигнала, обработанные в соответствии с алгоритмом, имитация выдачи пакетов. Четвертый график (нижний) — восстановленный



В.В. ОРЕШКО

Номер шага	Действие для буфера, в котором накапливаются измерения	Анализ Δ_{\max} — максимального количества бит, необходимого для отображения в двоичной форме разницы значений между измерениями
1	Накопление X/Y из- мерений	$\Delta_{\max}=Y$ или $(Y-1)$ бит, в пакете X/Y измерения $\Delta_{\max}<(Y-1)$ бит, переход к действию 2
2	Накопление ((X – Y)/(Y – 2) + 1) измерений	$\Delta_{\max}=Y$ или $(Y-1)$ бит, в пакете X/Y измерения, переход к действию 1 $\Delta_{\max}=(Y-2)$ бит, выдача 1 пакета с $(X-Y)/(Y-2)$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}<(X-Y)/(Y-2)$ бит, переход к действию 3
3	Накопление ((X – Y)/(Y – 3) + 1) измерений	$\Delta_{\max}=Y,\ldots,(Y-2)$ бит, выдача 1 пакета с $(X-Y)/(Y-2)$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}=(Y-3),$ выдача 1 пакета с $(X-Y)/(Y-3)$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}<(Y-3)$ бит, переход к действию 4
4	Накопление ((X – Y)/(Y – 4) + 1) измерений	$\Delta_{\max}=Y,\ldots,(Y-3)$ бит, выдача 1 пакета с $(X-Y)/(Y-3)$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}=(Y-4)$ бит, выдача 1 пакета с $(X-Y)/(Y-4)$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}<(X-Y)/(Y-4)$ бит, переход к действию 5
Ν	Накопление $((X-Y)/(Y-N)+1)$ измерений	$\begin{split} \Delta_{\max} &= Y, \ldots, (Y-(N-1)) \text{ бит, выдача 1 пакета с } (X-Y)/(Y-(N-1)) \\ \text{измерениями, переход к действию 1} \\ \Delta_{\max} &= (Y-N) \text{ бит, выдача 1 пакета с } (X-Y)/(Y-N) \text{ измерениями, } \\ \text{переход к действию 1} \\ \Delta_{\max} &< (Y-N) \text{ бит, переход к действию } (N+1) \end{split}$
Y - 1	Накопление $(X - Y)/2$ измерений	$\Delta_{\max}=Y,\ldots,2$ бита, выдача 1 пакета с $(X-Y)/3$ измерениями, переход к действию 1 $\Delta_{\max}=1$ бит, выдача 1 пакета с $(X-Y)/2$ измерениями, переход к действию 1

Таблица 2. Пошаговая работа адаптивного разностного алгоритма

сигнал. Под четвертым графиком отображается коэффициент сжатия, определяемый как отношение общего количества выданных байт в соответствии со вторым графиком, к общему количеству выданных байт в соответствии с третьим графиком.

Из графиков видно, что чем выше частота сигнала, тем меньше коэффициент сжатия и время задержки выдачи первого пакета. А при уменьшении размера пакета уменьшается как время задержки информации, так и коэффициент сжатия. Данный алгоритм имеет две особенности, которые накладывают ограничение на возможность его применения:

1) низкая помехоустойчивость алгоритма. При изменении нескольких бит в пакете из-за помехи все измерения в пакете, начиная с поврежденного места, будут недостоверными. При этом отсутствуют возможности контроля достоверности и восстановления информации;

2) так как алгоритм накопительный, то имеется задержка при передаче информации. При ча-



Рис. 2. Результаты моделирования

стоте опроса 100 Гц и размере информационной части пакета 202 байта в рассмотренном примере минимальная задержка составит 2 с, при этом сжатие информации отсутствует. Если же информация сжимается, то задержка составит до 8 с.

Первую особенность можно компенсировать, если использовать дополнительное помехоустойчивое кодирование информации внутри пакета на основе образов-остатков, более подробно рассматриваемое далее. Таким образом, остается один недостаток — задержка получения данных. Как видно из рис. 2 и 5, можно значительно уменьшить размер информационной части пакета. Минимальная задержка при этом уменьшится с 2,02 с до 0,09 с, а максимальная с 8 с до 0,4 с. Следует отметить, что при уменьшении информационной части пакета уменьшается и коэффициент сжатия. На рис. 2 и 5 коэффициенты сжатия составляют 3,9851 и 3,88 соответственно.

Алгоритмы преобразования данных на основе представления их образами-остатками

Есть несколько вариантов подобного кодирования. Например, каждый байт представляется в виде двух остатков от деления на 15 и 16. Каждый из остатков занимает не более 4 бит, при этом существует алгоритм однозначного восстановления данных из двух остатков по конструктивной теореме об остатках, представленный в [2]. Либо можно использовать алгоритм помехоустойчивого кодирования с двумя типами декодирования



Рис. 3. Результаты моделирования

на принимающей стороне, условно называемыми «мягкое» и «жесткое» декодирование [3]. Суть ал- соседними закодированными значениями телеметгоритма заключается в том, что исходный байт кодируется по формуле

$$C_i \equiv (X_i \times m_2) (\bmod m_3),$$

где X_i — исходный байт, $m_2 = 17$, $m_3 = 256$.

Алгоритм «жесткого» декодирования имеет следующий вид:

$$X_i = \frac{C_i^* + m_3 \big[m_2 - (C_i^* (\bmod m_2)) \big]}{m_2},$$

где $C_i^* = C_i + \varepsilon_i$ — закодированные на передающей стороне значения і — того результата телеизмерений, содержащие ошибку ε_i .

Алгоритм «мягкого» декодирования предполагает выполнение следующих операций:

1. Нахождение абсолютных разностей между рируемого параметра (ТМП):

$$\delta_i = |C_{i+1}^* - C_i^*|.$$

2. Выделение графического фрагмента ТМП, заключенного между соседними значениями абсолютных разностей $\delta_i > 0.8m_3$.

3. Определение значений равноостаточности f_i^* для закодированных данных внутри выделенного графического фрагмента для каждого временного отсчета і:

$$f_i^* = C_i^* \pmod{m_3}.$$

4. Построение гистограммы распределений значений f_i^* и нахождение ее моды:

мода
$$f_i^* = f_{\text{дост}},$$



Рис. 4. Результаты моделирования

где $f_{\rm дост}$ — значение равноостаточности, которое воспринимают как верное.

5. Выполнение операций:

а) корректировка f_i^* , предполагающая замену значений f_i^* , отличающихся от наиболее часто совпадающих значений (моды), на $f_{\text{дост}}$,

$$f_i^* \to f_{\mathrm{doct}},$$

в результате чего исправляют ошибки $\varepsilon_i;$

б) восстановление скорректированных значений

$$C_i' = C_i + \varepsilon_i'$$
, где $\varepsilon_i' < \varepsilon_i;$

в) сравнение C'_i со значением $C''_i = C_i + \varepsilon''_i$, полученным в первом блоке «жесткого» декодирования при использовании алгоритма сглаживания данных телеизмерений для подтверждения достоверности, и принятие решения о выдаче значения C'_i . 6. Окончание массива значений ТМП C_i^* , $i = 1, \ldots, s$, попавших в выделенный графический фрагмент, и выдача результатов «мягкого» декодирования C_i' во второй блок «жесткого» декодирования.

Рассмотренные выше способы кодирования могут использоваться при необходимости повышения помехоустойчивости.

Представление данных образами-остатками можно также использовать для уменьшения избыточности передаваемых данных. Подробно способ описан в [2–4]. Суть способа заключается в уменьшении динамического диапазона передаваемых данных в два раза. Вместо исходного 2n-разрядного слова-измерения передается его остаток от деления на 2^n , который занимает в два раза меньше бит.



Рис. 5. Результаты моделирования

Алгоритм восстановления при приеме сжатого представления ТМП, иллюстрация которого приведена на рис. 7 (исходная шкала равна 16 разрядов, n = 8), заключается в следующем:

1. Первая операция восстановления данных ТМП связана с выделением графических фрагментов образов-остатков между соседними разрывами, обозначенными на рис. 7 в нижней части. В предлагаемом способе границы фрагментов ТМП, заключенных между разрывами, идентифицируют по максимальным значениям разности $\Delta b_i = b_{i+1} - b_i \rightarrow \max$.

2. Вторая операция преобразований, осуществляемых с целью получения исходного ТМП, основана на свойстве непрерывности контролируемых телеметрических процессов. Ее суть состоит в том, что заключенный между разрывами графический фрагмент представления ТМП образами-остатками перемещают вверх или вниз, как это показано на рис. 7, для образования ТМП в виде непрерывной функции времени x(t).

Правило перемещения переданных фрагментов ТМП вверх или вниз определяют на основе знака результата численного дифференцирования: если $(\Delta b_i/\Delta t)_{\rm k.np.} > 0$, то следующий графический фрагмент переданных значений, образованный результатами сравнения на основе модулей $m_i =$ $= Ш_{\Pi \mu_i}$, где $Ш_{\Pi \mu_i}$ — выбранные (заданные) пороговые уровни, необходимо переместить вверх, если же $(\Delta b_i/\Delta t)_{\rm k.np.} < 0$, то, наоборот, его перемещают вниз.

В результате описанной операции соединения графических фрагментов представления ТМП образами-остатками будут восстановлены (применительно к рассмотренному примеру) недостающие по отношению к исходному представлению 8 старших



Рис. 6. Нетрадиционное представление результатов измерений образами-остатками. *a*) нетрадиционное представление ТМП 8-разрядными образами-остатками (фрагменты ТМП представлены в виде приращений относительно 2^n пороговых уровней с диапазоном 256 ед.); *б*) результат восстановления ТМП в традиционном виде

разрядов в каждом из переданных образов-остатков (рис. 6 и 7).

У рассмотренного алгоритма отсутствует недостаток в виде задержки поступающей информации, так как нет необходимости в накоплении данных для обработки. Однако возможность его применения тоже ограничена. Уменьшение избыточности на основе этого алгоритма может быть использовано в случае, если о контролируемом параметре заранее известно, что у него не может возникнуть скачков между соседними измерениями больших, чем 2^n при шкале 2^{2n} . Кроме того, возникает вопрос, не освещенный в материалах патентов: откуда брать первое значение измерения в случае длительного обрыва линии связи между БРТС и Землей.

Заключение

Применять рассмотренные алгоритмы устранения избыточности следует с учетом требований



Рис. 7. Иллюстрация алгоритма восстановления исходного ТМП из фрагментов, представленных образами-остатками

технического задания на БРТС. Основные назначения БРТС — удаленное слежение за параметрами аппаратов и ракет с целью регистрации контролируемых параметров для последующего анализа нештатных ситуаций или обратная связь для системы удаленного управления. При управлении или возникновении аварийной ситуации недопустимо внесение лишних задержек в поступлении информации. При нештатных ситуациях возможны резкие скачки между соседними измерениями контролируемого параметра, которые могут быть восстановлены с ошибкой при использовании алгоритма на основе представления данных образамиостатками.

Список литературы

- 1. Орешко В.В. Алгоритм формирования адаптивной структуры данных в информационных пакетах для бортовых радиотелеметрических систем. Сборник трудов VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий». (2–4 июня 2015 г.). М.: АО «РКС», 2015. 584 с.
- 2. Кукушкин С.С. Теория конечных полей и информатика. В 2-х тт. Т.1. М: МО РФ, 2003. 284 с.
- 3. Кукушкин С.С., Кузнецов В.И. Патент 2 571 584.
- 4. Кукушкин С.С., Шемигон Н.Н., Аношкин А.В. Патент 2 434 302.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2017, том 4, выпуск 2, с. 95–102

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

УДК 531.768 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2.95

Особенности создания чувствительных элементов кремниевых и кварцевых маятниковых акселерометров

Е. В. Ветрова, И. П. Смирнов, Д. В. Козлов¹, В. М. Запетляев

¹к. т. н.,

АО «Российские космические системы»

e-mail: design-centre@spacecorp.ru

Аннотация. Статья посвящена обзору разработанных вариантов маятниковых акселерометров на основе чувствительных элементов из кварца и кремния (емкостный кремниевый и компенсационный кварцевый маятники), полученных методами групповой объемной микрообработки. Рассмотрены особенности технологии изготовления чувствительных элементов, в частности жидкостное травление кремния и кварца. Проведен анализ конструктивно-технологических проблем, связанных с особенностями материалов изготовления и процессов глубинного жидкостного анизотропного и изотропного травления. Особое внимание уделено особенностям изготовления торсионных элементов, от точности которых зависят выходные характеристики устройства в целом. В программном комплексе SolidWorks Simulation проведено моделирование параметров деформации и жесткости подвижных частей маятников. Результаты моделирования показали, что с помощью варьирования геометрией торсиона можно подобрать необходимые параметры жесткости сочленения в широком диапазоне. Определены наилучшие параметры обработки материалов чувствительных элементов. Отличительная особенность разработанных технологий изготовления чувствительных элементов акселерометров двух типов — их групповой характер. Исследование образцов, проведенное на растровом электронном микроскопе, позволило определить геометрические параметры торсионов чувствительных элементов, от которых главным образом зависела жесткость конструкции и, как следствие, чувствительность акселерометра.

Ключевые слова: акселерометр, кварцевый маятник, кремниевый маятник, групповая технология

Design Features of Sensitive Elements for Quartz and Silicon Pendulum Accelerometers

E. V. Vetrova, I. P. Smirnov, D. V. Kozlov¹, V. V. Zapetlyaev

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

e-mail: design-centre@spacecorp.ru

Abstract. The article presents the review of the developed variants of pendulum accelerometers based on sensitive elements made of quartz and silicon (capacitive silicon and compensation quartz pendula) obtained by means of batch volume processing. The features of the technology for producing sensitive elements, in particular liquid etching of silicon and quartz, are given. The paper shows the analysis of the design and technological problems connected with the characteristics of the materials of production and process of the deep liquid anisotropic and isotrope etching. A special attention is given to the design features of torsional elements, because, in general, the output characteristics of the movable parts of the pendula was carried out in the SolidWorks Simulation program complex. The simulation results showed that it is possible to choose the necessary parameters of stiffness of the joint in a wide range by changing the geometry of the torsion bar. The best parameters for materials processing of two types of accelerometers is their group character. A study of the produced samples carried out on the scanning electron microscope made it possible to determine the geometric parameters of the torsion bars of the sensitive elements. The stiffness of the structure and consequently the sensitivity of the accelerometer depended mainly on those parameters.

Keywords: accelerometer, quartz pendulum, silicon pendulum, batch technology

В настоящее время создается множество типов микромеханических датчиков на основе кремниевой и кварцевой технологий: акселерометры, датчики давления, мультисенсорные датчики, которые находят применение в системах навигации ракетно-космической и авиационной техники. Мультисенсорные датчики представляют собой такие микромеханические устройства, которые позволяют одновременно измерять несколько параметров, например линейные ускорения и угловую скорость. Использование микромеханических акселерометров в мультисенсорном режиме дает возможность построения широкой гаммы приборов для систем навигации и управления объектами. Одно из перспективных направлений развития датчиков лежит в области маятниковых акселерометров, в которых чувствительный элемент сделан из кремния или кварца. Конструктивная схема обоих чувствительных элементов состоит из рамки, установочных площадок, упругих торсионных подвесов и лопасти. Ключевое значение имеет выбор материала для чувствительного элемента, так как от физических характеристик материалов маятников зависят основные параметры акселерометра [1-3]. Например, кварц и кремний имеют разные значения температурного коэффициента расширения, который влияет на прочностные характеристики и играет роль при помещении маятника в корпус акселлерометра. Более подробное описание свойств материалов приведено в таблице 1 [4].

Таблица 1. Физические характеристики кварца и кремния

Физическая характеристика	Кварцевый маятник	Кремниевый маятник
Модуль Юнга, ГПа	107	160
Теплопроводность, Вт/(°С·м)	1,38	157
TKP, 1/°C	$0,55\cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-6}$
Тип электропроводности	Диэлектрик	Полупроводник
Технологичность	Низкая	Высокая

Маятник из монокристаллического кремния может быть изготовлен из стандартных заготовок методами, хорошо освоенными электронной промышленностью. Кварцевые маятники до последнего времени изготавливались индивидуально из специальных заготовок и потому были дороги.

Кремниевые маятники уступают кварцевым в точностных характеристиках, однако кремний более технологичный и дешевый материал, позволяющий получить более дешевую продукцию при высокой воспроизводимости параметров [5].

В статье рассматриваются два типа чувствительных элементов акселерометра: емкостный кремниевый и компенсационный кварцевый маятники.

Принцип действия емкостного кремниевого маятникового акселерометра основан на преобразовании механического воздействия в электрический сигнал, который формируется за счет изменения емкости между обкладками — маятником и статорной пластиной вследствие внешнего воздействующего ускорения. Конструкция маятника состоит из рамки, контактных площадок, двух встречно расположенных балок, закрепленных по центральной оси на крутильных торсионах, и термокомпенсаторов, предназначенных для защиты акселерометра от напряжений, возникающих вследствие разницы коэффициентов температурного линейного расширения статорного и подвижного элементов. Торсионы расположены парами соосно в плоскости балок, что обеспечивает угловое отклонение элементов вдоль оси торсиона. На одном из плеч каждой балки организована чувствительная масса путем удаления части материала.

Для формирования структуры чувствительного элемента (рис. 1) был выбран метод жидкостного анизотропного травления кремния, отличающийся простотой, высокой скоростью формирования объемной структуры и возможностью формирования стенок различного наклона (в том числе вертикальных).

Существует несколько составов анизотропных травителей монокристаллического кремния, обладающих общим свойством травления кремниевого кристалла в направлениях (100) и (110) быстрее, чем в направлении (111). Это связано с различной плотностью упаковки атомов кремния в кристаллической решетке по этим направлениям. При травлении плоскости (100) удаление атомов с поверхности идет быстрее, чем с плоскости (111) (см. табл. 2) [6].



Рис. 1. Внешний вид кремниевого чувствительного элемента маятникового акселерометра

Таблица	a 2.	Хара	ктери	асти	КИ	разли	ичных	ΧТ	равил	ьных
реагентов,	прим	леняе	мых	для	ани	ізотро	опног	Ο Σ	кидко	стно-
го тр	авлен	ния м	юнок	рист	алл	ичес	КОГО	кре	емния	

Травильный	Температура	Скорость травления кремния, мкм/ч			
areni		(100)*	(110)*	(111)*	
KOH : H ₂ O	80	84	126	0,21	
КОН	75	25-42	39-66	0,5	
EDP	110	51	57	1,25	
$N_{2}H_{4}:H_{2}O$	118	176	99	11	
N ₂ H ₄ OH	75	24	8	1	

- ориентация кристаллов

Анизотропное химическое травление кремния в КОН происходит в 3 стадии:

1) окислительно-восстановительная реакция:

$$Si + 2H_2O \rightarrow SiO_2 + 2H_2;$$

2) гидратация оксида:

 $\text{SiO}_2 + x\text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{SiO}_2x\text{H}_2\text{O};$

3) растворение гидратированного оксида:

 $\mathrm{SiO}_2 \cdot x\mathrm{H}_2\mathrm{O} + 2\mathrm{KOH} \rightarrow \mathrm{K}_2\mathrm{SiO}_3 + (x+1)\mathrm{H}_2\mathrm{O}.$

В результате локального анизотропного травления образуется объемная фигура травления, конфигурация которой определяется:

1) ориентацией исходной пластины кремния;

2) формой маски для локального травления;

3) ориентацией маски на поверхности пластины кремния;

4) типом анизотропного травителя;

5) концентрацией компонентов травителя;

- 6) температурой травителя;
- 7) временем травления.

Таким образом, учитывая разницу в скорости травления по направлениям, в результате травления пластины кремния с ориентацией (100) образуется V-образная канавка, боковые стенки которой ориентированы в плоскости (111), то есть перпендикулярны направлению, соответствующему наименьшей скорости травления (рис. 2). При малом времени травления канавка имеет плоское дно, с ростом времени она углубляется, становится V-образной. После этого травление резко замедляется (практически останавливается, так как дальше оно возможно только в направлении (111)) [7].

Одна из сложностей формирования маятниковой структуры заключается в создании вертикальных стенок торсиона маятника с минимальной степенью шероховатости. Наиболее популярный анизотропный травитель кремния — раствор КОН в воде. При травлении в растворе КОН при определенном соотношение КОН и воды при 80 °С образуется однородная и блестящая поверхность. При этом нужно учитывать влияние температуры и соотношения концентрации КОН и воды на скорость травления кремния.

В качестве материала для формирования структуры были выбраны кремниевые пластины п-типа с ориентацией (100) с удельным сопротивлением 4,5 Ом · см. Формирование структуры осуществлялось методом поэтапного травления кремния для получения нужной объемной структуры. Травление осуществлялось раствором КОН: Н₂О при температуре 80° через маску оксида кремния. Локальные отверстия в маске формировались с помощью фотолитографии.

Другая сложность формирования структуры заключалась в выполнении требования к вертикальности стенок торсиона, которая может быть обеспечена ориентацией прямолинейных сторон маски под углом 45° относительно направления [110], вдоль



Рис. 2. V-образный профиль травления кремния



Рис. 3. Ориентация маски на пластине с ориентацией (100) для получения вертикального профиля травления (на рис. 3, а 1 — маска, 2 — базовый срез пластины)

которого ориентирован базовый срез кремниевой пластины (рис. 3, *a*).

Вследствие поворота маски будет происходить подтрав кремния под маской на величину, равную глубине травления (рис. 3, б), а также подтрав внешних углов выпуклых структур. Подтрав связан с образованием на углах быстротравящихся граней типа (112). Таким образом, на фотошаблоне размеры элементов, параллельных плоскости (112), были уменьшены на величину, равную глубине растрава (рис. 4).

В результате ряда технологических операций, включающих в себя процессы фотолитографии, химическую обработку, анизотропное жидкостное травление, была сформирована структура маятника с вертикальными торсионами заданной геометрии.

Исследование изготовленных образцов проведено на растровом электронном микроскопе, определены геометрические параметры торсиона, от которых



Рис. 4. Фрагмент рисунка маски фотошаблона

зависела жесткость конструкции и, как следствие, чувствительность акселерометра (рис. 5).



Рис. 5. Поперечный вид торсиона в сканирующем электронном микроскопе

Полученные образцы выламывались из пластины (рис. 6, a) и методом анодного сращивания устанавливались на статорную пластину (рис. 6, б), с помощью которой осуществляется определение электрических параметров.

Для проведения оценочного расчета жесткости торсионных упругих элементов балки и рамки в качестве исходных данных использовали экспериментальные характеристики изготовленных ранее термомеханических структур [8,9] (рис. 7). Расчет проводили в программной среде SolidWorks Simulation.

Геометрия кремниевого торсиона была взята из конструкторской документации на кремниевый маятник. Перемещение и внутренние напряжения рассчитывались при жестком закреплении рамки с двух сторон и при воздействии силы тяжести. Таким образом, при воздействии на чувствительный элемент ускорения 1 g и длине торсиона 1,835 мм перемещение хвостовика составило величину 0,267 мкм, а максимальное напряжение, сконцентрированное в крестообразном торсионном элементе — $3,55 \cdot 10^5$ H/м² при известном пределе текучести кремния $1,2 \cdot 10^8$ H/м², что свидетельствует о неразрушающем характере возникших деформаций.

Результаты моделирования показывают, что с помощью варьирования геометрией торсиона можно подобрать необходимые параметры жесткости сочленения в достаточно широком диапазоне, ограниченном лишь габаритами кремниевой пластины, на которой выполняются элементы системы. Отличительной особенностью данной конструкции будут небольшие перемещения «подвешенного» элемента (до десятых долей миллиметра в месте сочленения с торсионом) и высокая жесткость конструкции.

Также была проведена работа по разработке технологии изготовления чувствительного элемента маятника из кварца. Оригинальность решения состоит в групповом методе изготовления и отсутствии механической обработки кварцевой кристаллической пластины, что способствует увеличению точности прибора. Традиционный метод состоит в ручном нанесении воско-канифольной мастики кистью в места травления каждого маятника и последующая резка с помощью лазера.

Было разработано оригинальное технологическое решение, позволяющее осуществить групповой метод формирования структуры с помощью глубокого изотропного травления кварцевых пластин фторсодержащим травителем без использования лазерной резки. Использовались пластины кварца толщиной 0,6 мм диаметром 100 мм. При разработке топологии были учтены подтравы кварца под маской из хрома и меди на величину, равную глубине травления. При этом большую роль играла величина неравномерности по толщине пластины, при изотропном травлении приводящая к непредсказуемому значительному уходу линейных размеров. Недостаток технологии невозможность избежать образования ямок травления на поверхности из-за дефектности защитной маски.

Было проведено исследование характеристик жесткости упругих элементов в среде SolidWorks Simulation. Результаты расчета жесткости подвижной части маятника при воздействии ускорения 1 g, толщине 20 мкм и различной длине упругого подвеса приведены в табл. 3.

Таблица 3. Результаты расчета жесткости упругих элементов

Длина упругого подвеса, мм	2,0	2,1
Отклонение подвижной части от горизонтали, мм	0,491	0,507
Напряжение, Н/м ²	$2,035\cdot 10^7$	$2,076 \cdot 10^{7}$



Рис. 6. Внешний вид кремниевого чувствительного элемента маятника: а) на пластине; б) общий вид



Рис. 7. Конструкция кремниевых торсионов



Рис. 8. Результаты моделирования кремниевого торсиона

На рис. 10 и 11 показана графическая иллю- тали, которое составляет 0,491 мм при длине упрустрация произведенных расчетов. Красному цве- гого подвеса 2,0 мм. Красному цвету на рис. 11 ту на рис. 10 соответствует максимальное откло- соответствует максимальное отклонение подвижнение подвижной части хвостовика от горизон- ной части хвостовика от горизонтали, которое



Рис. 9. Внешний вид кварцевого чувствительного элемента маятника: а) на пластине; б) общий вид



Рис. 10. Расчет отклонения хвостовика при длине упругого подвеса: а) 2,0 мм; б) 2,1 мм



Рис. 11. Расчет напряжения упругого подвеса при длине: а) 2,0 мм; б) 2,1 мм

составляет 0,507 мм при длине упругого подвеса 2,1 мм.

Таким образом, были смоделированы параметры жесткости торсионов чувствительных элементов маятников при ускорении 1 g, показывающие большие величины отклонения хвостовика кварцевого маятника и бо́льшие упругие напряжения, чем у кремниевого. Исследовано влияние технологических особенностей изготовления на геометрию топологических слоев и определены наилучшие параметры обработки материалов чувствительных элементов. Разработана оригинальная групповая технология изготовления кварцевого маятника на пластине диаметром 100 мм. Отработана технология изготовления кремниевого маятника на пластине 100 мм с торсиона с крестообразным торсионом толщиной порядка 16 мкм. Разработана мелкосерийная технология изготовления чувствительного элемента акселерометра двух типов.

Список литературы

- 1. Коновалов С.Ф., Коновченко А.А., Межирицкий Е.Л. Компенсационный Si-flex акселерометр для измерения больших ускорений // Гироскопия и навигация, 2006, № 2. С. 44–51. ISSN 0869-7035.
- Peters R.B., Stoddard D.R., Meredith K. Development of a 125 g Quartz Flexure Accelerometer for the RIMU Program // AlliedSignal Electronic and Avionics Systems. Communication and Sensor Systems. IEEE, 1998, № 1. P. 17–24.

- Коновалов С. Ф., Полынков А.В., Сео Дж.Б. и др. Опыт разработки малошумящего акселерометра // Доклад на VII Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам. СПб., 2000. С. 72–79.
- 4. *Кикоин И.К.* Таблицы физических величин. М.: Атомиздат, 1976.
- Голяев Ю.Д., Колбас Ю.Ю., Коновалов С.Ф., Соловьева Т.И., Томилин А.В. Критерии выбора акселерометров для инерциального измерительного блока // Системотехника: Системные проблемы надежности, качества и информационных технологий, 2012.
- 6. Варадан В., Виной К., Джозе К. ВЧ МЭМС и их применение. М.: Техносфера, 2004.
- 7. Иващенко Е.И., Цветков Ю.Б. Метод размерного стоп-травления кремния в производстве изделий микромеханики // Нано- и микросистемная техника. М.: Новые технологии, 2000.
- Козлов Д. В., Смирнов И. П., Жуков А. А., Болотник Н. Н. Микромеханические компоненты микроробототехнических устройств космического назначения // Нано- и микросистемная техника, 2017, № 3. С. 173–180.
- Козлов Д.В., Смирнов И.П. Технические аспекты создания гибких элементов-связок для использования в устройствах микроробототехники // XV Международная научно-практическая конференция «Техника и технология: новые перспективы развития». М., 2014. С. 179–184.

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 4. ВЫПУСК 2. 2017

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций. Свидетельство ПИ №ФС77-55464 от 25 сентября 2013 г.

Журнал включен в РИНЦ. Журнал включен в Перечень рецензируемых научных изданий ВАК. Подписной индекс издания 94086 в Объединенном каталоге «Пресса России»

> Редактор *В.Р. Игнатова* Оригинал-макет: *Д.П. Вакуленко* Оформление переплета: *Н.Л. Лисицына*

Подписано в печать 08.06.2017. Формат 60×88/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 12,71. Уч.-изд. л. 13,98. Тираж 220 экз. Заказ №

Издательская фирма «Физико-математическая литература» МАИК «Наука/Интерпериодика» 117342, г. Москва, ул. Бутлерова, д. 17 Б E-mail: porsova@fml.ru, sale@fml.ru Caйт: 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.russianspacesystems.ru e-mail: journal@spacecorp.ru

ISSN 2409-0239

DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.2

