



РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Научно-технический журнал

**РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

Том 7. Выпуск 3. 2020



Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том 7. Выпуск 3. 2020

Учредитель:

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

Редакционный совет

Председатель:

Тюлин А.Е., д.э.н., к.т.н., член-корр. Российской академии ракетных
и артиллерийских наук, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Заместители председателя:

Ерохин Г.А., к.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия
Романов А.А., д.т.н., проф., академик Международной академии аэронавтики,
Москва, Россия

Нестеров Е.А., к.э.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Члены редакционного совета:

Артемьев В.Ю., АО «Научно-производственное объединение измерительной
техники», Москва, Россия

Ахмедов Д.Ш., д.т.н., член-корр. Национальной инженерной академии Республики

Казахстан, ДТОО «Институт космической техники и технологий», Алма-Ата, Казахстан

Батурич Ю.М., д.ю.н., проф., член-корр. РАН, Институт истории естествознания
и техники им. С.И. Вавилова РАН, Москва, Россия

Габитов И.Р., к.ф.-м.н., проф., Университет Аризоны, США

Жантаев Ж.Ш., д.ф.-м.н., академик КазАЕН, АО «Национальный центр космических
исследований и технологий», Алма-Ата, Казахстан

Жмур В.В., д.ф.-м.н., проф., Московский физико-технический институт, Москва,
Россия

Кулешов А.П., д.т.н., проф., академик РАН, Сколковский институт науки
и технологий, Москва, Россия

Носенко Ю.И., д.т.н., проф., АО «Научно-исследовательский институт точных
приборов», Москва, Россия

Перминов А.Н., д.т.н., проф., академик Международной академии аэронавтики,
Российской инженерной академии, Российской академии космонавтики

им. К.Э. Циолковского, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Победносцев В.А., д.т.н., доцент, филиал АО «Объединенная ракетно-
космическая корпорация» – «Научно-исследовательский институт космического
приборостроения», Москва, Россия

Ступак Г.Г., д.т.н., проф., академик Российской академии космонавтики

им. К.Э. Циолковского, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Чеботарев А.С., д.т.н., проф., АО «Особое конструкторское бюро Московского
энергетического института», Москва, Россия

Чернявский Г.М., д.т.н., проф., член-корр. РАН, АО «Российские космические
системы», Москва, Россия

Четыркин А.Н., филиал АО «Объединенная ракетно-космическая корпорация» –
«Научно-исследовательский институт космического приборостроения», Москва,
Россия

Журнал выходит 4 раза в год.

Журнал включен в РИНЦ.

Журнал включен в Перечень рецензируемых

научных изданий ВАК.

Мнение авторов статей может не совпадать

с мнением редакции.

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3

Подписной индекс 94086

в Объединенном каталоге «Пресса России».

Редакционная коллегия

Главный редактор:

Романов А.А., д.т.н., проф., академик Международной академии аэронавтики,
Москва, Россия

Заместитель главного редактора:

Федотов С.А., к.т.н., с.н.с., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Члены редакционной коллегии:

Алексеев О.А., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,
Россия

Альбин В.Г., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Белоконов И.В., д.т.н., проф., Самарский национальный исследовательский

университет имени академика С.П. Королева, Самара, Россия

Бетанов В.В., д.т.н., проф., член-корр. Российской академии ракетных
и артиллерийских наук, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Бугаев А.С., д.ф.-м.н., проф., академик РАН, Институт радиотехники
и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Васильков А.П., к.ф.-м.н., Science Systems and Applications Inc., Мэриленд, США

Ватулин В.М., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Жуков А.А., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Данилин Н.С., д.т.н., проф., академик Международной и Российской инженерных
академий, Российской академии космонавтики им. К.Э. Циолковского,

АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Дворкин В.В., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Жодзишский А.И., д.т.н., академик Российской академии космонавтики

им. К.Э. Циолковского, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Кукушкин С.С., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Колачевский Н.Н., д.ф.-м.н., проф., член-корр. РАН, Физический институт

им. П.Н. Лебедева РАН, Москва, Россия

Кукушкин С.С., д.т.н., проф., академик Российской академии космонавтики

им. К.Э. Циолковского, член-корр. Российской инженерной академии,

АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Михайлов В.Ю., д.т.н., проф., Московский авиационный институт, Москва, Россия

Новиков Д.А., д.т.н., проф., член-корр. РАН, Институт проблем управления

им. В.А. Трапезникова РАН, Москва, Россия

Петрукович А.А., д.ф.-м.н., проф., член-корр. РАН, Институт космических
исследований РАН, Москва, Россия

Поваляев А.А., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,
Россия

Пулинец С.А., д.ф.-м.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Райнер Сандау, д.т.н., адъюнкт-проф., Международная академия аэронавтики,
Берлин, Германия

Римская О.Н., к.э.н., доцент, АО «ВНИИЖТ», Москва, Россия

Стрельников С.В., д.т.н., АО «Научно-производственное объединение «Орион»,
Краснознаменск, Россия

Сычев А.П., к.т.н., АО «Научно-исследовательский институт точных приборов»,
Москва, Россия

Тисленко В.И., д.т.н., проф., Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

Токарев А.С. (отв. секретарь), АО «Российские космические системы», Москва,
Россия

Тузилов А.В., д.ф.-м.н., проф., член-корр. Национальной академии наук
Беларуси, Объединенный институт проблем информатики Национальной
академии наук Беларуси, Минск, Беларусь

АО «Российские космические системы»
111250, Россия, Москва, ул. Авиамоторная, д. 53
Тел. +7 (495) 673-96-29
www.spacedevice.ru
e-mail: journal@spacecorp.ru

© АО «Российские космические системы»
© ФИЗМАТЛИТ



Москва
ФИЗМАТЛИТ®
2020

Содержание

К 80-летию со дня рождения В. Г. Алыбина	3
Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация	
Пространственный геометрический фактор и развитие ГЛОНАСС <i>Ватутин С. И.</i>	4
Радиотехника и космическая связь	
Прямое аналоговое мультиплексирование по форме сигналов <i>Павликов С. Н., Убанкин Е. И., Ханькович В. Н.</i>	16
Радиофотонный многодиапазонный преобразователь частот для бортового спутникового ретранслятора <i>Щербинин А. Д.</i>	28
Гиперфазовая модуляция в спутниковых системах связи <i>Вильдерман Е. Н.</i>	36
Моделирование сигнала космической связи с негауссовскими коррелированными искажениями <i>Силин Д. М., Дядюнов А. Н.</i>	42
Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии	
Модельно-ориентированный системный инжиниринг как основа обеспечения разработки и создания перспективных космических систем и комплексов <i>Рябогин Н. В., Ерохин Г. А., Пронина Е. Б., Кошелев А. Ю.</i>	51
Управление многоспутниковыми орбитальными группировками <i>Потюпкин А. Ю., Пантелеймонов И. Н., Тимофеев Ю. А., Волков С. А.</i>	61
Обоснование статистических параметров радиосигналов для идентификации объекта <i>Стрельников С. В., Яковец Р. В., Шаблинский А. Г., Бирюлин С. Н.</i>	71
Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах	
Микроструктура тонких пленок в технологии микросистемной техники <i>Дидык П. И., Жуков А. А.</i>	80
Анализ влияния входного контроля и дополнительных испытаний на надежность электронной компонентной базы <i>Кулибаба А. Я., Сашов А. А., Суконкин М. К., Штукарев А. Ю.</i>	87
Активная компенсация магнитной погрешности волоконно-оптических гироскопов на основе магниторезистивных чувствительных элементов <i>Грабов А. Б., Ковалева Е. В., Суханов В. И.</i>	93
Памяти Н. С. Данилина	103

Contents

To the 80th Anniversary of the Birth of V. G. Alybin	3
Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation	
Position Dilution of Precision and GLONASS Development <i>Vatutin S. I.</i>	4
Radio Engineering and Space Communication	
Direct Analog Multiplexing by the Form of Signals <i>Pavlikov S. N., Ubankin E. I., Khankovich V. N.</i>	16
Radiophotonic Multiband Frequency Converter for Onboard Satellite Repeater <i>Scherbinin A. D.</i>	28
Hyperphase Modulation in Satellite Communication Systems <i>Vilderman E. N.</i>	36
Simulation of a Space Communication Signal with Non-Gaussian Correlated Distortions <i>Silin D. M., Dyadunov A. N.</i>	42
Systems Analysis, Spacecraft Control, Data Processing, and Telemetry Systems	
Model-Based Systems Engineering as a Basis for Development and Creation of Promising Space Systems and Complexes <i>Ryabogin N. V., Erokhin G. A., Pronina E. B., Koshelev A. Yu.</i>	51
Control of Multi-Satellite Orbital Constellations <i>Potyupkin A. Yu., Panteleymonov I. N., Timofeev Yu. A., Volkov S. A.</i>	61
Substantiation of Statistical Parameters of Radio Signals for Object Identification <i>Strelnikov S. V., Jakovets R. V., Shablinskij A. G., Birjulin S. N.</i>	71
Solid-State Electronics, Radio Electronic Components, Micro- and Nanoelectronics, Quantum Effect Devices	
Microstructure of Thin Films in Microsystems Technology <i>Didyk P. I., Zhukov A. A.</i>	80
Analysis of the Influence of Incoming Inspection and Additional Tests on the Reliability of Electrical, Electronic, and Electromechanical Parts <i>Kulibaba A. Ya., Sashov A. A., Sukonkin M. K., Shtukarev A. Yu.</i>	87
Active Magnetic Error Compensation for Fiber-Optical Gyroscopes Based on Magnetoresistive Sensors <i>Grabov A. B., Kovaleva E. V., Sukhanov V. I.</i>	93
In Memory of N. S. Danilin	103

К 80-летию со дня рождения В. Г. Алыбина

3 февраля 2020 г. Вячеславу Георгиевичу Алыбину исполнилось 80 лет.

Первые 20 лет своей творческой деятельности В. Г. Алыбин провел в стенах Московского ордена Ленина энергетического института, который окончил в 1963 г., и ОКБ МЭИ (1961–1982 гг.).

В ОКБ МЭИ в 1969 г. он защитил кандидатскую диссертацию, разработал и внедрил в производство ряд вакуумных и твердотельных устройств СВЧ-диапазона.

В 1982–1987 гг. он работал в НПО «Исток» (г. Фрязино Московской области), где защитил докторскую диссертацию в 1984 г.

В эти же годы В. Г. Алыбин являлся экспертом в отделе радиотехники и связи Всесоюзного НИИ государственной патентной экспертизы, где им было рассмотрено более 1000 заявок на изобретения в области приборостроения СВЧ-диапазона.

Работая в Московском НИИ радиосвязи и в фирме «Кросна» (1987–1996 гг.), В. Г. Алыбин был одним из руководителей разработок первых в СССР массовых абонентских систем спутникового телевидения, в частности СВЧ-конвертеров.

Интерес к космическому приборостроению у В. Г. Алыбина проявился еще во время работы в ОКБ МЭИ, где ему было присвоено ученое звание старшего научного сотрудника по специальности «Радиолокация и радионавигация» (1978 г.).

Следующую четверть века В. Г. Алыбин посвятил космической тематике, работая в Российской корпорации ракетно-космического приборостроения и информационных систем (1996–2011 гг. — в АО «НПО «Орион», 2011 г. — по настоящее время в АО «Российские космические системы»), где в должности заместителя начальника отделения принял участие в создании целевых и служебных нагрузок космических аппаратов, которые успешно эксплуатируются в космосе. За участие в этих работах В. Г. Алыбин получил награду Госкорпорации «Роскосмос» «Знак академика С. П. Королёва».

В. Г. Алыбин ведет активную научную деятельность. Он автор более 150 публикаций, в том числе тридцати изобретений и патентов, статей, докладов на всероссийских и международных конференциях, член диссертационных советов своей организации и АО «НПП «Исток» им. А. И. Шокина».

Более 20 лет В. Г. Алыбин участвует в работе Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» как член программного комитета и соруководитель секции «Твердотельные приборы и устройства СВЧ».

В. Г. Алыбин — член трех секций научно-технического совета АО «Российские космические системы», член редакционной коллегии научно-технического журнала «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы».

Поздравляем Вячеслава Георгиевича с 80-летием и желаем ему крепкого здоровья, оптимизма, творческих успехов, благополучия, удачи и реализации всех планов!

*Редакционный совет и редакционная коллегия журнала
«Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы»*



Пространственный геометрический фактор и развитие ГЛОНАСС

С. И. Ватутин, к. т. н., с. н. с., vatutin.si@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Необходимость решения проблемы повышения точности навигации в городских условиях и в горной местности неизбежно ведет к наращиванию орбитальной группировки ГЛОНАСС. В данной работе обоснована целесообразность наращивания глобальной навигационной спутниковой системы на трех орбитальных плоскостях ГЛОНАСС в рамках кинематически правильной орбитальной структуры (по Г. В. Можаяеву) в нотации Дж. Уолкера–Балларда $64,8^\circ:48/3/1$. Предложена стратегия наращивания, повышения точности и доступности системы ГЛОНАСС в условиях затенения. Показано, что удвоенная по составу система ГЛОНАСС из 48 НКА с двумя ансамблями сигналов, один с двумя M -последовательностями и разнесением по частотам, второй с чисто кодовым разделением сигналов на одной несущей частоте, обеспечит как минимум увеличение в 2,77 раза точности местоопределения по сравнению с существующей системой при гарантированных допустимых углах затенения на территории России в $32\text{--}35^\circ$ и сохранении PDOP < 6.

Ключевые слова: пространственный геометрический фактор, навигационный космический аппарат, НКА, орбитальная структура, точность местоопределения

Position Dilution of Precision and GLONASS Development

S. I. Vatutin, *Cand. Sci. (Engineering), Senior Researcher, vatutin.si@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. The need to solve the problem of improving navigation accuracy both in urban conditions and in mountainous areas inevitably leads to an increase in the GLONASS orbital grouping. In this paper, the feasibility of building up a global navigation satellite system on three orbital planes of GLONASS in the framework of a kinematically correct orbital structure (according to G. V. Mozhaev) in the notation of J. Walker–Ballard $64.8^\circ:48/3/1$. A strategy for building up, improving the accuracy and availability of the GLONASS system in the conditions of shading is proposed. It is shown that the double composition of the GLONASS system of 48 satellites with two ensembles, one of two M -sequences and spacing frequencies, the second with pure code division signals at one carrier frequency will provide, as a minimum, an increase of 2.77 times the precision positioning compared to the existing system with guaranteed valid angles of shading in Russia to $32\text{--}35^\circ$ and maintaining a PDOP < 6.

Keywords: Position Dilution of Precision, navigation spacecraft, orbital structure, positioning accuracy

Введение

Первые глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), GPS и ГЛОНАСС, вполне успешно обеспечивали решение навигационных задач на просторах морей и океанов. Однако с течением времени на первый план стала выдвигаться проблема повышения точности решения навигационных задач в городских условиях и в горной местности, где имеет место затенение находящихся низко над горизонтом навигационных космических аппаратов (НКА) зданиями и горами. Единственный способ решения этой проблемы — наращивание плотности НКА на небосклоне путем увеличения количества равномерно разнесенных НКА в системе. И если в GPS с единой для всех НКА несущей и 24 дальномерными уникальными кодами Голда сделать это несложно — достаточно дополнительным НКА присвоить разрешенные уникальные коды [1], то в ГЛОНАСС [2], использующей частотное разнесение сигналов и единый дальномерный код в виде M-последовательности, нарастить группировку невозможно из-за существующих международных соглашений по ограничению частотного диапазона ГЛОНАСС. В результате было принято решение [3] о реализации в системе ГЛОНАСС второго ансамбля сигналов с кодовым разделением на единой несущей частоте в каждом из диапазонов L1, L2 и L3. Следует учитывать, что существующая ГНСС ГЛОНАСС с орбитальной группировкой из 24 НКА является классической большой системой, на которую давит груз десятков миллионов уже существующих пользователей. Следовательно, при наращивании группировки НКА ГЛОНАСС необходимо сохранить неизменным существующий ансамбль сигналов с частотным разнесением. Поэтому новые НКА ГЛОНАСС-К будут излучать два ансамбля сигналов: с кодовым разделением на одной частоте и с частотным разнесением при единой M-последовательности в каждом из диапазонов L1, L2 и L3.

В работе оценивается влияние на точность местоопределения только геометрических свойств системы НКА и не принимается во внимание имеющаяся в настоящее время лучшая точность оценки координат потребителя в ансамблях сигналов с кодовым разделением на единой несущей частоте

по сравнению с ансамблем сигналов с частотным разнесением из-за различия систематических ошибок на разных несущих частотах. Поэтому все полученные в работе оценки точности местоопределения следует отнести к оценкам снизу.

Эффект замены НКА ГЛОНАСС-М на НКА ГЛОНАСС-К

Нетрудно показать, что уже на этапе замены НКА ГЛОНАСС-М с одним ансамблем сигналов на НКА ГЛОНАСС-К с двумя ансамблями сигналов точность ГЛОНАСС за счет геометрического фактора повысится минимум в $\sqrt{2}$ раз. Действительно, пусть на небосклоне видно не менее 4 НКА ГЛОНАСС. Тогда матрица направляющих косинусов от потребителя на НКА с одним ансамблем сигналов будет иметь вид:

$$H1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_{i1} & h_{i2} & h_{i3} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_{j1} & h_{j2} & h_{j3} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_{k1} & h_{k2} & h_{k3} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Нулевые строки соответствуют невидимым НКА и не влияют на вычисление геометрического фактора. Пространственный геометрический фактор рассчитывается по формуле: $PDOP1 = \sqrt{G1_{11} + G1_{22} + G1_{33}}$, где матрица $G1 = (H1^T \times H1)^{-1} = P1^{-1}$.

Для НКА с двумя ансамблями сигналов матрица направляющих косинусов будет равна: $H2 = \begin{bmatrix} H1 \\ H1 \end{bmatrix}$. Транспонированная матрица двух ансамблей сигналов $H2$ равна $H2^T = [H1^T \ H1^T]$. Произведение транспонированной и исходной матриц двух ансамблей равно: $P2 = H2^T \cdot H2 = [H1^T \ H1^T] \cdot \begin{bmatrix} H1 \\ H1 \end{bmatrix} = 2 \cdot H1^T \cdot H1 = 2 \cdot P1$. Матрица, обратная $P2$, равна $G2 = (P2)^{-1} = (2 \cdot P1)^{-1} = \frac{1}{2} \times P1^{-1} = \frac{1}{2} \cdot G1$.

Отсюда геометрический фактор для ГНСС из НКА ГЛОНАСС-К через геометрический фактор ГНСС из НКА ГЛОНАСС-М:

$$PDOP2 = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot G1_{11} + \frac{1}{2} \cdot G1_{22} + \frac{1}{2} \cdot G1_{33}} = \sqrt{\frac{G1_{11} + G1_{22} + G1_{33}}{2}} = \frac{PDOP1}{\sqrt{2}}.$$

То есть точность местоопределения в ГНСС на НКА с двумя ансамблями сигналов как минимум в $\sqrt{2}$ выше точности ГНСС на НКА с одним ансамблем сигналов. Но при этом в ГНСС из 24 НКА ГЛОНАСС-К с двумя ансамблями сигналов при повышении угла затенения проявляется тот же недостаток, что и в исходной ГНСС из 24 НКА ГЛОНАСС-М с одним ансамблем сигналов, а именно: когда в зоне радиовидимости (ЗРВ) остаются 4 НКА, геометрический фактор устремляется в бесконечность, а точность местоопределения падает до нуля. Этот эффект показан на рис. 1–4. На рисунках для краткости исходная ГНСС из 24 НКА ГЛОНАСС-М с одним ансамблем сигналов с частотным разнесением на базе единой М-последовательности обозначена 1М, а ГНСС из 24 НКА ГЛОНАСС-К с двумя ансамблями сигналов (с частотным разнесением на базе единой М-последовательности и с 24 уникальными кодовыми сигналами на одной несущей частоте) обозначена 1М1К. На рис. 1 представлены графики изменения во времени количества НКА, видимых из точки наблюдения 50° с. ш., 40° в. д. при угле

затенения $E = 12^\circ$ над горизонтом. Из графиков видим, что при этих условиях в худшем случае видны 5 НКА на двух орбитальных плоскостях. При этом нет моментов времени, когда все НКА лежат в одной плоскости, что обеспечивает «хорошие» значения PDOP не выше 3,3 (см. рис. 2).

Из рис. 2 видим, что размещение на НКА исходной ГНСС ГЛОНАСС источников навигационных сигналов с 24 кодами на одной несущей в $\sqrt{2}$ раз повышает точность местоопределения.

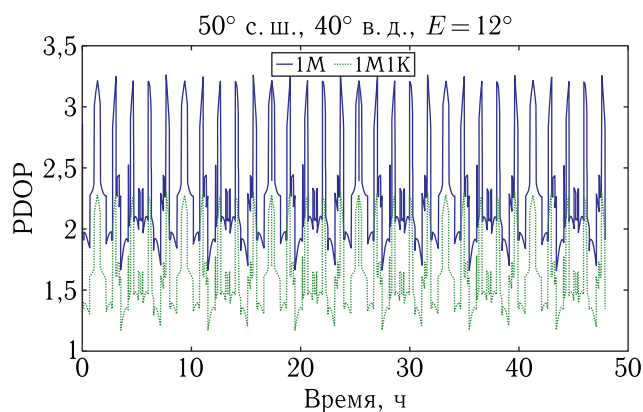


Рис. 2. PDOP систем 1М и 1М1К в точке 50° с. ш., 40° в. д. при затенении 12°

На рис. 3 представлены графики изменения во времени количества НКА, видимых из точки наблюдения 50° с. ш., 40° в. д. при угле затенения $E = 15^\circ$ над горизонтом. Из графиков видим, что при этих условиях в худшем случае видны только 4 НКА на двух орбитальных плоскостях. При этом появля-

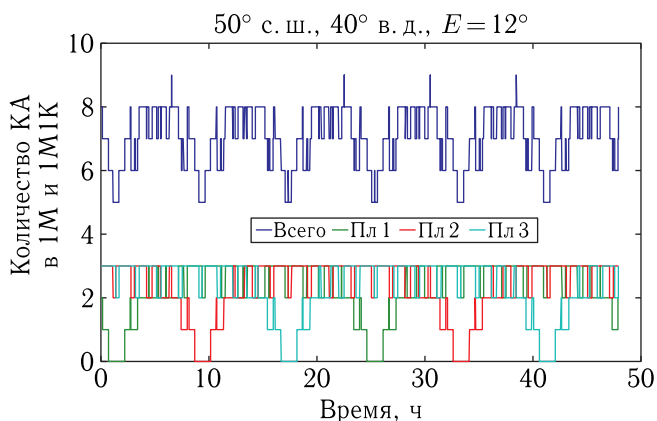


Рис. 1. Количество видимых НКА в исходной системе ГЛОНАСС (1М) и после переоснащения (1М1К)

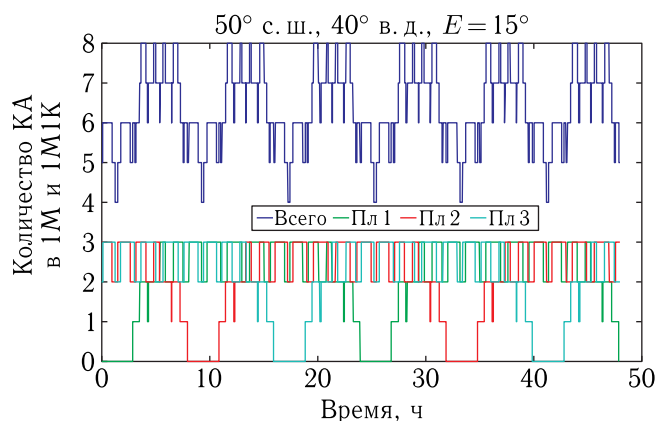


Рис. 3. Количество видимых НКА в исходной системе 1М и после переоснащения 1М1К при затенении 15°

ются моменты времени, когда все 4 видимые НКА лежат в одной плоскости и значения PDOP стремятся к бесконечности, а точность местоопределения соответственно стремится к нулю (см. рис. 4). Наличие моментов времени, когда все 4 видимых НКА находятся в одной плоскости, обусловлено тем, что два из них расположены на восходящем участке одной орбиты, а два других — на встречном нисходящем участке соседней орбиты. Из сопоставления рис. 3 и 4 видим, что при 5 и более видимых НКА PDOP системы 1М1К по-прежнему в $\sqrt{2}$ ниже PDOP системы 1М, а при четырех видимых НКА PDOP обеих систем стремится к бесконечности при том же соотношении в $\sqrt{2}$.

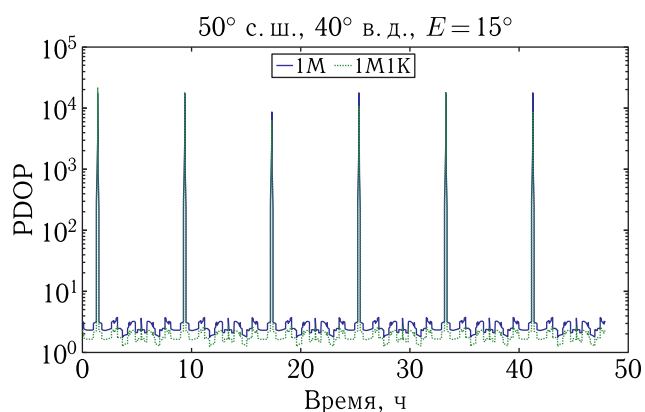


Рис. 4. PDOP систем 1М и 1М1К в точке 50° с. ш., 40° в. д. при затенении 15°

Как показано на рис. 5, снижение PDOP в системе 1М1К приводит также к увеличению допустимого угла затенения (повышению доступности НКА) на широтах России выше 50° с. ш.

Конкурирующие орбитальные структуры при наращивании ГЛОНАСС

После замещения НКА ГЛОНАСС-М на НКА ГЛОНАСС-К наступит этап наращивания группировки НКА ГЛОНАСС-К. При этом неизбежно встанет вопрос, в направлении какой орбитальной конструкции следует идти. В работе [4] предложена стратегия перестроения существующей орбитальной группировки из 24 НКА ГЛОНАСС-М

в группировку из 30 НКА ГЛОНАСС-К с последующим наращиванием до 48 НКА путем расположения их на шести орбитальных плоскостях в 48 слотах кинематически симметричной структуры типа «розетка» или «дельта-конфигурация», обозначаемой в соответствии с нотацией Дж. Уолкера [5] и Балларда [6] 64,8°:48/6/1, что означает 48 НКА в шести плоскостях с расстановкой восходящих узлов орбит по дуге экватора 0–360°. Обозначим предложенную в [4] структуру системы двойной ГЛОНАСС через S1. Орбитальное перестроение с трех на шесть плоскостей с последующим наращиванием группировки НКА ГЛОНАСС до 48 НКА — это весьма дорогостоящая процедура. Поэтому надо быть уверенным, что предложенная орбитальная конфигурация является наилучшей по критерию обеспечения наивысших углов затенения при допустимой точности местоопределения. В своей фундаментальной работе [7] Г. В. Можяев показал, что розеточные структуры Уолкера–Балларда являются частным случаем исследованных им на основе теории групп и теории симметрии орбитальных структур, причем в [7] на с. 15 он прямо указывает на то, что «...одна симметрия еще не гарантирует высокого качества системы». Поэтому имеет смысл оценить по критерию обеспечения наивысших углов затенения при допустимой точности местоопределения и другие возможные орбитальные структуры. При этом важно сохранить нетронутой исходную орбитальную структуру ГЛОНАСС 64,8°:24/3/1 из 24 НКА на трех плоскостях.

В мировой практике при формировании орбитальных многоспутниковых систем на круговых орбитах для одно- или многократного покрытия Земли наибольшее распространение получили две орбитальные структуры: во-первых, уже упомянутая структура типа розетка (по Балларду [6]) или дельта-конфигурация (по Уолкеру [5]) для наклонных орбит и, во-вторых, орбитальная структура типа звезда (по Уолкеру [8, 9]), разработанная для околополярных орбит. Примерами структуры типа розетка с равномерной расстановкой плоскостей по долготе восходящего узла на дуге 0–360° являются системы GPS, ГЛОНАСС, Globalstar, SkyBridge, структурами типа звезда с равномерной расстановкой плоскостей по долготе восходящего узла

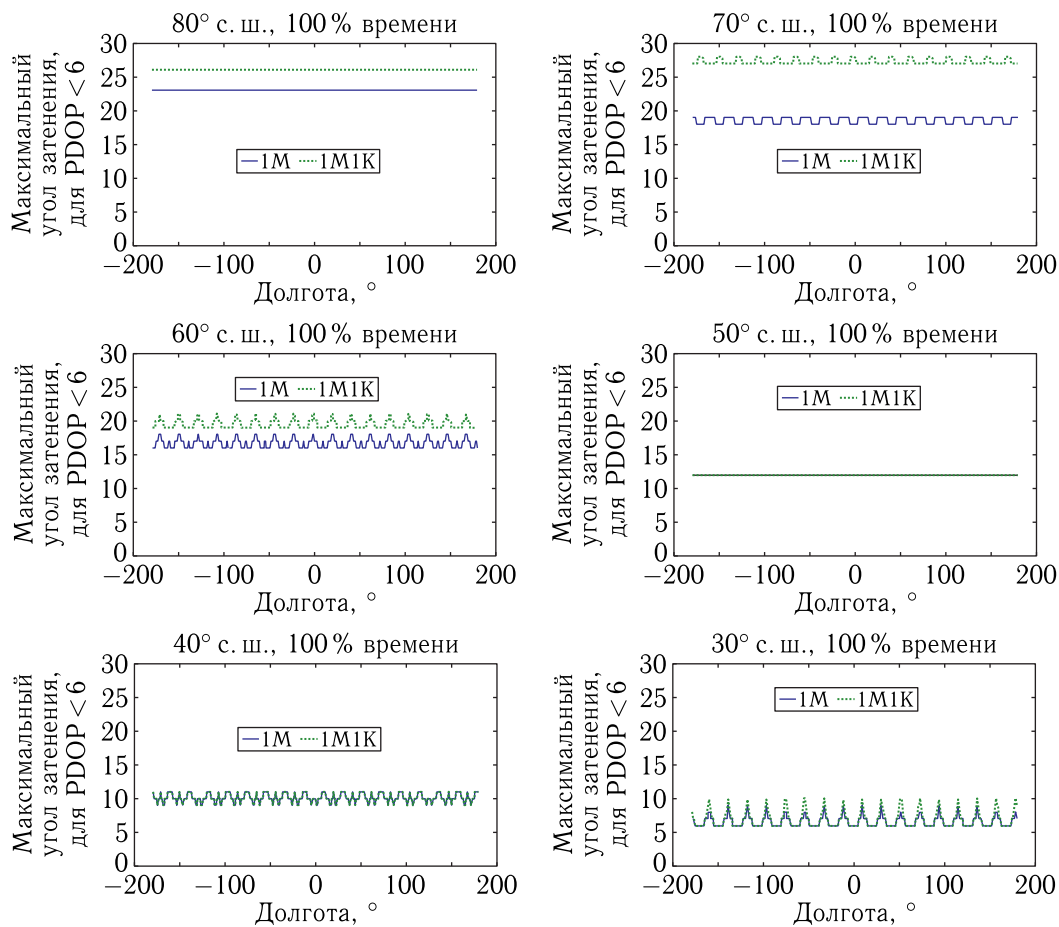


Рис. 5. Максимально допустимый угол затенения для разных широт и долгот наземного наблюдателя при $PDOP < 6$ в системах 1M и 1M1K

на дуге $0-180^\circ$ являются системы Iridium, Boeing Teledesic, Гонец [10, 11].

Расстановка трех плоскостей розетки ГЛОНАСС на дуге $0-360^\circ$ представлена на рис. 6, вид на экватор со стороны северного полюса N. Видим, что при нечетном количестве плоскостей (три для ГЛОНАСС) восходящие (точки) и нисходящие (крестики) узлы не накладываются и расположены равномерно по экватору. По Можяеву [7, с. 17] ГЛОНАСС является системой с группами симметрии N первого типа, компоненты которых (восходящие и нисходящие узлы) являются группами вращений вокруг одной оси вида C_3 .

Расстановка шести плоскостей розетки на дуге $0-360^\circ$ дает взятую в [4] за основу при наращивании системы ГЛОНАСС орбитальную структуру из 48 НКА в нотации Уолкера–Балларда $64,8^\circ:48/6/1$,

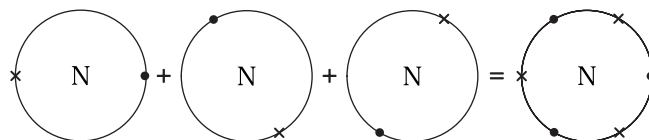


Рис. 6. Расстановка трех плоскостей розетки ГЛОНАСС на дуге $0-360^\circ$

представленную на рис. 7. Видим, что при четном количестве плоскостей в орбитальной структуре типа розетка имеет место наложение симметрично расположенных восходящих и нисходящих узлов, что, собственно, и вызывает сомнение в оптимальности данной структуры с точки зрения равномерного распределения НКА по небосклону и минимума $PDOP$. И это несмотря на то, что по Можяеву [7, с. 41] розетка двойной ГЛОНАСС на рис. 7 является кинематически симметричной системой,

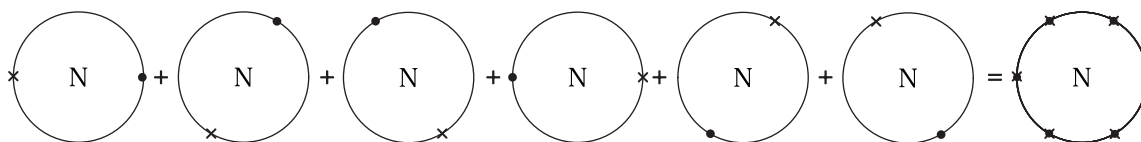


Рис. 7. Расстановка шести плоскостей розетки двойной ГЛОНАСС1 на дуге 0–360°

поскольку представляет из себя объединение двух кинематически правильных систем ГЛОНАСС с общей группой симметрии вращения S_6 .

Отметим, что структура S_1 розетки двойной ГЛОНАСС получается добавлением к исходной розетке ГЛОНАСС второй розетки ГЛОНАСС, повернутой по экватору на 60° , что и приводит к наложению восходящих и нисходящих узлов в структуре S_1 . Для исключения такого наложения было бы логично повернуть вторую розетку на 30° по экватору, как показано на рис. 8, и получить орбитальную структуру S_2 без наложения восходящих и нисходящих узлов. По Можаяеву в структуре S_2 восходящие и нисходящие узлы также являются группами вращений вокруг одной оси вида S_3 , как и в орбитальной структуре исходной системы ГЛОНАСС, т.е. структура S_2 также является кинематически правильной и может претендовать на конкуренцию с предложенной в [4] структурой S_1 . Структура S_2 получается также путем обобщения правила Уолкера расстановки орбитальных плоскостей в звезду по дуге 180° между восходящим и нисходящим узлами орбитальной плоскости на расстановку в звезду двух и более одинаковых орбитальных розеток по дуге между ближайшими восходящим и нисходящим узлами розетки. Для орбитальной розетки системы ГЛОНАСС это будет дуга в 60° . Отметим, что та же структура S_2 может быть получена путем расстановки двух розеток ГЛОНАСС по дуге $0-(-180^\circ)$ в полном соответствии с правилом расстановки Уолкера.

То, что из двух звезд можно образовать розетку, подметил в своей диссертации 2001 г.

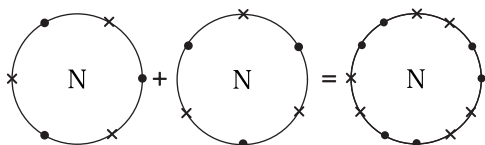


Рис. 8. Структура S_2 из двух розеток ГЛОНАСС, повернутых на 30°

Ллойд Вуд [11], хотя и без привязки к правилу Уолкера по расстановке на дуге $0-360^\circ$. На рис. 8 показано, как из двух розеток ГЛОНАСС можно образовать звезду двойной ГЛОНАСС путем расстановки розеток ГЛОНАСС по дуге 60° . Очевидно, правило расстановки плоскостей распространяется на расстановку орбитальных структур, составленных из таких же орбитальных плоскостей, поскольку орбитальная плоскость является вырожденной орбитальной структурой и типа «звезда» и типа «розетка».

Еще одним достойным конкурентом для структуры S_1 $64,8^\circ:48/6/1$ является структура S_3 в нотации Уолкера–Балларда $64,8^\circ:48/3/1$, т.е. двойной ГЛОНАСС на трех плоскостях, у которой в каждой орбитальной плоскости имеется 16 равномерно расставленных НКА. В этой структуре также сохраняется исходная группировка ГЛОНАСС. Достоинством ее является существенное упрощение формирования и поддержания группировки на трех плоскостях по сравнению с группировкой на шести плоскостях.

Наконец, для полноты картины имеет смысл рассмотреть структуру типа «звезда» на шести плоскостях, представленную на рис. 9 как структура S_4 . Достоинством этой структуры является существенное упрощение реализации в экваториальном широтном поясе линий связи между спутниками, движущимися в одном направлении на соседних орбитах. Недостаток — необходимость полной реорганизации орбитальной структуры ГЛОНАСС: из трех плоскостей на месте остаются только две. Орбитальные структуры четырех конкурирующих вариантов системы двойной ГЛОНАСС сведены воедино на рис. 9.

Что касается расфазировки НКА на орбитах, то, как указано в [12], «по мнению Дж. Уолкера, каждая конкретная дельта-система определяется тройкой целых чисел T, P, F , где T — количество спутников в системе; P — количество плоскостей

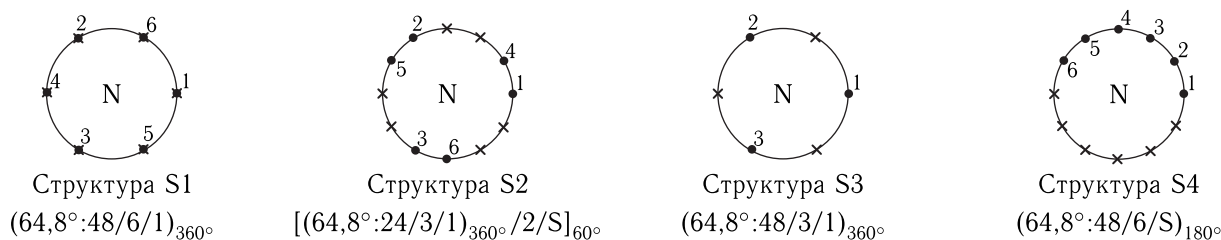


Рис. 9. Конкурирующие орбитальные структуры ГНСС двойной ГЛОНАСС

орбит (один из делителей числа T); F — коэффициент расфазировки спутников в соседних плоскостях, $F = 0 \dots (P - 1)$. Начальные фазовые состояния (НФС) спутников дельта-системы, т.е. значения прямого восхождения восходящего узла Ω и аргумента широты u каждого спутника, вычисляются следующим образом:

$$\Omega = \Omega_1 + \frac{2\pi}{P}(j - 1); \quad (1)$$

$$u = u_1 + \frac{2\pi}{T}[F(j - 1) + P(l - 1)], \quad (2)$$

где Ω_1 , u_1 — НФС первого спутника; j — номер орбитальной плоскости, $j = 1 \dots P$; l — номер спутника в плоскости, $l = 1 \dots T/P$. Соотношения (1) и (2) описывают расфазировку в розетках структуры Уолкера S1 с нотацией $(64,8^\circ:48/6/1)_{360^\circ}$ и S3 с нотацией $(64,8^\circ:48/3/1)_{360^\circ}$ на рис. 9. Нижний индекс расстановки на дуге 360° здесь использован потому, что идентичная нотация использовалась Уолкером и для расстановки на дуге 180° для структур типа звезда, подобных структуре S4 на рис. 9. Однако для структур типа звезда больше подходит расфазировка трасс, известных в англоязычной литературе как «street-of-coverage», или «полоса (дословно: улица) покрытия» применительно к круговым полярным орбитам [13]. Нетрудно заметить, что при движении спутников на соседних полярных орбитах в одну сторону наиболее равномерным покрытие в наиболее критичной экваториальной широтной полосе будет при разнесении одноименных спутников на соседних орбитах по аргументу широты на угол $360^\circ/(T/P)/2$, то есть при 48 спутниках на шести орбитальных плоскостях, как у двойного ГЛОНАСС, структур S2 и S4 при разнесении на угол $360^\circ/(48/6)/2 = 22,5^\circ$. Однако ГЛОНАСС имеет наклонные орбиты, для которых покрытие в экваториальной широтной полосе будет

наилучшим, когда ортогональная проекция точки размещения спутника на соседнюю орбиту будет находиться ровно посередине между спутниками соседней орбиты. В структурах S2 и S4 плоскости с односторонним движением НКА разнесены по дуге экватора на $DP = 30^\circ$, следовательно, ортогональная проекция точки НКА на экваторе на соседнюю орбитальную плоскость будет смещена по аргументу широты на $DP \cdot \cos(64,8^\circ) = 30^\circ \times 0,416 = 12,48^\circ$. Чтобы эта точка была посередине между НКА соседней орбитальной плоскости, их аргумент широты должен быть смещен на $u = DP \cdot \cos(64,8^\circ) - 360^\circ/16 = 12,48^\circ - 22,5^\circ = -10,02^\circ$. Таким образом, для структур S2 и S4, в отличие от формулы Уолкера (2), мы приходим к дробному коэффициенту расфазировки $F = u \times T/360^\circ = -10,02^\circ \cdot 48/360^\circ = -1,336$, подобно Балларду [6, 12].

Для структуры S2 нотация $[(64,8^\circ:24/3/1)_{360^\circ}/2/S]_{60^\circ}$ означает здесь расстановку на дуге 60° с расфазировкой по принципу «street-of-coverage» двух структур ГЛОНАСС с нотацией по Уолкеру–Балларду $(64,8^\circ : 24/3/1)_{360^\circ}$ расстановки на дуге 360° 24 НКА в трех плоскостях с наклоном $64,8^\circ$ и коэффициентом расфазировки $F = 1$.

Итак, имеем стандартную задачу синтеза системы через анализ вариантов ее построения. На рис. 10 для конкурирующих структур представлены графики зависимостей максимально допустимого угла затенения от долготы при обеспечении $PDOP < 6$ на широте 50° . Поскольку спутники ГЛОНАСС возвращаются на свой прежний след ровно через 17 витков [3, 14], то по долготе от -180° до $+180^\circ$ на графиках для геометрического фактора наблюдаются 17 повторяющихся участков. Поэтому во избежание перегрузки восприятия при сопоставлении конкурирующих структур на рис. 11 представлены только по два участка

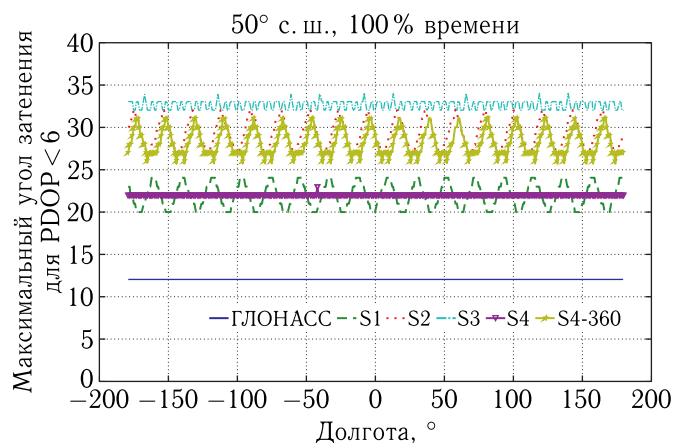


Рис. 10. Зависимости максимально допустимого угла затенения от долготы при обеспечении PDOP < 6 на 50° с. ш.

каждого графика на долготах от 30° до 70° в северных широтах от 0° до 80° через 10°. Сравнение графиков показывает, что наиболее стабильный показатель угла затенения по долготе на всех этих широтах имеет структура S3. На широтах России от 40° до 80° структура S3 имеет наилучший показатель допустимого угла затенения, за исключением широты 70°, где незначительное преимущество имеет структура S1, которая существенно уступает структуре S3 по гарантированному углу затенения при повышении широты до 80° и при снижении от 60° до 40°.

Структура S2 успешно конкурирует со структурой S1 на всех широтах, но также имеет существенно больший разброс допустимого угла затенения по сравнению со структурой S3. Структура S4 типа звезда с расстановкой шести плоскостей по дуге 180° имеет хорошие показатели угла затенения только в экваториальном поясе широт. В северных широтах структура S4 явно уступает структурам S1, S2 и S3. Объясняется это тем, что спутники структуры S4 обходят полюс с одной стороны. В результате с другой стороны полюса образуется некое «декольте» из встречных трасс спутников, которое смыкается только возле противоположного полюса. Это приводит к существенной неравномерности показателя пространственного геометрического фактора PDOP по долготе и снижает максимально допустимый угол затенения при непрерывном обеспечении PDOP < 6. Однако при увеличении дуги расстановки плоскостей от 180° до 360°

в пределах структура S4-360 становится близкой к структуре S1, но имеет разные показатели качества с S1 за счет иного принципа расфазировки спутников по аргументу широты.

Следует отметить, что шаг сетки расчетов в 10° по широте слишком груб в силу большой изменчивости геометрического фактора в зависимости от широты. К тому же имеются периодические изменения геометрического фактора по долготе, что усложняет сравнительный анализ орбитальных структур с целью выбора наиболее рациональной. Поэтому предлагается ужесточить критерий отбора лучшей структуры, приняв за показатель качества гарантированный, то есть минимальный на периоде изменения по долготе, допустимый угол затенения для PDOP < 6, графики которого приведены на рис. 12 с сеткой расчетов в один градус по долготе и широте в зависимости от широты.

Сопоставление графиков рис. 12 показывает, что структуры S4 и S4-360 в целом проигрывают кинематически правильным структурам S1, S2, S3, которые в экваториальном широтном поясе имеют соизмеримые гарантированно допустимые углы затенения, а на широтах России предпочтение следует отдать структуре S3 с тремя орбитальными плоскостями, как у исходной системы ГЛОНАСС, при 16 НКА на каждой плоскости. Этот результат интересен тем, что существенно снижает затраты на развертывание и поддержание группировки НКА двойной ГЛОНАСС в работоспособном состоянии, требуя к тому же вдвое меньше резервных НКА (3 резервных для 3 плоскостей вместо минимум 6 резервных НКА для 6 плоскостей).

Эффект наращивания орбитальной группировки ГЛОНАСС на исходных трех орбитальных плоскостях

Итак, наиболее рациональной является орбитальная структура S3 в нотации $(64,8^\circ : 48/3/1)_{360^\circ}$ с 48 НКА по 16 равномерно разнесенных НКА на каждой из трех орбитальных плоскостей существующей системы ГЛОНАСС.

На рис. 13 приведены графики зависимости пространственного геометрического фактора PDOP

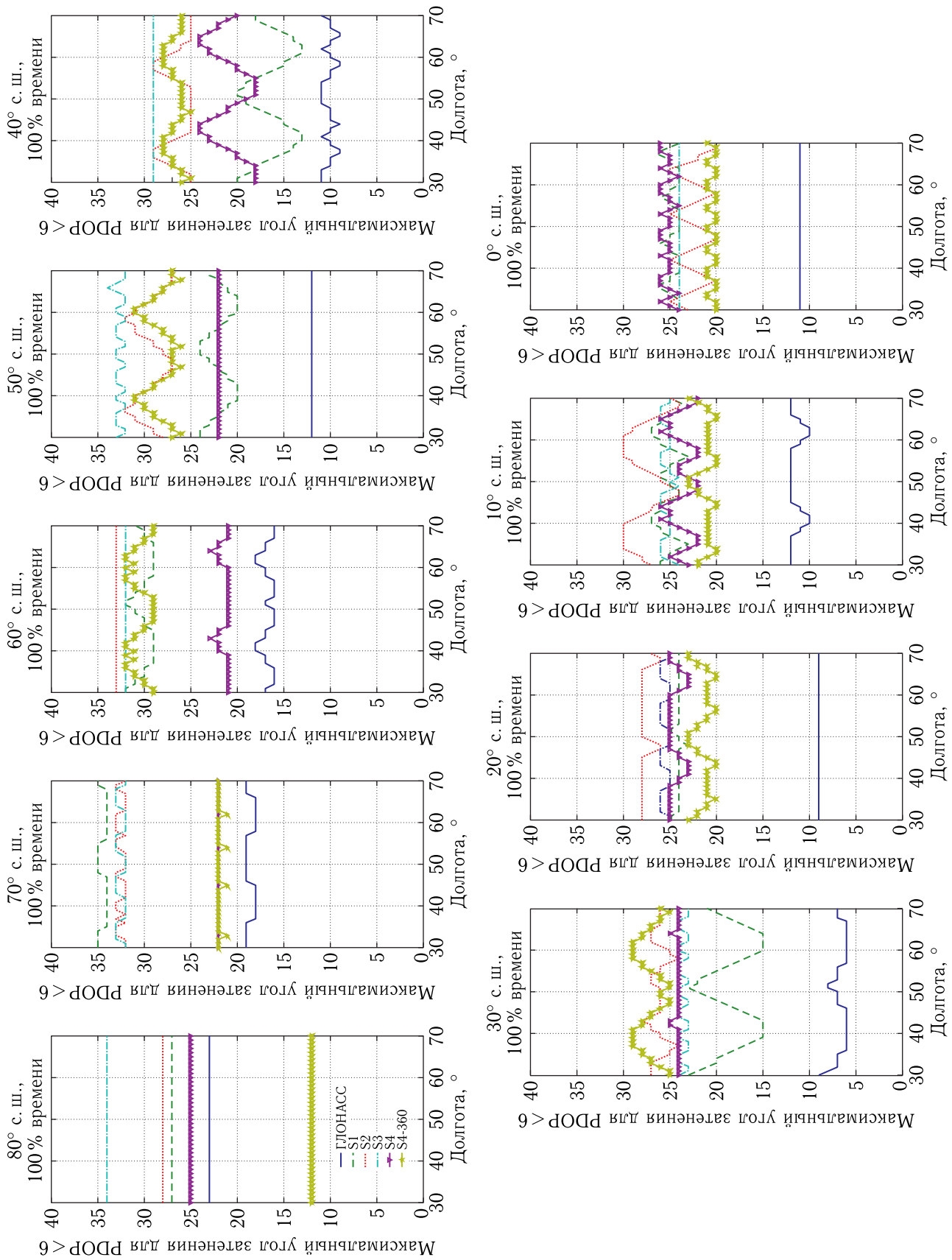


Рис. 11. Зависимости максимально допустимого угла затенения от долготы при обеспечении PDOP < 6 в северных широтах от 0° до 80° через 10°

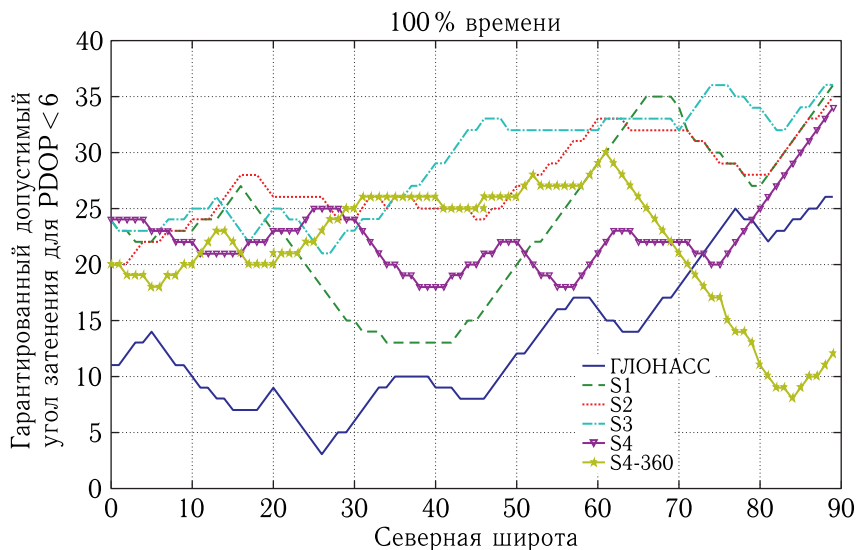


Рис. 12. Гарантированный допустимый угол затенения для PDOP < 6 в зависимости от северной широты пользователя

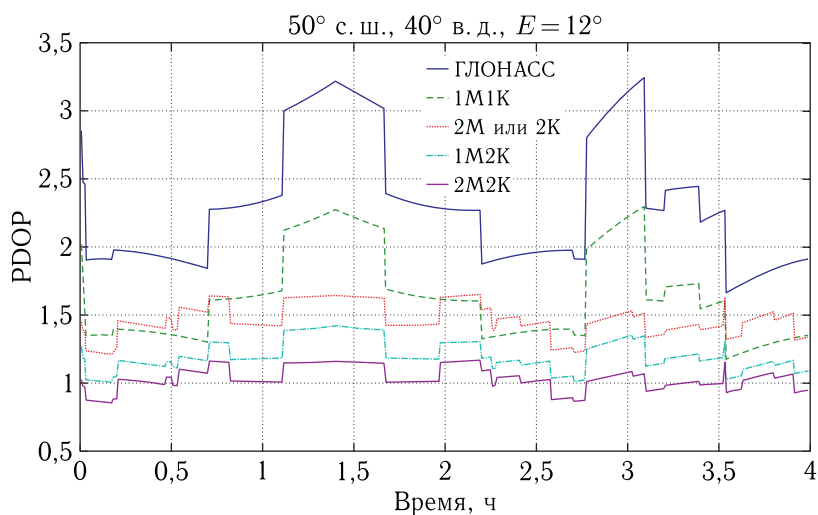


Рис. 13. Зависимость PDOP от времени для сигнальных систем ГЛОНАСС (1М), 1М1К, 2М или 2К, 1М2К и 2М2К

систем ГЛОНАСС (1М), 1М1К, 2М или 2К, 1М2К и 2М2К от времени для точки 50° с. ш. и 40° в. д. при затенении $E = 12^\circ$ на участке, включающем первый выброс PDOP на рис. 2, соответствующий 5 видимым НКА на двух орбитальных плоскостях ГЛОНАСС примерно с 1,1 до 1,7 ч по времени.

Исходная система ГЛОНАСС из 24 НКА ГЛОНАСС-М с одним ансамблем сигналов с частотным разнесением на базе единой М-последовательности обозначена 1М. ГНСС орбитальной структуры исходной системы ГЛОНАСС из

24 НКА ГЛОНАСС-К с двумя ансамблями сигналов (с частотным разнесением на базе единой М-последовательности и с 24 уникальными кодовыми сигналами на одной несущей частоте) обозначена 1М1К. В системе 1М2К орбитальной структуры S3 24 НКА ГЛОНАСС-К на позициях орбитальной структуры исходной системы ГЛОНАСС по-прежнему реализуют два ансамбля сигналов (с частотным разнесением на базе единой М-последовательности и с 24 уникальными кодовыми сигналами на одной несущей частоте), а дополнительные 24 НКА ре-

Таблица 1. PDOP систем ГЛОНАСС (1М), 1М1К, 2М или 2К, 1М2К и 2М2К

PDOP 1М	PDOP 1М1К	PDOP 2М или 2К	PDOP 1М2К	PDOP 2М2К
3,2119	2,2712	1,4619	1,4202	1,1610

Таблица 2. Повышение точности ГНСС

PDOP 1М/PDOP 1М1К	PDOP 1М/PDOP 2М или 2К	PDOP 1М/PDOP 1М2К	PDOP 1М/PDOP 2М2К	PDOP 2М или 2К/PDOP 2М2К
1,4142	1,9562	2,2616	2,7665	1,4142

лизуют второй кодовый ансамбль сигналов из дополнительных 24 уникальных кодов на той же несущей частоте, что и у первого ансамбля кодовых сигналов. В системе 2М2К орбитальной структуры S3 на дополнительных 24 НКА дополнительно ко второму кодовому ансамблю сигналов используется ансамбль сигналов со второй М-последовательностью на тех же частотах, что и ансамбль сигналов с применяемой в настоящее время в системе ГЛОНАСС М-последовательностью. Выбор второй М-последовательности обоснован в работе [15]. В системе 2М орбитальной структуры S3 на исходных 24 НКА ГЛОНАСС-М используется ансамбль сигналов с частотным разнесением и первой М-последовательностью, а на дополнительных 24 НКА ГЛОНАСС-М используется ансамбль сигналов с тем же частотным разнесением и второй М-последовательностью. Наконец, в системе 2К орбитальной структуры S3 на всех 48 НКА используется ансамбль сигналов с кодовым разделением на одной несущей частоте. С точки зрения геометрического фактора системы 2М и 2К идентичны. Значения PDOP на пике рис. 13 в районе 1,4 ч представлены в табл. 1.

В табл. 2 показано, во сколько раз увеличится точность местоопределения при наращивании системы ГЛОНАСС. Как уже указывалось выше, замена всех 24 НКА ГЛОНАСС-М на НКА ГЛОНАСС-К, т.е. переход от системы 1М к системе 1М1К, повысит точность местоопределения в 1,4142 раза или в $\sqrt{2}$. Применение на дополнительных 24 НКА только кодового разделения при реализации системы 1М2К повысит точность в 2,2616 раза. Реализация на дополнительных 24 НКА в системе 2М2К двух ансамблей сигналов с двумя М-последовательностями и частотным раз-

несением и кодовым разделением на одной несущей позволит достичь максимально возможного повышения точности местоопределения за счет снижения PDOP в 2,7665 раза. И это при гарантированных допустимых углах затенения на территории России в 32–35°.

Реализация на 48 НКА ансамбля сигналов с частотным разнесением и двумя М-последовательностями даст выигрыш в точности местоопределения в 1,9562 раза. Тот же выигрыш как минимум даст реализация на всех 48 НКА ансамбля сигналов с кодовым разделением на одной несущей частоте. Применение на всех 48 НКА совместно ансамбля сигналов с частотным разнесением и ансамбля сигналов с кодовым разделением на одной несущей частоте вместо одного из них даст выигрыш в 1,4142 раза, т.е. в $\sqrt{2}$, как и при переходе от системы из 24 ГЛОНАСС-М к системе из 24 ГЛОНАСС-К.

Выводы

Проведенное исследование позволяет сформулировать следующую стратегию наращивания, повышения точности и доступности системы ГЛОНАСС в условиях затенения: по мере выхода из строя существующих НКА ГЛОНАСС-М они заменяются на НКА ГЛОНАСС-К с ансамблем сигналов с частотным разнесением на основе используемой в настоящее время М-последовательности и со вторым ансамблем сигналов кодового разделения на единой несущей частоте. НКА ГЛОНАСС-К, изготовленные до выхода из строя очередного существующего НКА ГЛОНАСС-М, выводятся в позиции посередине между позициями НКА суще-

ствующей системы ГЛОНАСС, причем реализуют ансамбль сигналов кодового разделения на единой несущей частоте и ансамбль сигналов с частотным разнесением на основе второй M -последовательности, для реализации которой, как показано в [15], достаточно в 9-разрядном регистре сдвига, формирующем M -последовательность, вместо двух обратных связей, как сейчас, использовать четыре обратные связи. На трех резервных НКА, по одному для каждой орбитальной плоскости, должно быть предусмотрено переключение обратных связей регистра сдвига для возможности формирования любой из двух M -последовательностей.

Список литературы

1. Global positioning system wings (GPSW) systems engineering & integration. Interface Specification IS-GPS-200. Revision E. Navstar GPS Space Segment // Navigation User Interfaces. 8 June 2010. 185 p. <https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200E.pdf> (Дата обращения 14.07.2020).
2. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (редакция 5.1). Москва, 2008. 74 p. http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/ICD_GLONASS_rus_v5.1.pdf (Дата обращения 14.07.2020).
3. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Общее описание системы с кодовым разделением сигналов. Редакция 1.0. Москва, 2016. 133 p. <http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD.-Obshh.-opis.-Red.-1.0-2016.pdf> (Дата обращения 14.07.2020).
4. Ступак Г.Г., Куршин В.В., Бетанов В.В. Орбитальное перестроение системы ГЛОНАСС // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук, 2013, № 1. С. 44–51.
5. Walker J.G. Comments on “Rosette constellations of earth satellites” // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, vol. 18, no. 4. P. 723–724.
6. Ballard A.H. Rosette Constellations of Earth Satellites // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1980, vol. 16, no. 5. P. 656–673.
7. Можаяев Г.В. Синтез орбитальных структур спутниковых систем (теоретико-групповой подход). М.: Машиностроение, 1989. 304 с.
8. Walker J.G. Some circular orbit patterns providing continuous whole earth coverage // Journal of the British Interplanetary Society, 1971, vol. 24. P. 369–384.
9. Walker J.G. Satellite constellations // Journal of the British Interplanetary Society, 1984, vol. 37. P. 559–571.
10. Степанов А., Акимов А., Гриценко А., Чазов В. Особенности построения и эксплуатации орбитальных группировок систем спутниковой связи // Спутниковая связь и вещание, 2016. С. 72–86.
11. Wood Lloyd. Internetworking with satellite constellations. Thesis submitted to the University of Surrey for the degree of Doctor of Philosophy // Centre for Communication Systems Research, School of Electronics, Computing and Mathematics, University of Surrey, Guildford, United Kingdom. 2001. 230 p. <http://personal.ee.surrey.ac.uk/Personal/L.Wood/publications/PhD-thesis/wood-phd-thesis.pdf> (Дата обращения 14.07.2020).
12. Разумный Ю.Н., Самусенко О.Е., Нгуен Нам Куи. О задаче оптимизации орбитальной структуры многоруслых спутниковых систем непрерывного обзора околоземного пространства // Известия высших учебных заведений, 2018, № 4 [697]. С. 68–79.
13. Adams W.S., Rider L. Circular Polar Constellations Providing Continuous Single or Multiple Coverage Above a Specified Latitude // The Journal of the Astronautical Sciences, 1987, vol. 35, no 2. P. 155–192.
14. Ступак Г.Г., Лысенко Л.Н., Бетанов В.В. и др. Состояние и перспективы совершенствования орбитальных структур навигационных спутниковых систем // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение», 2014, № 1. С. 3–18.
15. Ватутин С.И., Бирюков А.А., Курков И.К. Сравнительный анализ глобальных дополнений системы ГЛОНАСС // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 4. С. 3–14.

УДК 621.396.49 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.16.27

Прямое аналоговое мультиплексирование по форме сигналов

С. Н. Павликов, к. т. н., профессор, *psn1953@mail.ru*

*Морской государственный университет имени адмирала Г. И. Невельского,
г. Владивосток, Российская Федерация*

Е. И. Убанкин, к. т. н., доцент, *uei@inbox.ru*

Военный учебный центр при ДВФУ, г. Владивосток, Российская Федерация

В. Н. Ханькович, *khankovich.vn@dvfu.ru*

Военный учебный центр при ДВФУ, г. Владивосток, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются результаты исследований метода разделения каналов телекоммуникационных систем (ТКС) по форме сигналов. Объектами исследования является новый класс широкополосных сигналов и способ их применения для разделения каналов по форме. Предметом исследования — прямое аналоговое мультиплексирование по форме сигналов. Цель исследования — повышение помехоустойчивости телекоммуникационных систем разделения каналов по форме сигналов через устранение потерь от воздействия доплеровской дисперсии и увеличение количества одновременно работающих каналов связи системы с прямым аналоговым мультиплексированием за счет малого значения элементов разрешения нового класса широкополосных сигналов.

В работе представлена математическая модель нового класса широкополосных сигналов и рассмотрен способ его оптимальной обработки, проведена оценка формы автокорреляционной функции и элементов разрешения в частотно-временной плоскости.

Технический эффект, достигаемый предлагаемым в работе методом, показан на примере системы радиосвязи с прямым аналоговым мультиплексированием каналов по форме сигналов. Рассматриваемый метод позволяет упростить генератор канальных сигналов и систему обработки за счет сокращения требуемых преобразований, что, в свою очередь, обеспечивает реализацию матричной технологии получения переданной информации непосредственно с выхода корреляционного приемника.

Результаты численного моделирования показали возможность технической реализации метода аналогового уплотнения и достижения требуемого эффекта — повышения помехоустойчивости и значительного увеличения объема ансамбля канальных сигналов.

Рассмотренный метод прямого аналогового мультиплексирования особенно актуален для обеспечения многоканальной телекоммуникации с высокоскоростными объектами, в том числе перемещающимися на гиперзвуковых скоростях.

Ключевые слова: широкополосные сигналы, доплеровская дисперсия, преобразование Меллина, корреляционная обработка, разделение каналов, многостанционный доступ

Direct Analog Multiplexing by the Form of Signals

S. N. Pavlikov, *Cand. Sci. (Engineering), Prof., psn1953@mail.ru*

Maritime State University named after admiral G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russian Federation

E. I. Ubankin, *Cand. Sci. (Engineering), Associate Professor, uei@inbox.ru*

Military Training Center at Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russian Federation

V. N. Khankovich, *khankovich.vn@dofu.ru*

Military Training Center at Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russian Federation

Abstract. The article discusses the research results of the channel separation method of telecommunication systems by a signal form. The research objects are a new class of broadband signals and a method of their application for channel separation by the form. The research subject is direct analog multiplexing by the form of signals. The purpose of the study is to increase the noise immunity of telecommunication systems for channel separation by a signal form by eliminating the losses from the influence of Doppler dispersion and increasing the number of simultaneously operating communication channels of the system with direct analog multiplexing due to the low value of the resolution elements of a new class of broadband signals.

The paper presents a mathematical model of a new class of broadband signals and considers the method of its optimal processing. The form of the autocorrelation function and resolution elements in the time-frequency plane are evaluated.

The technical effect achieved by the proposed method is shown on the example of a radio communication system with direct analog multiplexing of channels by a signal form. This method simplifies the channel signal generator and processing system by reducing the required transformations, which, in turn, provides the implementation of a matrix technology for receiving transmitted information directly from the output of the correlation receiver.

The results of numerical simulation showed the possibility of technical implementation of the analog multiplexing method and achieving the desired effect, that is increasing noise immunity and significantly increasing the volume of the ensemble of channel signals.

The considered method of direct analog multiplexing is especially relevant for providing multi-channel telecommunication with high-speed objects including those moving at hypersonic speeds.

Keywords: broadband signals, Doppler dispersion, Mellin transform, correlation processing, channel separation, multi-station access

Введение

Прямое аналоговое мультиплексирование в телекоммуникационных системах (ТКС) применяется очень ограниченно, т. к. известные сигналы с аналоговой модуляцией имеют малый объем ансамбля ортогональных сигналов, например, ЛЧМ-сигналы могут различаться только девиацией частоты. В настоящее время применяется частный случай метода разделения каналов ТКС по форме сигналов — кодовое разделение каналов (КРК). В системах с КРК используются ансамбли ортогональных сигналов с дискретной кодовой модуляцией (манипуляцией) по фазе, амплитуде и частоте. Перед излучением выполняется кодирование соответствующих параметров несущего колебания, а при приеме производится демодуляция и декодирование.

В системах с КРК все сигналы передаются одновременно и в одном частотном диапазоне, при этом ширина спектра сигналов ΔF намного больше ширины спектра сигнала исходного сообщения $\Delta F_{\text{собщ}}$ [1, с. 5]. Сигналы, применяемые в системах с КРК, имеют широкую полосу и, как следствие, эффекты нестационарности, неоднородности среды, многолучевости распространения, а также кинематика платформ ограничивают помехоустойчивость их когерентного детектирования [2].

Сложные сигналы с большими базами подвержены влиянию эффекта Доплера, приводящего к декорреляции, и доплеровская аппроксимация смещением по частоте не является справедливой [3, с. 76–77]. Искажения широкополосных сигналов под воздействием доплеровского эффекта проявляются главным образом в изменении их амплитуды и растяжении во времени, из-за чего отклик оптимального фильтра может иметь уровень, недостаточный для устойчивой работы ТКС [4].

В работе рассматривается новый класс широкополосных сигналов, применимый для систем с РКФ в условиях больших скоростей и неравномерного перемещения носителей.

Математическая модель и оптимальная обработка широкополосных сигналов

Перспективными при больших скоростях носителей являются сигналы, формирование которых

осуществляется как $s(\log_b(t-\tau)) \cdot (t-\tau)^{-\gamma}$, где t — текущее время; $b = \text{const}$ — основание логарифма; $\tau = \text{const}$, сдвиг, параметр объема ансамбля канальных сигналов.

Символам алфавита $a_{i,\xi}$ соответствуют конкретные индивидуальные параметры: сдвиг начала отсчета аргумента несущего колебания τ_i и значение основания логарифма b_ξ :

$$S(t) = \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}}, \quad (1)$$

где Ω — начальная частота ($\omega(t) = \Omega/(t - \tau_i)$); T — длительность сигнала; $\gamma = \text{const}$ ($0 < \gamma \leq 1$).

Мультипликативный сигнал, подвергшийся воздействию эффекта Доплера в канале, может быть представлен в виде [3, с. 76, 5]:

$$S(t) = \sqrt{\alpha} \left\{ \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \frac{\sin[\Omega \log_{b_\xi}(\alpha(t - (\tau' - \tau_\alpha) - \tau_i))]}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} \right\},$$

где τ' — задержка трансляции сигнала между абонентами; $\alpha = 1 \pm V/C$ — доплеровский параметр; V — относительная радиальная скорость между абонентами; C — скорость распространения электромагнитных волн в канале; $\tau_\alpha = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \approx \frac{V}{C}$ — смещение отклика при воздействии эффекта Доплера в канале [6, 7].

Осуществляя тригонометрические и логарифмические преобразования, получаем:

$$S_{\Pi}(t) = \sqrt{\alpha} \left\{ \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \cos(\Omega \log_{b_\xi}(t - (\tau' - \tau_\alpha) - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} + \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \times \frac{\cos(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \sin(\Omega \log_{b_\xi}(t - (\tau' - \tau_\alpha) - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} \right\}. \quad (2)$$

Ортогональный к (1) косинусный эталон запишется:

$$S_c(t) = \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \frac{\cos(\Omega \log_{b_\xi}(t - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}}. \quad (3)$$

Результат взаимокорреляционной обработки сигналов (2) и (1) (отклик) равен:

$$\begin{aligned}
 R_s(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{II}(t)S(t) dt = \\
 &= \sqrt{\alpha} \times \left\{ \sin(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{T}\right) \times \right. \\
 &\quad \times \frac{\cos(\Omega \log_{b_\xi}(-(t-(\tau'+\tau_\alpha)-\tau_i)))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} \times \\
 &\quad \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} dt + \\
 &\quad + \cos(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{T}\right) \times \\
 &\quad \left. \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t-(\tau'-\tau_\alpha)-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} \cdot \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} dt \right\}. \quad (4)
 \end{aligned}$$

Первое слагаемое в (4) при выполнении условия $\left(\frac{\Omega}{2\pi} \log_{b_\xi} \left(\frac{t_k}{t_n}\right) \gg 1\right)$ стремится к нулю, т.к. интегрируется скалярное произведение ортогональных сигналов. Функционал $\text{rect}(\cdot)$ заменим пределами интегрирования соответствующими длительностями сигнала ($t_n = \tau_i - T/2$; $t_k = T/2 + \tau_i$), следовательно, выражение (4) преобразуется:

$$\begin{aligned}
 R_s(\tau) &= \\
 &= \cos(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \left\{ \int_{t_n}^{t_k} \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t-(\tau'-\tau_\alpha)-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} \times \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_\xi}(t-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} dt \right\}.
 \end{aligned}$$

В момент времени $\tau' - \tau_\alpha = 0$ выражение (4) соответствует корреляционной функции Меллина для параметра сжатия, равного 1; заменой переменных $U = \log_{b_\xi}(t - \tau_i)$ оно может быть преобразовано в корреляционную функцию в аддитивном масштабе:

$$R_s(\tau) = \cos(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \left\{ \int_{\log_{b_\xi}(t_n-\tau_i)}^{\log_{b_\xi}(t_k-\tau_i)} (\sin(\Omega t))^2 dt \right\}$$

$$R_s(\tau) = \cos(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \left\{ \begin{array}{l} E \\ \text{при } \tau' - \tau_\alpha = 0 \end{array} \right\}. \quad (5)$$

Функция взаимной корреляции сигналов (2) и (3) в момент ($\tau' - \tau_\alpha = 0$) составит

$$R_c(\tau) = \sin(\Omega \log_{b_\xi} \alpha) \left\{ \begin{array}{l} E \\ \text{при } \tau' - \tau_\alpha = 0 \end{array} \right\}. \quad (6)$$

В результате квадратурной обработки сигналов (5) и (6) получим

$$R = R_s^2(\tau) + R_c^2(\tau) = \left\{ \begin{array}{l} E \\ \text{при } \tau' - \tau_\alpha = 0 \end{array} \right\}^2.$$

Оценка разрешающей способности широкополосных сигналов

Разрешающая способность сигналов определяется шириной корреляционной функции (отклика) в соответствующих координатах частотно-временной плоскости [3, с. 82].

Для повышения разрешающей способности сигналов их функция неопределенности (ФН) должна приближаться к игольчатой форме (δ -импульс).

Оценка степени близости к оптимальной форме ФН возможна и для спектрального представления исследуемого сигнала и δ -импульса:

$$F\{\delta(\tau)\} = 1.$$

Вычислим энергетический спектр сигнала вида

$$\begin{aligned}
 S_M(t) &= e^{j\Omega \log_{b_\xi}(t-\tau)} \cdot (t-\tau)^{-\gamma} = (t-\tau)^{\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} - \gamma}, \\
 &0 \leq \gamma \leq 1.
 \end{aligned}$$

Для вычисления преобразования Фурье сигнала $S_M(t)$ используем табличное значение:

$$\tilde{S}_M(\omega) = j\Gamma \left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} - \gamma + 1 \right) \times$$

$$\times \left[\begin{array}{l} e^{\frac{\left(\frac{-\Omega}{\ln(b_\xi)} - j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \omega_+^{\frac{-j\Omega}{\ln(b_\xi)} + \gamma - 1} \\ - e^{\frac{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} + j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \omega_-^{\frac{-j\Omega}{\ln(b_\xi)} + \gamma - 1} \end{array} \right].$$

Соответственно комплексно-сопряженный спектр —

$$\begin{aligned} \tilde{S}_M(\omega) = & -j\Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} - \gamma + 1\right) \times \\ & \times \left[\begin{array}{l} e^{\frac{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} + j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \omega_+^{\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} + \gamma - 1} \\ - e^{\frac{\left(\frac{-\Omega}{\ln(b_\xi)} - j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \omega_-^{\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} + \gamma - 1} \end{array} \right]. \end{aligned}$$

Энергетический спектр сигнала —

$$\begin{aligned} R(\omega) = \tilde{S}_M(\omega) \cdot \overline{\tilde{S}_M(\omega)} = \\ = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} - \gamma + 1\right) \right|^2 \cdot |\omega|^{-2(1-\gamma)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Для решения в замкнутом виде проанализируем (7) при $\gamma = 0$, $\gamma = 1/2$, $\gamma = 1$.

При $\gamma = 0$ выражение (7) преобразуется к виду

$$R(\omega) = \tilde{S}_M(\omega) \cdot \overline{\tilde{S}_M(\omega)} = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} + 1\right) \right|^2 \cdot |\omega|^{-2}.$$

Используя известное соотношение $\Gamma(x+1) = x\Gamma(x)$, преобразуем:

$$\begin{aligned} R(\omega) = & \left[\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}\right) \left(-\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}\right) \right] \cdot \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}\right) \right|^2 \cdot \frac{1}{\omega^2} = \\ = & \frac{\pi}{\operatorname{sh}\left(\pi \frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}\right)} \cdot \frac{1}{\omega^2}. \end{aligned} \quad (8)$$

При $\gamma = 1/2$ выражение (7) принимает вид

$$R(\omega) = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} + \frac{1}{2}\right) \right|^2 \cdot |\omega|^{-1} = \frac{\pi}{\operatorname{ch}\left(\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}\right)} \cdot \frac{1}{|\omega|}. \quad (9)$$

При $\gamma = 1$ формула (7) сводится к следующему виду:

$$R(\omega) = \left| \Gamma\left(j \frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}\right) \right|^2 = \frac{\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \cdot \operatorname{sh}\left(\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}\right)}. \quad (10)$$

Известно, что $\operatorname{sh}(\pi\Omega) = \frac{e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}} - e^{-\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}}{2}$,

$\operatorname{ch}(\pi\Omega) = \frac{e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}} + e^{-\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}}{2}$. Чтобы упростить (8)–(10), применим асимптотическое приближение гиперболических функций при больших значениях Ω :

$$\gamma = 0; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}} \cdot \frac{1}{\omega^2}, \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{1}{2}; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}} \cdot \frac{1}{|\omega|}, \quad (12)$$

$$\gamma = 1; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}}. \quad (13)$$

Из (11)–(13) видно, что для $\gamma = 1$ энергетический спектр анализируемого сигнала практически соответствует спектру δ -функции. Спектры частотно модулированных сигналов могут считаться ограниченными пределами изменения их мгновенной частоты.

При $\gamma = 1$ для конечного сигнала выражение (13) можно представить в виде

$$R(\omega) = \operatorname{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2 \cdot \Delta\omega}\right) \cdot \frac{2\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}}. \quad (14)$$

Автокорреляционная функция как результат обратного преобразования Фурье выражения (14) имеет вид

$$R(\tau) = F^{-1}\{R(\omega)\} = \frac{2 \sin(\Delta\omega t)}{\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \cdot e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}}} \cdot e^{j\omega_0 t},$$

а ее модуль — соответственно

$$|R(\tau)| = \frac{2 \sin(\Delta\omega \cdot t)}{\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \cdot e^{\pi \ln(b_\xi)} \cdot t}. \quad (15)$$

Основная часть автокорреляционной функции (15) расположена между точками $\Delta\omega \cdot t = \pm\pi$, т.е. элемент разрешения во временной плоскости составляет

$$\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega}.$$

Так как амплитуды функций (11) и (12) в полосе $\Delta\omega$ спадают пропорционально, соответственно $\frac{1}{\omega^2}$ и $\frac{1}{|\omega|}$, для сравнительной оценки их можно аппроксимировать функцией:

$$\text{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2\Delta\omega'}\right) \cdot \frac{2\pi}{e^{\pi \ln(b_\xi)} \cdot \Omega}. \quad (16)$$

$\Delta\omega'$ выбирается из условия равенства площади функции (16) и площадей функций (11), (12), ограниченных в полосе $\Delta\omega$. Очевидно, что соблюдается неравенство $\Delta\omega' < \Delta\omega$, т.е. для элемента разрешения по дальности верно соотношение $\Delta(t)' > \Delta(t)$.

Условие эквивалентности сигналов в аддитивном и мультипликативном масштабах времени описывается соотношением: $S_M(t) \leftrightarrow \frac{S(\ln t)}{\sqrt{t}}$ [8, с. 90], т.е. для его соблюдения $\gamma = 1/2$.

Разрешающая способность сигналов во временной плоскости (по дальности) определяется шириной полосы Фурье $\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$, и в силу изоморфизма аддитивных и мультипликативных преобразований [8, с. 88] разрешающая способность сигналов в частотной плоскости (по скорости) определяется шириной полосы Меллина $\Delta\Omega$:

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega}.$$

Спектр Меллина при трансляции (сдвиге) сигнала изменяется, с появлением задержки относительно начала его отсчета изменяется ширина полосы спектра. Исследуем спектр Меллина мультипликативного сигнала с целью определения зависимости свойств от сдвига его начала относительно начала отсчета. Форма амплитудного спектра

не зависит от высокочастотного заполнения, исследуем его огибающую длительностью T :

$$S(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - \tau_i}{T}\right). \quad (17)$$

Начало отсчета сигнала неизменное, параметр τ_i — варьируется. Спектр Меллина огибающей (17) запишется:

$$\begin{aligned} M\{S(t)\} &= \int_0^\infty \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - \tau_i}{T}\right) e^{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \ln t} d \ln t = \\ &= \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} e^{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \ln t} \frac{dt}{t}. \end{aligned}$$

После замены переменных $\ln t = z$ имеем

$$\begin{aligned} M\{S(t - \tau_i)\} &= \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} e^{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} z} dz = \\ &= \frac{1}{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}} \left[e^{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \ln(T+\tau_i)} - e^{j \frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \ln \tau_i} \right]. \end{aligned}$$

Энергетический спектр Меллина составит

$$\begin{aligned} |M\{S(t - \tau_i)\}|^2 &= \\ &= \frac{2}{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}\right)^2} \left[1 - \left[\cos\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} \ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)\right) \right] \right] = \\ &= \frac{4}{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)}\right)^2} \sin\left(\frac{\Omega}{2 \ln(b_\xi)} \ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)\right). \end{aligned}$$

Основная часть энергетического спектра Меллина заключена между точками $\left(\frac{\Omega}{2 \ln(b_\xi)} \ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)\right) = \pm\pi$, и ширина полосы спектра Меллина составляет

$$\Delta\Omega = \frac{4\pi \ln(b_\xi)}{\ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)}, \quad (18)$$

следовательно, разрешение по доплеровскому параметру определяется как

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega} = \frac{1}{2 \ln(b_\xi)} \ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right). \quad (19)$$

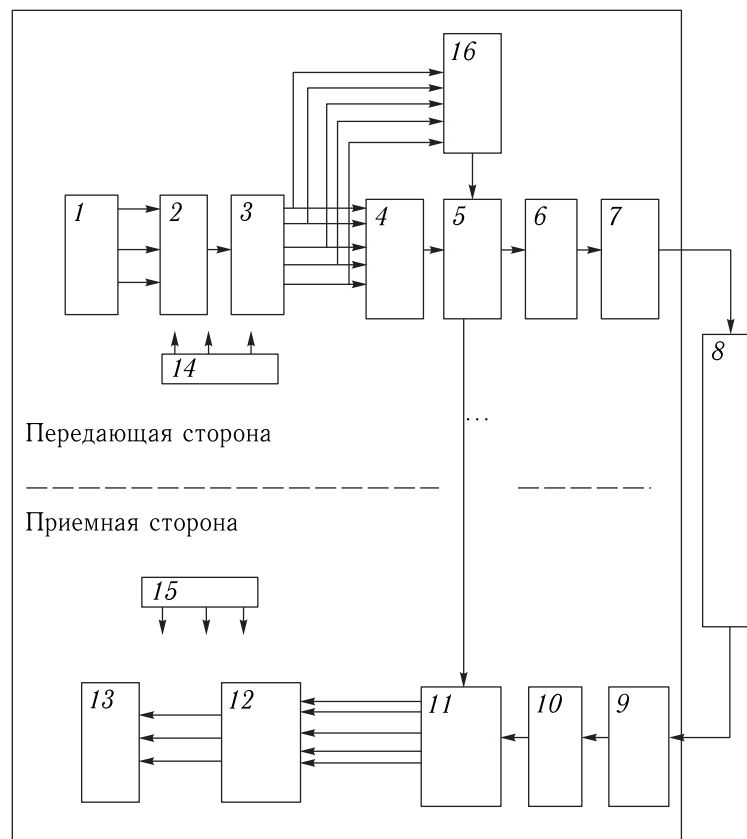


Рис. 1. Система радиосвязи с прямым аналоговым мультиплексированием по форме сигналов (Объяснение в тексте)

Из (18) и (19) следует, что разрешающая способность по доплеровскому параметру зависит от значений сдвига τ_i и основания логарифма b_ξ . При условии, что τ_i совпадает с длительностью сигнала, полученный результат не противоречит известному факту, что разрешающая способность сигналов по скорости улучшается при увеличении их длительности.

Техническая реализация метода

Для пояснения технического эффекта рассмотрим систему, разработанную на основе способа обработки широкополосных сигналов [9].

На рис. 1 представлена система связи, состоящая из: 8 — канала связи;

– на передающей стороне: 1 — источника (источников) информации, 2 — коммутатора, 3 — преобразователя «аналог–цифра», 4 — формирователя сдвига начала мультипликативного сигнала относительно начала его (импульса) отсчета, 5 — блока

памяти алфавита $a_{i\xi}$ сигналов, 6 — управляемого генератора-передатчика мультипликативных сигналов, 7 — первого блока согласования с линией связи (антенны), 16 — формирователя оснований логарифма модулирующей функции;

– на приемной стороне: 9 — второго блока согласования с линией связи, 10 — приемника, 11 — многоканального коррелятора, 12 — матрицы цифрового преобразования, 13 — потребителя информации (индикации, воспроизведения и регистрации), 14 и 15 — блоков питания передающей и приемной стороны соответственно.

Аналоговая информация подается через коммутатор 2 на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 3. С АЦП 3 пять двоичных символов в виде «0» и «1» подаются на формирователь 4 сдвигов начала мультипликативного сигнала относительно начала его отсчета и формирователь 16 оснований логарифма модулирующей функции. С формирова-

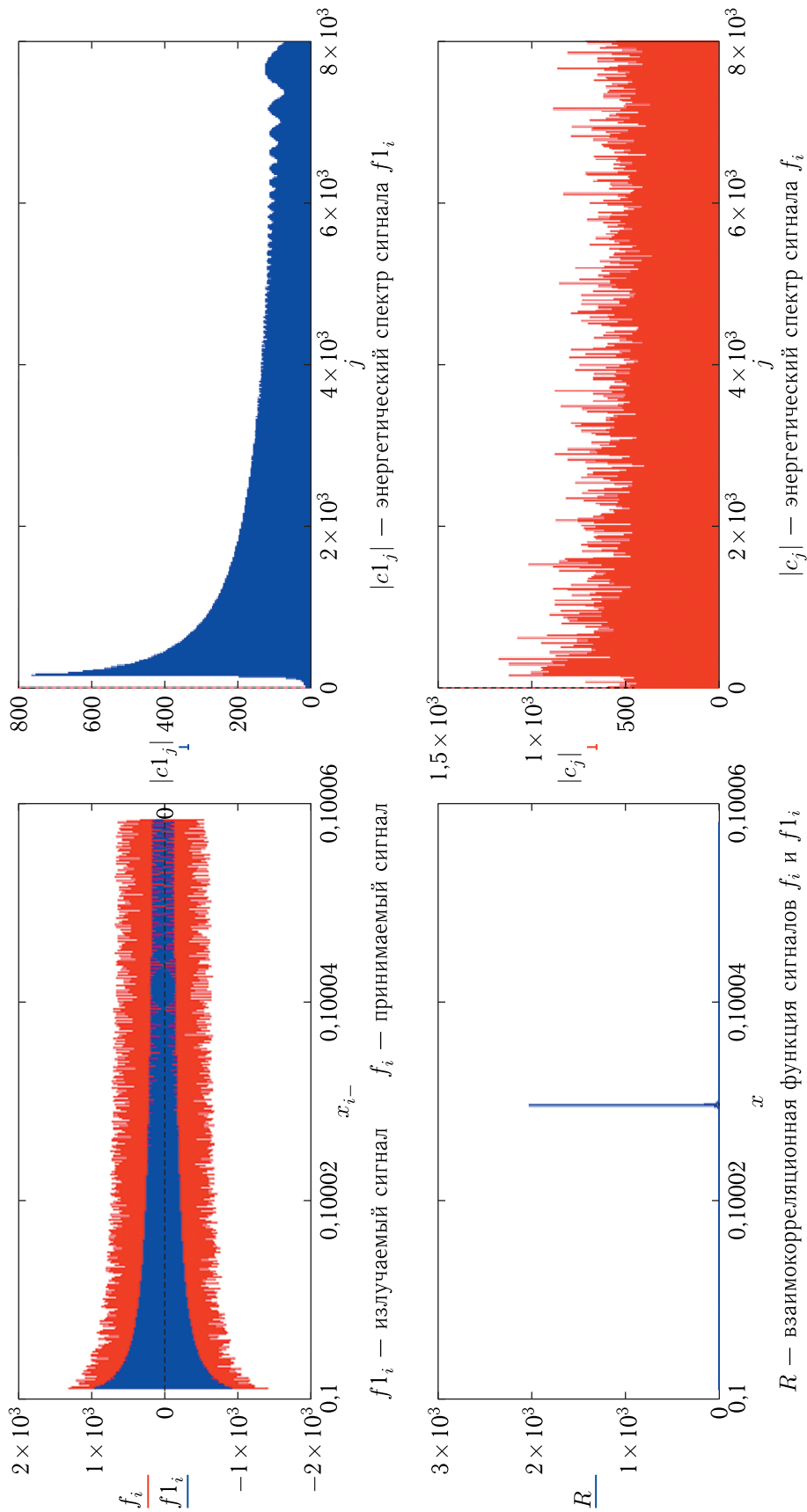


Рис. 2. Корреляционный отклик системы при $\tau = \tau_1 = 0,1$; $b = b_1 = \epsilon$; $\omega = 900 \cdot 10^6$; $\Omega = 10^3$; $V = 10^8$ м/с; ОСП = 0,4

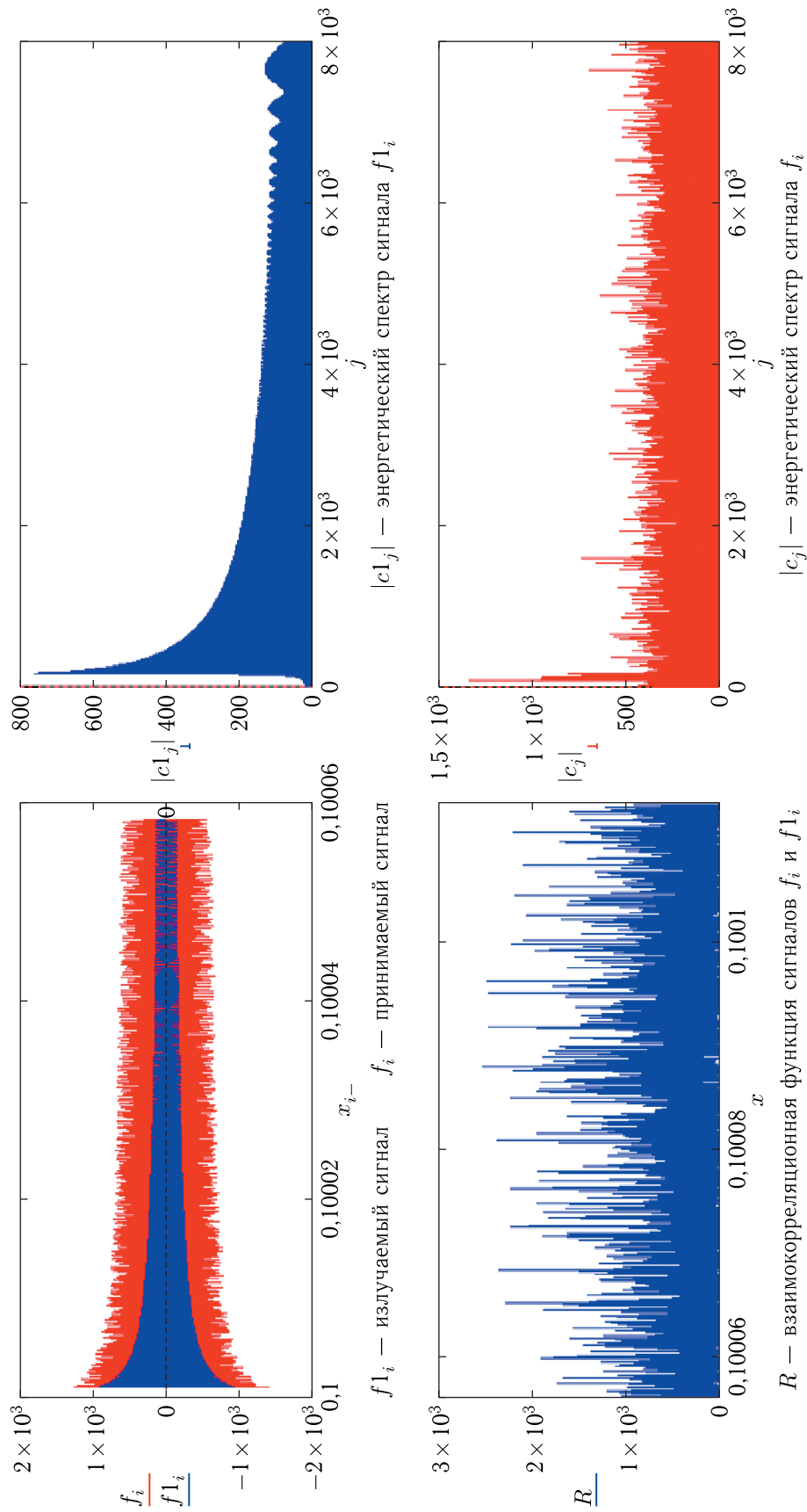


Рис. 3. Функция взаимной корреляции мультипликативных сигналов f_i и $f1_i$ при $\tau \neq \tau_1$ (за пределом разрешения $\Delta\tau$) $\tau = 0,1$; $\tau_1 = 0,100055$

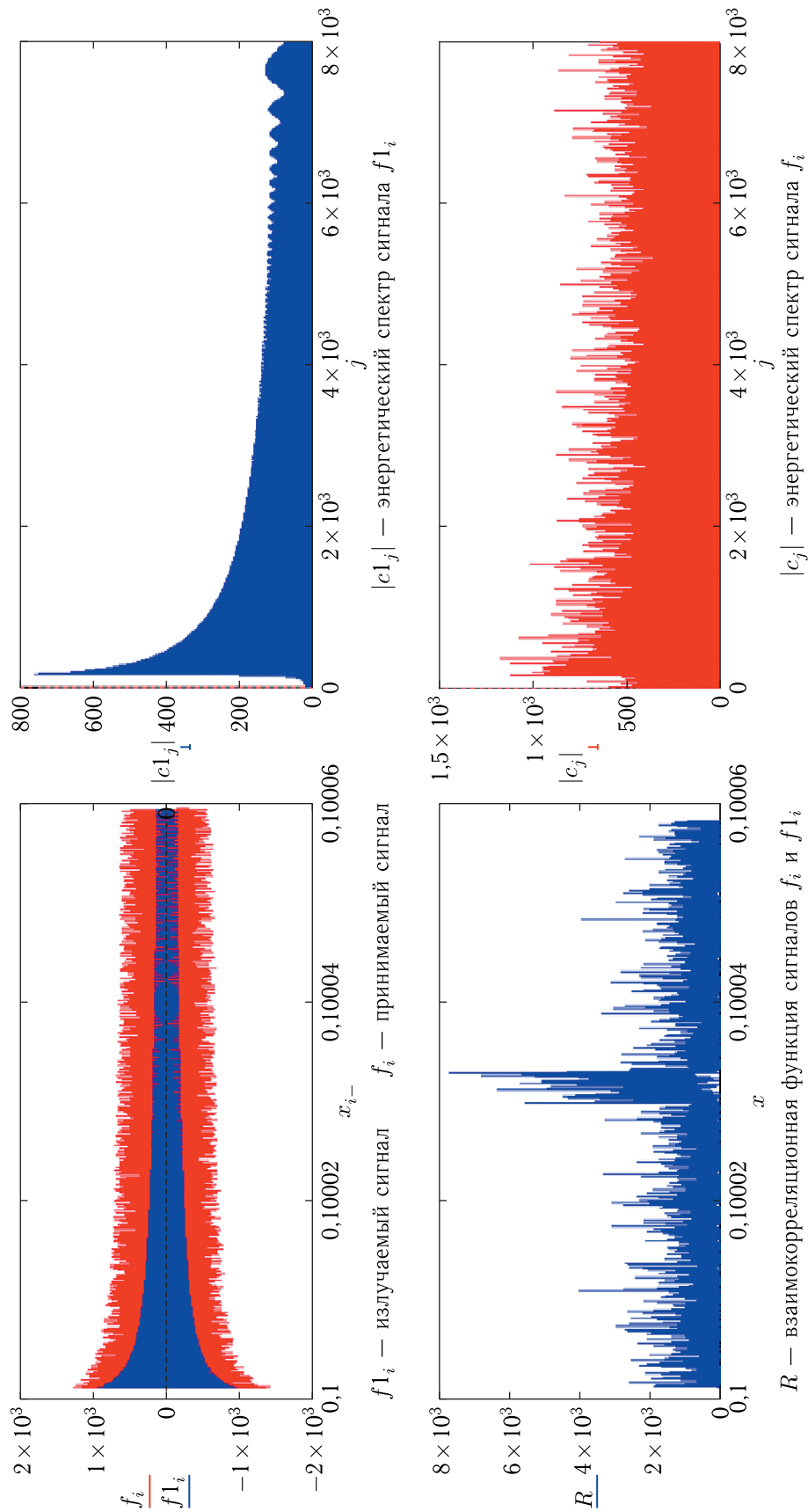


Рис. 4. Функция взаимной корреляции мультипликативных сигналов f_i и $f1_i$ при $b \neq b_1$ (за пределом разрешения Δb) $b = c$; $b_1 = c + 0,1$

теля 4 одно из значений сдвига $(\tau_1 - \tau_n)$ поступает на управляющий вход блока 5 памяти, на второй управляющий вход которого подается с формирователя 16 одно из значений основания логарифма модулирующей функции $(b_1 - b_m)$, по которым выбирается сигнал, соответствующий элементу алфавита $a_{i,\xi}$, и подается на вход управляемого генератора 6. Управляемым генератором 6 формируются сигналы (1), соответствующие элементу алфавита $a_{i,\xi}$ для излучения в радиоканал 8 через блок 7 согласования с линией связи (антенна).

Входной сигнал через блок 9 согласования с линией связи (антенны) поступает на приемник 10, выполняющий полосовую фильтрацию и далее на вход многоканального коррелятора 11.

На второй вход многоканального коррелятора подаются опорные сигналы с блока памяти 5, соответствующие алфавиту $a_{i,\xi}$.

К выходу коррелятора 11 подключена матрица цифрового преобразования 12, где происходит преобразование номера выхода коррелятора 11, соответствующего сдвигу $(\tau_1 - \tau_n)$ и основанию логарифма модулирующей функции $(b_1 - b_m)$, в пятирядный двоичный код, который совпадает с комбинацией, поданной на входы формирователей 4 и 16 на передающей стороне. Сигналы выходов матрицы цифрового преобразования 12 передаются потребителям информации 13, например, на аппаратуру индикации и регистрации [10–12].

Предлагаемая схема радиосвязи может быть реализована с различной степенью помехоустойчивости и обеспечивает увеличение объема ансамбля прямого аналогового мультиплексирования по форме сигналов.

Результаты численного моделирования

Для оценки эффективности системы, где применяется сигнал (1), выполнено численное моделирование в среде MathCad, результаты моделирования представлены на рис. 2–4.

Результат моделирования при $\gamma = 1/2$, $\tau = \tau_1 = 0,1$; $b = b_1 = e$ представлен на рис. 2, где $f1_i$ — временная диаграмма сигнала (1), $|c1_j|$ — его амплитудный спектр; f_i — временная диа-

грамма, представляющая сумму аддитивного шума (отношение сигнал/шум (ОСШ) равно 0,4) и сигнала (2), $|c_j|$ — его амплитудный спектр соответственно.

Моделирование при числе отсчетов реализаций сигналов $N = 2^{14}$; $\omega = 900 \cdot 10^6$; $\Omega = 10^3$; $V = 10^8$ м/с; ОСШ = 0,4 показало, что автокорреляционная функция сигнала имеет игольчатую форму.

На рис. 3 представлены результаты моделирования на границе разрешения по временному сдвигу начала отсчета аргумента несущего колебания τ_i ($\Delta\tau \sim 10^{-5}$).

На рис. 4 показаны результаты моделирования на границе разрешения по значению основания логарифма несущего колебания b_ξ ($\Delta b \sim 10^{-1}$).

Результат корреляционной обработки нового класса сигналов показал высокую помехоустойчивость ТКС, использующих сигнал (1), инвариантность к доплеровским преобразованиям, и выполнимость прямого аналогового мультиплексирования множества каналов связи за счет оптимизации ФН сигнала и увеличения объема ансамбля канальных сигналов.

Список литературы

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Ремли В.Р. Влияние доплеровской дисперсии на обнаружение и разрешающую способность при использовании согласованных фильтров // ТИИЭР, 1966, т. 54, № 1. С. 39–46.
3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио, 1971. 568 с.
4. Зарайский В.А., Тюрин А.М. Теория гидролокации. Ленинград: ВМА, 1975. 605 с.
5. Павликов С.Н., Убанкин Е.И. Математические основы построения нового класса широкополосных сигналов для систем связи с разделением каналов по форме // Научные технологии в космических исследованиях Земли, 2019, т. 11, № 2. С. 24–32.
6. Рихачек А.В. Сигналы, допустимые с точки зрения доплеровского эффекта // ТИИЭР, 1966, т. 54, № 6. С. 39–41.

7. Патент № 2293997 Российской Федерации, МПК G01S 13/06. Способ корреляционной обработки сигналов, отраженных от быстродействующих целей: № 2005128998/09: заявл. 13.09.2005: опубл. 20.02.2007 / В. А. Сапрыкин, А. И. Яковлев, А. В. Сапрыкин, Д. А. Бескин; патентообладатель: Военно-морской институт радиоэлектроники им. А. С. Попова. Бюлл. № 5. 17 с.
8. Мочалов А. В., Павликов С. Н., Убанкин Е. И. Новые направления в развитии телекоммуникационных систем. Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 2016. 116 с.
9. Патент № 2713384 Российской Федерации, МПК H04L27/00 (2006.01). Способ передачи информации с помощью широкополосных сигналов: № 2018143476: заявл. 07.12.2018: опубл. 05.02.2020 / С. Н. Павликов, Е. И. Убанкин, А. К. Стволовая; патентообладатель: ФГБОУ ВО «Владивостокский государственный университет экономики и сервиса» (ВГУЭС). Бюлл. № 4. 12 с.
10. Пенин П. И. Системы передачи цифровой информации. М.: Советское радио, 1976. 368 с.
11. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 196 с.
12. Ланге Ф. Корреляционная электроника: Основы и применение корреляционного анализа в современной технике связи, измерений и регулирования. Пер. со 2-го переработ. и доп. нем. изд. Л. М. Миримова и В. И. Тарабрина. Ленинград: Судпромгиз, 1963. 447 с.

УДК 621.314.26 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.28.35

Радиофотонный многодиапазонный преобразователь частот для бортового спутникового ретранслятора

А. Д. Щербинин, аспирант, *shcherbinin.ad@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Перспективные связные спутниковые системы требуют разработки радиоэлектронных средств связи в диапазоне частот до 40 ГГц для приема, маршрутизации и передачи множества радиочастотных сигналов через каналы ретрансляторов. В работе предлагается перспективная схема аналогового преобразователя частот, использующего радиофотонные технологии для поддержки широкополосной, помехозащищенной и гибкой передачи радиосигналов. Рассматриваемое устройство имеет радиофотонное ядро с радиочастотными входной и выходной секциями, которое используется для преобразования частоты и коммутации радиоканалов в спутниковом ретрансляторе. Радиофотонное решение выгодно отличается от радиочастотных реализаций благодаря широкой информационной полосе частот, высокой помехозащищенности, радиационной стойкости, экономии массы и объема полезной нагрузки спутника, что позволяет обеспечить для перспективных телекоммуникационных ретрансляторов надежность и стойкость к воздействию факторов космической окружающей среды.

Ключевые слова: радиофотоника, преобразователь частот, модулятор Маха–Цендера, спутниковый ретранслятор, фотоника, Radio-over-fiber

Radiophotonic Multiband Frequency Converter for Onboard Satellite Repeater

A. D. Scherbinin, *postgraduate student, shcherbinin.ad@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, Moscow, Russian Federation

Abstract. Advanced broadcast satellite systems require the development of radio-electronic communication facilities in the *Ka*-band for receiving, routing, and transmitting multiple radio frequency signals through repeater channels. The paper proposes a promising scheme for an analog frequency converter that uses radiophotonic technologies to support broadband, noise-protected, and flexible transmission of radio signals. The considered device has a radio-photonic core with radio-frequency input and output sections, which is used for frequency conversion and switching of radio channels in a satellite repeater. The radiophotonic solution compares favorably with radio-frequency implementations due to the wide information frequency band, high noise immunity, radiation resistance, saving the mass and volume of the satellite payload, which makes it possible to provide reliability and resistance to the effects of space environment for promising telecommunication repeaters.

Keywords: radiophotonics, frequency converter, Mach–Zehnder modulator, satellite repeater, photonics, Radio-over-fiber

Введение

В связи с растущими требованиями к большой пропускной способности и широкой информационной полосе пропускания существующие спутниковые ретрансляторы преобразуют сигналы между несколькими диапазонами радиочастот для уменьшения проблем дефицита частотного и орбитального ресурса [1].

Однако полоса пропускания, помехи, значительные масса, габаритные размеры и сложность ограничивают возможности развития таких телекоммуникационных систем [2]. В последние годы предложены различные методы для реализации радиофотонного преобразования частот [3–6]. Большинство из существующих преобразователей способны выполнить перенос только одной полосы частоты, что не соответствует требованиям к многополосной спутниковой телекоммуникационной системе связи.

В данной работе предложен новый метод, позволяющий осуществлять преобразование несущей частоты входного информационного сигнала в бортовом спутниковом ретрансляторе в несколько частотных диапазонов одновременно.

Предложенный метод радиофотонного преобразования частот может быть применен в перспективных ретрансляторах типа «Экспресс», предоставляющих услуги телевидения, передачи данных и телефонии, входящих в состав спутниковой группировки ФГУП «Космическая связь».

Радиофотонные преобразователи частоты

Радиочастотные ретрансляторы в спутниковых телекоммуникационных системах связи преобразуют сигналы между диапазонами радиочастот, чтобы смягчить проблемы при выполнении растущих требований к их пропускной способности [7]. Для реализации широкополосной передачи информации необходимо, чтобы полоса частот одного радиосигнала была перенесена на несколько более высоких значений несущей частоты внутри многоканального спутникового ретранслятора. Для междиапазонного преобразования существующие радиочастотные ре-

трансляторы используют многоступенчатую схему преобразования. Входящие радиочастотные сигналы сначала преобразуются с понижением частоты на промежуточные значения частоты, а затем снова преобразуются с повышением частоты в желаемые выходные полосы частот для последующих операций переключения, усиления, передачи. Многоступенчатое преобразование уменьшает динамический диапазон системы и снижает эффективность преобразования [8]. Радиофотонные технологии обладают преимуществами по высокой пропускной способности, возможности параллельной обработки информации, прозрачности для различных форматов сигналов, высокому уровню внутренней электромагнитной совместимости, стойкостью к электромагнитным помехам и к проникающей радиации в условиях окружающей среды космического пространства. Радиофотонные преобразователи частот позволяют иметь многоадресную широкополосную передачу информации и преобразовывать сигналы с одной частоты на несколько разных частот одновременно без многоступенчатого преобразования.

В последние годы для радиофотонного преобразования применяется технология двойных оптических частотных гребенок [9]. Предложенный в работе метод использует выявленные авторами дополнительные преимущества этой технологии, вытекающие из ее широкополосной и когерентной природы. Однако гребенки, разработанные на основе модуляторов Маха–Цендера, нуждаются в электрических драйверах с высокой выходной мощностью и тщательной настройкой значений напряжения смещения. Использование двойных оптических частотных гребенок, состоящих из десятков оптических боковых полос с почти равной амплитудой, усложняет решение проблемы рассеивания мощности и усугубляет затруднения при усилении уровня оптического и электрического радиочастотного сигналов, приводит к потере спутниковых ресурсов. В предложенной схеме основные оптические боковые полосы зарезервированы до детектирования на фотодиоде, что упрощает последующее усиление в выходных каскадах ретранслятора.

В сравнении с уже существующими радиофотонными преобразователями частот, предложенными ранее, исследуемый метод имеет преимущество

в том, что несущая частота входного информационного радиочастотного сигнала может быть перенесена в любой из требуемых диапазонов. Предложенные в [10–14] схемы нуждаются в точной настройке состояний поляризации, напряжений смещения и временных задержек модуляторов Маха–Цендера. Для выполнения преобразования частоты в них применяются дорогостоящие двойные параллельные модуляторы Маха–Цендера, модуляторы поляризации и даже полупроводниковые оптические усилители и фильтры, поскольку модуляторы и усилители могут генерировать различные комбинации боковых полос сигнала. Предложенная ранее схема [15, 16] позволяет реализовывать только один вид преобразования частоты, а метод [17] может реализовывать настраиваемое преобразование только для одной частоты.

Далее в работе будет рассмотрена структура, представлены теоретический анализ и результаты моделирования новой схемы исследуемого радиочастотного преобразователя частот.

Принцип работы

В системах радиочастотных ретрансляторов как общая архитектура [19], так и схемы генерации

радиочастотных сигналов являются ключевыми элементами для их успешного развертывания на реальных спутниках связи. На рис. 1 показана структура системы радиочастотного преобразования частоты в бортовом спутниковом ретрансляторе.

Предлагаемая структура основана на преобразовании принимаемых радиочастотных полосовых сигналов посредством использования элементов радиофотоники:

- лазерные диоды (ЛД) [20] с отличными друг от друга длинами волн, формирующие постоянное оптическое излучение с длинами волн λ_1 , λ_2 и λ_3 ;
- модуляторы Маха–Цендера (ММЦ) [21], осуществляющие модуляцию интенсивности излучения оптических колебаний радиочастотными сигналами;
- оптический мультиплексор (ОМП), объединяющий отдельные оптические сигналы, поступающие на его входные каналы, в групповой сигнал для одновременной их передачи по одному оптическому волокну;
- оптический демультиплексор (ОДМП), осуществляющий разделение группового оптического сигнала на отдельные каналы;

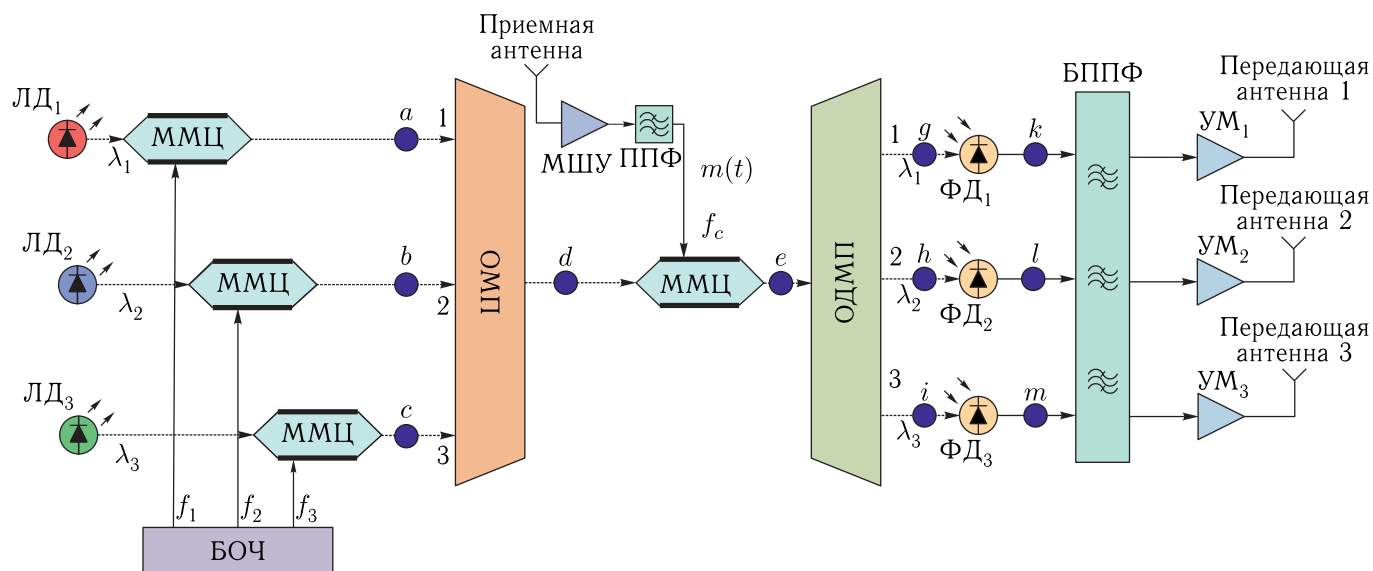


Рис. 1. Структурная схема многодиапазонного радиочастотного преобразователя частоты в составе спутникового ретранслятора (ЛД_{*i*} — лазерные диоды; ММЦ — модуляторы Маха–Цендера; БОЧ_{*i*} — блок опорных частот; ОМП — оптический мультиплексор; ОДМП — оптический демультиплексор; ФД_{*i*} — фотодиоды; МШУ — малошумящий усилитель; БППФ — блок полосно-пропускающих фильтров, УМ_{*i*} — усилители мощности; $i \in \{1, 2, \dots\}$)

- фотодиод (ФД), преобразующий оптический сигнал, попавший на фоточувствительную область, в радиосигнал.

Непрерывное излучение, генерируемое лазерными диодами ЛД, описывается следующим выражением:

$$E_{\lambda}(t) = E_c \exp(j\omega_{\lambda_i}t), \quad (1)$$

где E_c — амплитуда излучаемого колебания, ω_{λ_i} — частота оптических несущих, t — время.

Оптическое излучение модулируется опорным радиочастотным сигналом:

$$V(t) = V_0 \sin(\omega_i t), \quad (2)$$

где V_0 — амплитуда радиосигнала, ω_i — опорная частота радиосигнала.

Принцип функционирования предлагаемого метода основан на использовании передаточной функции ММЦ, показанной ниже.

Выходное оптическое излучение ММЦ в точке a схемы рис. 1 может быть описано следующим образом [20]:

$$E_0(t) = \frac{E_0}{4} \exp \left[j(\omega_{\lambda_1}t + \frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \sin(\omega_1 t) + \pi) \right] + \frac{E_0}{4} \exp \left[j(\omega_{\lambda_1}t - \frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \sin(\omega_1 t)) \right], \quad (3)$$

где E_0 — амплитуда излучаемого колебания, V_{π} — напряжение смещения ММЦ.

После применения разложения Якоби–Ангера выходное оптическое излучение ММЦ можно выразить как [21]

$$E_a(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1)t], \quad (4)$$

где $J_n(\cdot)$ — функция Бесселя первого рода n -го порядка.

Аналогично (3) и (4) для точек b и c схемы рис. 1 получаем выражения для выходного оптического излучения ММЦ:

$$E_b(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2)t], \quad (5)$$

$$E_c(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3)t]. \quad (6)$$

После объединения оптических сигналов $E_a(t)$, $E_b(t)$ и $E_c(t)$ в оптическом мультиплексоре в единый групповой оптический сигнал в точке d схемы рис. 1 может быть описан выражением

$$E_d(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1)t] + \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2)t] + \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3)t]. \quad (7)$$

Для упрощения дальнейших преобразований используется информационный полосовой сигнал $m(t)$ с несущей частотой ω_c , который должен быть преобразован и ретранслирован.

После модуляции интенсивности излучения группового сигнала $E_d(t)$ информационным сигналом $m(t)$ на выходе ММЦ в точке e схемы рис. 1 излучение может быть описано выражением

$$E_e(t) = \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t] + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] -$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{v=-\infty}^{\infty} J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t] + \\
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{g=-\infty}^{\infty} J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{8}$$

где n, k, l, v, p, g — целые числа.

Поскольку боковые полосы оптических сигналов, порядок которых больше единицы, отфильтровываются, оптический сигнал $E_e(t)$ можно представить в следующем виде выражения (9).

После разделения группового сигнала оптическим демультиплексором на отдельные каналы со значениями длин волн оптических несущих λ_1, λ_2 и λ_3 в точках g, h и i схемы рис. 1 будут получены сигналы, которые описываются показанными ниже выражениями (10), (11) и (12) соответственно.

$$\begin{aligned}
E_e(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t] + \\
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{l=-1}^1 J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{v=-1}^1 J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{p=-1}^1 J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{g=-1}^1 J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t], \tag{9}
\end{aligned}$$

где n, k, l, v, p, g — целые числа.

$$\begin{aligned}
E_g(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
E_h(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
E_i(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \cdot \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t].
\end{aligned} \tag{12}$$

После оптоэлектронного преобразования на выходе фотодиодов получаем радиочастотные сигналы

на нескольких новых несущих частотах в точках k , l и m схемы рис. 1 соответственно. Гармоники оптических несущих частот, такие как суммарная частота и двойная частота, игнорируются, поскольку верхняя граница полосы пропускаемых типовых фотодиодов (фотоэлектронных преобразователей) оптических частот ограничена.

В результате преобразования в точке k схемы рис. 1 несущая частота информационного сигнала была преобразована с ω_c на значения $3\omega_c$, $(\omega_1 - \omega_c)$, $(3\omega_1 - \omega_c)$, $(3\omega_1 + \omega_c)$ и $(\omega_1 + \omega_c)$.

Аналогично преобразованию в точке k в точках l и m схемы рис. 1 получено преобразование частоты ω_c на значения $3\omega_c$, $(\omega_2 - \omega_c)$, $(3\omega_2 - \omega_c)$, $(3\omega_2 + \omega_c)$ и $(\omega_2 + \omega_c)$ и значения $3\omega_c$, $(\omega_3 - \omega_c)$, $(3\omega_3 - \omega_c)$, $(3\omega_3 + \omega_c)$ и $(\omega_3 + \omega_c)$ соответственно.

После прохождения через блоки радиофотонного преобразования частоты спутникового ретранслятора с помощью полосно-пропускающих фильтров выделяются необходимые полосы частот преобразованного сигнала, которые затем усиливаются и передаются через антенны в открытое пространство.

Моделирование

Для проверки теоретических результатов было проведено моделирование исследуемой системы.

Для упрощения расчетов при моделировании была разработана модель одной из линий частотного преобразователя, показанного на структурной схеме рис. 1.

Схема, используемая для моделирования описываемой системы, показана на рис. 2.

Оптическая несущая с длиной волны λ_1 генерируется лазерным диодом и подается на оптический вход первого электрооптического модулятора, синусоидальный сигнал с частотой ω_1 формируется СВЧ-генератором и подается на модулирующий вход первого электрооптического модулятора. Входной тестовый сигнал $m(t)$ с несущей ω формируется генератором тестового сигнала и подается на модулирующий вход второго электрооптического модулятора. Полученный сигнал подается на оптоэлектронный преобразователь, выход которого подключен к анализатору спектра, позволяющему рассмотреть спектральную плотность мощности выходного сигнала преобразователя частоты.

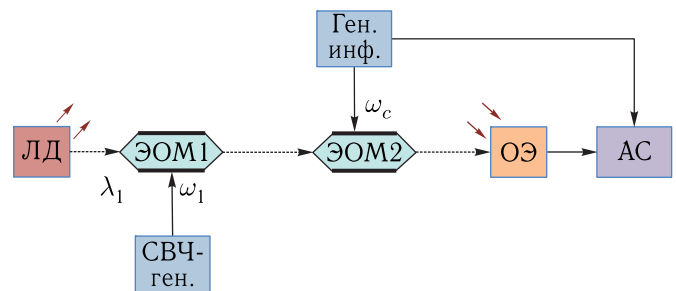


Рис. 2. Структурная схема модели радиофотонного преобразователя частоты (Ген. инф. — генератор тестового информационного сигнала, ЛД — лазерный диод, ЭОМ — электрооптический модулятор, СВЧ-ген. — сверхвысокочастотный генератор, ОЭ — оптоэлектронный приемник, АС — анализатор спектра)

Спектральная плотность мощности входного полосового информационного тестового сигнала $m(t)$ в виде псевдослучайного сообщения с несущей частотой ω_c и фазовой манипуляцией показана на рис. 3.

После прохождения тестового сигнала $m(t)$ через радиофотонный преобразователь частоты был получен сигнал $P(t)$, график спектральной плотности мощности которого показан на рис. 4.

Спектральная плотность мощности выходного сигнала радиофотонного преобразователя частоты, состоящая из шести радиочастотных сигналов, пять из которых являются результатом переноса входного сигнала на новые несущие частоты.

Например, принимаемый сигнал с несущей частотой $\omega_c = 6,5$ ГГц в S -диапазоне частот (от 3,4 до 8 ГГц) может быть одновременно преобразован в Ku - (от 10,7 до 18 ГГц), K - (от 18 до 26,5 ГГц) и Ka - (от 26,5 до 40 ГГц) диапазоны частот с помощью одного опорного сигнала с частотой $\omega_1 = 9$ ГГц.

Каждый из полученных сигналов может быть выделен с помощью электрических полосно-пропускающих фильтров для дальнейшей передачи через выходные стволы ретранслятора.

Из рассмотрения спектральной плотности мощности, показанной на рис. 4, можно сделать вывод, что при моделировании радиофотонного преобразователя частоты были получены результаты, подтверждающие данные, полученные при теоретическом анализе.

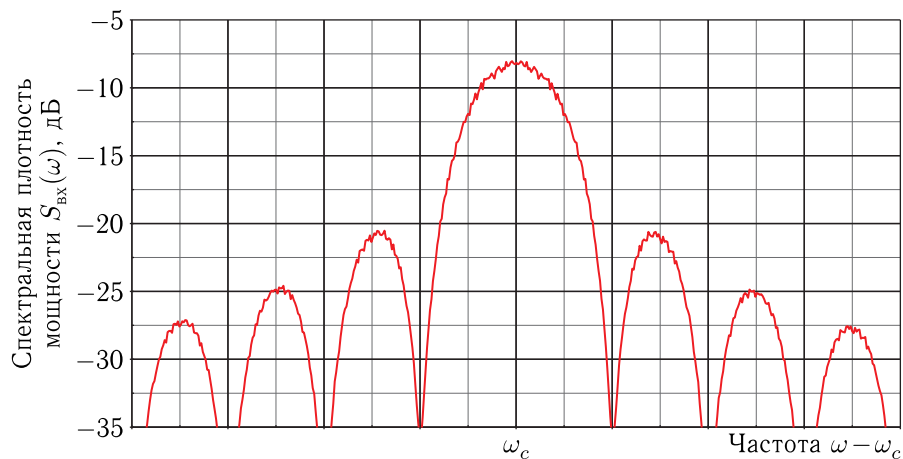


Рис. 3. Спектральная плотность мощности входного тестового сигнала $S_{\text{вх}}(\omega)$ с несущей частотой ω_c

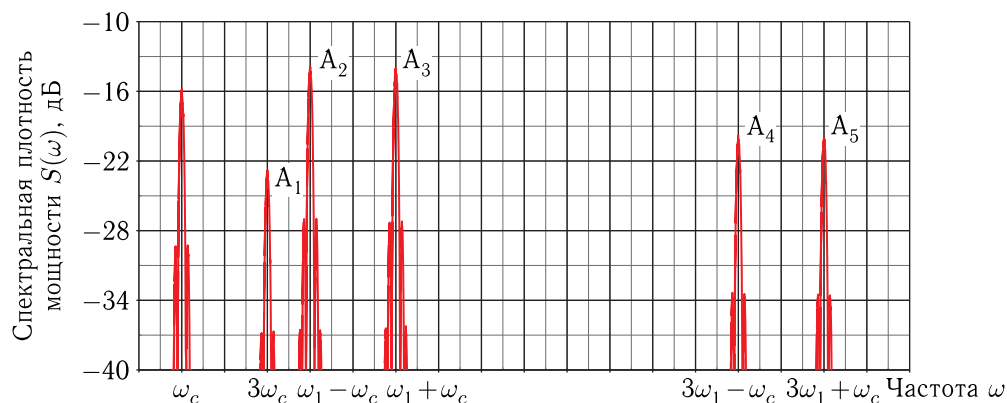


Рис. 4. Спектральная плотность мощности выходного сигнала радиофотонного преобразователя частоты $S_{\text{вых}}(\omega)$, ω_1 — частота опорного сигнала

Заключение

Предложен и проанализирован новый метод радиофотонного преобразования частоты для бортового спутникового ретранслятора, позволяющий преобразовывать несущие частоты входных информационных сигналов в другие диапазоны частот.

Проведено математическое моделирование, подтверждающее полученные теоретические результаты при описании преобразователя частот.

Результатом применения предложенного метода является получение на любом из выходов радиофотонного преобразователя частоты выходного сигнала, состоящего из пяти радиочастотных сигналов с новыми несущими частотами и одного сигнала с несущей частотой информационного входного сигнала. Каждый из полученных полосо-

вых сигналов может быть отделен от остальных с помощью электрических полосно-пропускающих фильтров, так как полосы данных сигналов уже, чем интервалы между несущими частотами.

Преимуществами использования предложенной схемы радиофотонного преобразователя частоты в бортовом спутниковом ретрансляторе являются ее гибкость, сверхвысокое значение ширины полосы радиочастот, низкие потери при передаче, одновременное преобразование несущей на ряд новых частот и устойчивость к электромагнитным помехам, которые отсутствуют у радиочастотных аналогов.

Автор выражает благодарность научному руководителю Л. А. Белову за помощь при проведении исследования и рекомендации по оформлению статьи.

Список литературы

1. Yao J.P. Microwave photonics // Journal of Lightwave Technology, 2009, vol. 27(3), 2008. P. 314–335.
2. Емельянов А.А., Белкин М.Е., Топорков Н.В., Масной В.А. Особенности построения бортовой волоконно-оптической синхросети // Радиотехника, 2017, № 8. С. 121–125.
3. Chang W.S.C. RF Photonic Technology in Optical Fiber Links // Cambridge University Press, 2002, 424 p.
4. Gopalakrishnan G.K., Burns W.K., Bulme C.H. Microwave-optical mixing in LiNbO₃ modulators // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1993, vol. 41, no. 12. P. 2383–2391.
5. Juodawlkis P.J. et al. Optical Down-Sampling of Wide-Band Microwave Signals // Journal of Lightwave Technologies, 2003, vol. 21, no. 12. P. 3116–3124.
6. Tang Z., Zhang F. Pan S. Photonic microwave down-converter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator // Optics Express, 2014, vol. 22, no. 1. P. 305–310.
7. Panagopoulos A.D., M. Arapoglou P.D., Cottis P.G. Satellite communications at Ku, Ka, and V bands: propagation impairments and mitigation techniques // IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2004, vol. 6(3). P. 2–14.
8. Dunsmore J.P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques. NY, USA: Wiley. 2012, 636 p.
9. Yang X.W., Xu K., Yin J. et al. Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications // Optics Express, 2014, vol. 22(1). P. 869–877.
10. Jingnan Li, Yunxin Wang, Dayong Wang, Tao Zhou, Jiahao Xu et al. Microwave Photonic Mixer Using a Frequency-Doubled Local Oscillator // IEEE Photonics Journal, 2018, vol. 10(3).
11. Shih P.T., Chen J., Lin C.T. et al. Optical millimeter-wave signal generation via frequency 12-tupling // Journal of Lightwave Technology, 2010, vol. 28(1). P. 71–78.
12. Li W., Wang L.X., Zheng J.Y. Photonic MMW-UWB signal generation via DPMZM-based frequency up-conversion // Photonics Technology Letters, 2013, vol. 25(19). P. 1875–1878.
13. Zhu D., Liu S.F., Pan S.L. Multichannel up-conversion based on polarization-modulated optoelectronic oscillator // IEEE Photonics Technology Letters, 2014, vol. 26(6). P. 544–547.
14. Zhu D., Yao J.P. Dual-chirp microwave waveform generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator // IEEE Photonics Technology Letters, 2015, vol. 27(13). P. 1410–1413.
15. Pagan V.R., Haas B.M., Murphy T.E. Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering // Optics Express, 2011, vol. 19(2). P. 883–895.
16. Wang W.R., Wu J.L., Yu B. et al. Local oscillator free frequency up-conversion at millimeter-wave band // IEEE Photonics Technology Letters, 2013, vol. 25(14). P. 1377–1380.
17. Xue X.X., Zheng X.P., Zhang H.Y. Idler-free photonic microwave mixer using a broadband optical source and cascaded phase modulators // Optics Letters, 2012, vol. 37(9). P. 1451–1453.
18. Djie Hery Susanto, Sookdhis Chrisada, Dowd Philip. Analysis and structure design of distributed-feedback laser (DFB) and distributed Bragg reflector (DBR) laser using regrowth-free surface grating technology // International Symposium on Photonics and Applications, 2001, Singapore. P. 250–259.
19. Урик В. Дж.-мл., МакКинни Д.Д., Вилльямс К.Д. Основы микроволновой фотоники / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2016. 376 с.
20. Binh L.N. Optical fiber communications systems: theory and practice with MATLAB and Simulink models // Boca Raton: CRC Press/Taylor & Francis. 2010, 534 p.
21. Lin T., Zhao S., Zhu Z. et al. Photonic Microwave Multi-band Frequency Conversion Scheme Based on Dual-OFCs for Satellite Communication // 15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), 2016. P. 617–619.

УДК 621.376.9 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.36.41

Гиперфазовая модуляция в спутниковых системах связи

Е. Н. Вильдерман, аспирант, *vilderman.en@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация
Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Выполнено исследование системы связи с гиперфазовой модуляцией, основанной на поверхностно-сферическом ансамбле сигналов из 18 сигнальных точек. Система связи, исследуемая в работе, состоит из передающего устройства с гиперфазовым модулятором, канала с аддитивным белым гауссовским шумом и приемного устройства с гиперфазовым демодулятором.

Разработана имитационная модель системы связи в пакете программ MATLAB Simulink. С помощью имитационной модели подтверждена возможность использования сигнала с гиперфазовой модуляцией в системах связи. Получены вероятности символической ошибки при различных отношениях сигнал/шум в гауссовском канале связи. Проведен сравнительный анализ характеристик сигнала с гиперфазовой модуляцией в сравнении с классическими типами модуляций.

Дана оценка перспектив применения сигналов с гиперфазовой модуляцией в системах передачи данных, в том числе спутникового базирования.

Ключевые слова: система связи, гиперфазовая модуляция, поверхностно-сферический ансамбль, многомерные сигналы, вероятность битовой ошибки

Hyperphase Modulation in Satellite Communication Systems

E. N. Vilderman, postgraduate student, *vilderman.en@spacecorp.ru*
Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation
National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, Moscow, Russian Federation

Abstract. This paper is a research of a communication system with hyperphase modulation based on a surface-spherical ensemble of signals that contains 18 signal points. The communication system studied in this paper consists of a transmitter with hyperphase modulator, a channel with additive white Gaussian noise, and a receiver with a hyperphase demodulator.

A simulation model of the communication system has been developed in the MATLAB Simulink software package. With the help of the simulation model, it is confirmed, that the application of the signal with hyperphase modulation for communication systems is possible. The probabilities of symbolic and bit errors are obtained for various signal-to-noise ratios in a Gaussian communication channel. A comparative analysis of the characteristics of the signal with hyperphase modulation is carried out in comparison with the classical types of modulations.

The prospects of the use of signals with hyperphase modulation in data transmission systems, including satellite-based, are estimated in this paper.

Keywords: communication system, hyperphase modulation, surface-spherical ensemble of signals, multidimensional signals, symbol error rate

Современные темпы развития информационных и телекоммуникационных сетей диктуют все более жесткие требования к системам связи. Основной акцент делается на увеличении скорости передачи информации и повышении энергетической эффективности систем в ограниченной полосе радиочастот при условии выполнения предъявляемых требований к надежности распознавания переданного сообщения и электромагнитной совместимости беспроводных средств связи [1–3]. В настоящее время проводится большое количество исследований, направленных на достижение требуемых характеристик систем связи. Наиболее актуальным данный вопрос представляется в применении к системам связи спутникового базирования. Разрабатываются новые сигнально-кодовые конструкции, которые могут обеспечить повышенную помехоустойчивость связных систем и более полное использование возможностей, ограниченных предельными соотношениями Найквиста. Одно из таких решений — новый вид модуляции, который назван гиперфазовой модуляцией (ГПФМ) [1]. Такая конструкция характеризуется ортогональным поверхностно-сферическим сигнальным созвездием, позиции которого расположены друг от друга на максимально возможном евклидовом расстоянии. В [1] показано, что применение таких сигнальных конструкций в системах связи с каналом с аддитивным белым гауссовским шумом позволяет добиться высоких значений удельной скорости передачи информации при низкой вероятности ошибки распознавания сообщения в условиях ограниченной полосы радиочастот. К текущему моменту вопрос построения систем связи с гиперфазовой модуляцией (ГПФМ) недостаточно освещен в литературе [1, 4, 5], а технические решения по реализации устройств формирования и приема таких сигналов требуют дополнительных исследований и проработки.

Цель данной работы — провести исследование системы связи с гиперфазовой модуляцией, получить вероятности символьной ошибки при различных отношениях сигнал/шум в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. На основе полученных данных провести сравнительный анализ характеристик системы связи с гиперфазовой модуляцией в сравнении с системами с классическими типами модуляции.

Ранее в работе [6] проводилось исследование возможности формирования сигнала с гиперфазовой модуляцией, обладающего минимальным количеством сигнальных позиций. На рис. 1 представлен трехмерный поверхностно-сферический ансамбль, рассматриваемый в [6]. В продолжение намеченного направления исследований система связи, исследуемая в данной работе, построена на основе ранее рассмотренного сигнального ансамбля из восемнадцати сигнальных позиций.

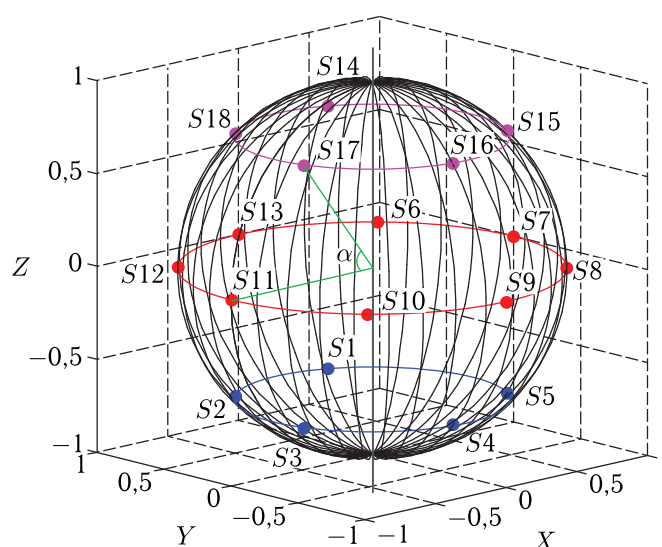


Рис. 1. Сигнальное созвездие поверхностно-сферического ансамбля сигналов с углом места $\alpha = \pi/4$

Разработанная для оценки характеристик системы связи в пакете программ MATLAB Simulink имитационная модель представлена на рис. 2. В ее состав входят формирователь входной псевдослучайной последовательности, модулятор ГПФМ сигнала, канал с аддитивным белым гауссовским шумом, демодулятор ГПФМ сигнала и блок расчета вероятности символьной ошибки.

Модулятор гиперфазового сигнала состоит из блока формирования индексов модуляции, опорных генераторов ортогональных поднесущих (ОГ1–ОГ3), перемножителей (ПМ1–ПМ3) и сумматора (СУМ1).

Демодулятор ГПФМ состоит из трех перемножителей (ПМ4–ПМ6), трех интегрирующих корреляторов (ИНТ1–ИНТ3) и преобразователя индексов модуляции. Разработанная имитационная модель связной системы позволяет рассчитывать вероятность символьной ошибки при различных

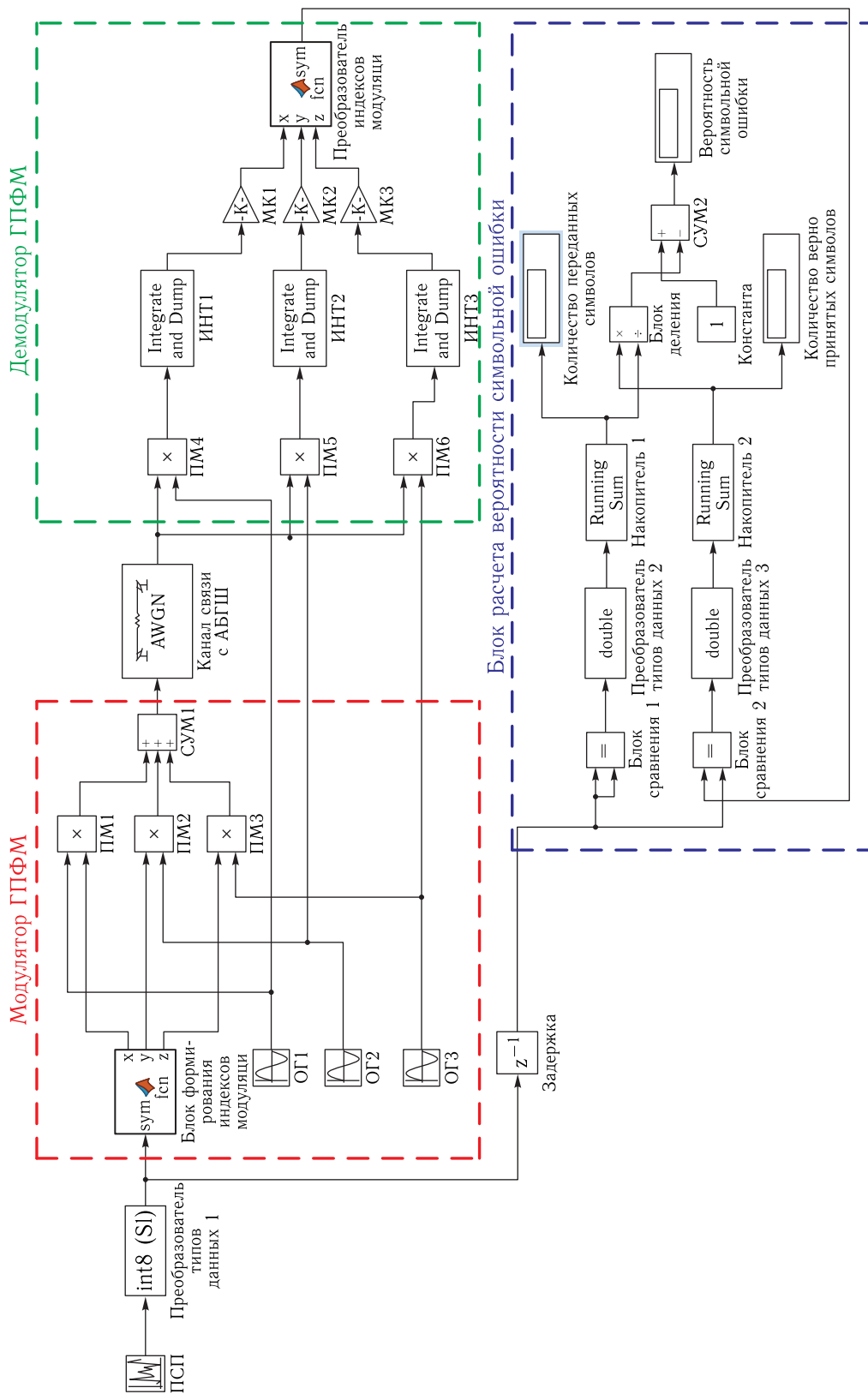


Рис. 2. Имитационная модель системы связи с гиперфазовой модуляцией

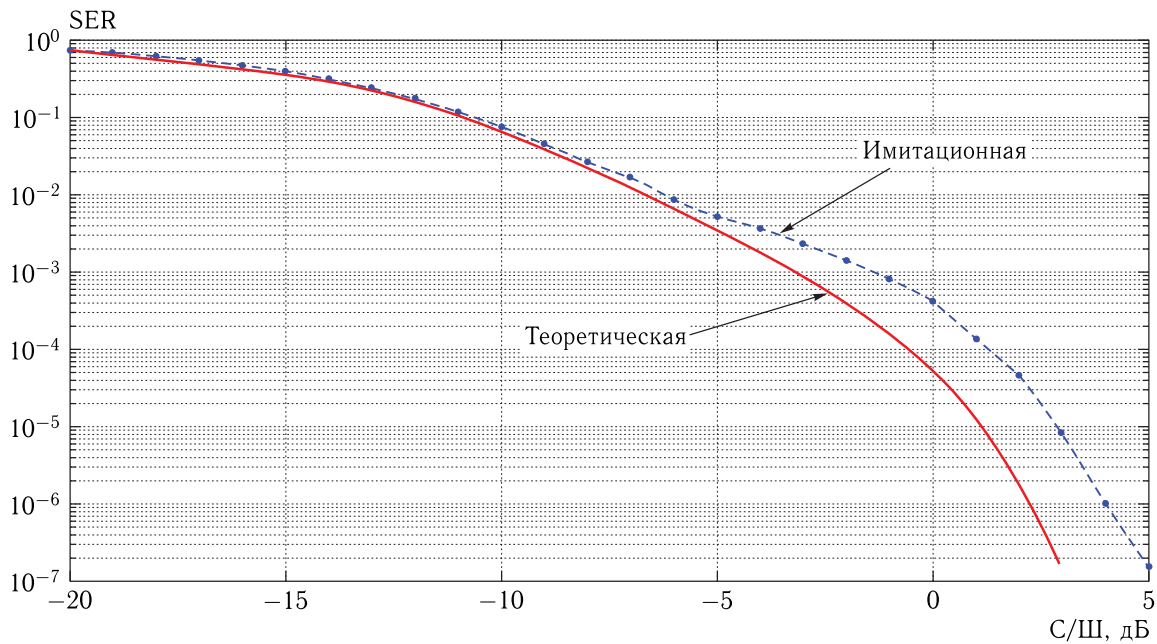


Рис. 3. Зависимость вероятности символьной ошибки сигнала ГПФМ из восемнадцати сигнальных позиций от отношения сигнал/шум

отношениях сигнал/шум в канале связи, а также проводить анализ других характеристик ГПФМ-сигнала.

Полученная в рамках данной работы с помощью имитационной модели зависимость вероятности символьной ошибки сигнала ГПФМ от отношения сигнал/шум представлена на рис. 3.

На рис. 3 видно, что результаты имитационного моделирования стремятся к теоретическому пределу для области $C/N < -5$ дБ. Имеющееся количественное расхождение объясняется погрешностями имитационной модели.

На рис. 4 представлен сравнительный анализ вероятности символьной ошибки сигнала ГПФМ-18 и сигнала ФМ4.

Рассмотрение графиков на рис. 4 показывает, что ГПФМ-сигнал из 18 позиций обладает меньшей вероятностью символьной ошибки, чем сигнал ФМ4 при фиксированном отношении сигнал/шум, начиная от значения -12 дБ. Например, значение вероятности символьной ошибки, равное 10^{-2} , достигается сигналом ГПФМ при отношении сигнал/шум на 9 дБ меньше, чем у сигнала ФМ4. Данное обстоятельство позволяет говорить о высоком потенциале применения ГПФМ-сигнала в системах связи. При предъявлении фиксирован-

ных требований к связной системе по вероятности ошибочного приема сообщений использование ГПФМ-сигнала вместо ФМ4 позволяет значительно снизить требуемую энергетику радиопередающего устройства. Особенно актуально данное обстоятельство для спутниковых систем, так как к ним предъявляются одни из наиболее жестких требований по потребляемой мощности и массогабаритным показателям.

На рис. 5 представлены спектральные плотности мощности сигнала ГПФМ из 18 позиций и сигнала ФМ4 с равными занимаемыми частотными полосами Pf .

Форма спектральной плотности мощности ГПФМ сигнала обусловлена его внутренней структурой. На рис. 5 отчетливо видны локальные максимумы СПМ в пределах основного лепестка ГПФМ-сигнала. Графики на рис. 5 показывают, что ГПФМ-сигнал превосходит сигнал ФМ4 по передаваемой мощности в границах занимаемой полосы частот, что позволяет говорить о его большей энергетической эффективности по сравнению с сигналом ФМ4. В сравнении с сигналом ФМ4 сигнал ГПФМ обладает немного большей скоростью спада боковых лепестков, однако являющейся недоста-

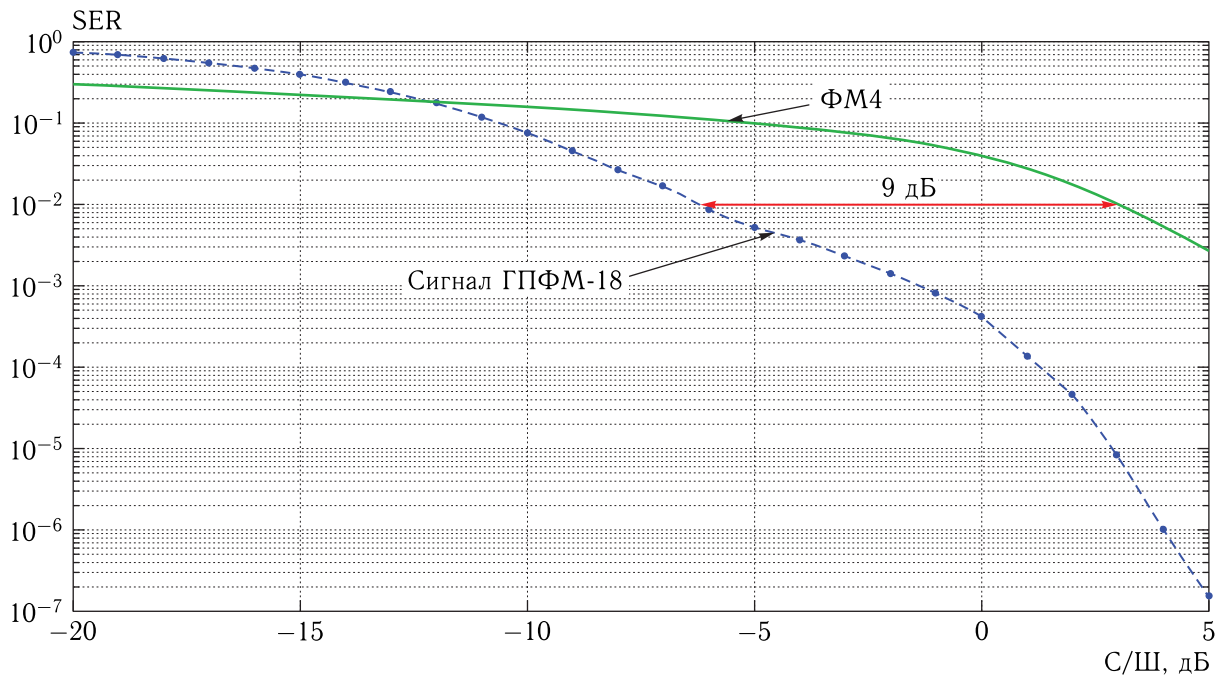


Рис. 4. Сравнительный анализ вероятности символьной ошибки сигнала ГПФМ из 18 позиций и сигнала ФМ4

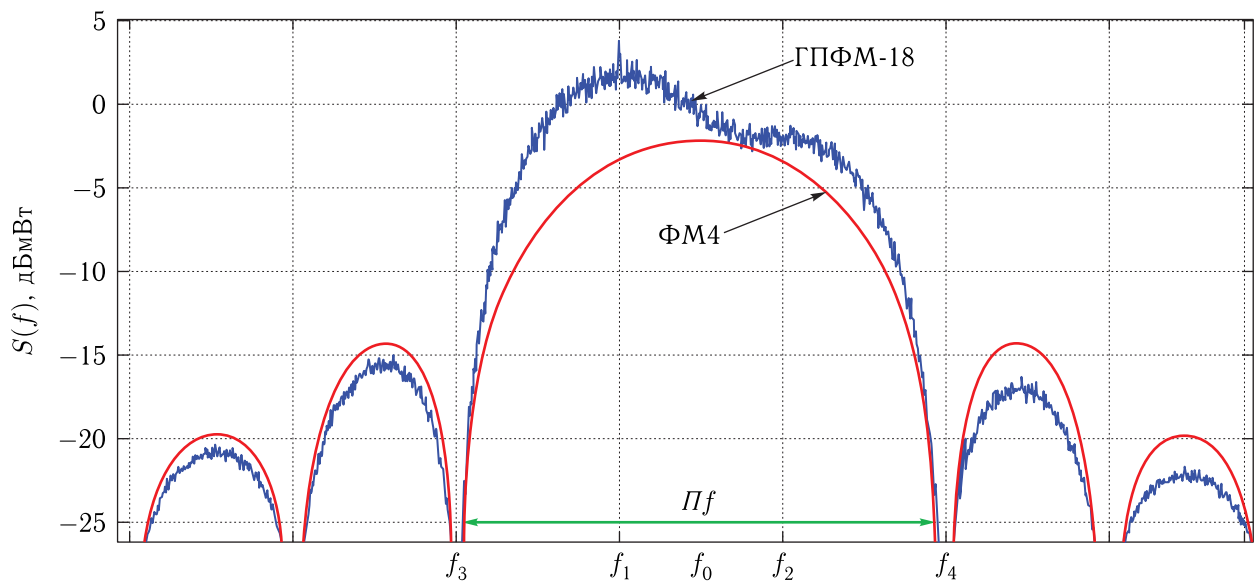


Рис. 5. Спектры сигналов ФМ4 и сигнала ГПФМ из 18 позиций

точной в условиях современных требований к электромагнитной совместимости. Это обстоятельство не позволяет использовать его в современных связных системах без принятия дополнительных мер. В качестве этих мер для ГПФМ-сигнала так же, как и для классических видов сигналов, могут применяться фильтры Найквиста в устройстве форми-

рования или частотная фильтрация на выходе радиопередающего устройства.

Спектральная плотность мощности ГПФМ-сигнала обладает сложной формой в пределах основного лепестка. Для обеспечения низких значений вероятности неправильного распознавания сообщения на приеме в системе связи с гиперфазовой

модуляцией необходимо, чтобы при прохождении ГПФМ-сигнала через усилительный тракт искажения формы были минимальны. Таким образом, применение ГПФМ-сигнала в системе связи возможно при малых значениях неравномерности амплитудно-частотной характеристики радиопередающего устройства. Это обстоятельство несколько усложняет техническую реализацию радиопередающего устройства, однако на современном уровне развития усилительной техники не будет непреодолимым. Также результаты более раннего исследования [6] показывают, что ГПФМ-сигнал обладает существенным по величине пик-фактором, который приводит к значительному недоиспользованию мощности выходных усилителей.

Полученные в настоящей работе результаты относятся к гипотетическому линейному каналу, количественная оценка пик-фактора ГПФМ-сигнала не проводилась. Дальнейшее исследование данного вопроса будет проведено при помощи усложненной имитационной модели, учитывающей реальные характеристики радиопередающего устройства. По результатам исследования будут сформированы рекомендации по снижению пик-фактора ГПФМ-сигналов.

Результаты исследования указывают на перспективность применения ГПФМ-сигналов в системах связи. Для обеспечения возможности экспериментального подтверждения приведенных в работе результатов необходимо провести проработку технических решений по реализации устройств формирования, усиления мощности, обработки и демодуляции гиперфазового сигнала.

Таким образом, исследована система связи с сигналом с гиперфазовой модуляцией из 18 сигнальных позиций. На основе разработанной имитационной модели получены вероятности символьной ошибки на приеме в системе связи с каналом

с аддитивным белым гауссовским шумом. Проведен сравнительный анализ сигнала ГПФМ с сигналом ФМ4, по результатам которого продемонстрировано, что сигнал ГПФМ обладает меньшей вероятностью символьной ошибки при фиксированном отношении сигнал/шум начиная от значения -12 дБ. Получена спектральная плотность мощности сигнала ГПФМ и выявлены ее характерные особенности. Выявлены направления дальнейших исследований возможности технической реализации системы связи с гиперфазовым сигналом.

Список литературы

1. *Быховский М. А.* Гиперфазовая модуляция — оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018. 309 с.
2. *Caldwell J., Tummala M.* Hyper Phase Shift Keying (HPSK) Modulation // 2007 Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 4–7 November 2007 / IEEE Xplore: 11 April 2008. P. 1000–1004.
3. *Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б.* Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия, Телеком, 2018. 279 с.
4. *Caldwell J., Robertson C.* M-ary Hyper phase-shift keying over non-linear satellite channels // 2009 IEEE Military Communications Conference, 18–21 October 2009, IEEE Xplore: 15 January 2010. <https://ieeexplore.ieee.org/document/5291402/authors#authors> (Дата обращения 04.08.2020)
5. *Forney G. D., Gallager R. G., Lang G. R.* Multidimensional constellations-Part I: Introduction, figures of merit, and generalized cross constellations // IEEE J. Select. Areas Commun., 1989, vol. 7, № 8. P. 941–958.
6. *Вильдерман Е. Н., Белов Л. А.* Формирование сигналов с гиперфазовой модуляцией для систем связи // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов, 2019, № 6. С. 10–15.

УДК 004.052 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.42.50

Моделирование сигнала космической связи с негауссовскими коррелированными искажениями

Д. М. Силин, аспирант, silin@g-tl.ru

ООО «Гейзер-Телеком», Москва, Российская Федерация
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

А. Н. Дядюнов, к. т. н, adyadunov@mail.ru

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается вопрос вычисления теоретически достижимой скорости передачи информации по спутниковому каналу связи в общем виде и приводится результат для одного типа сигнала с видом модуляции QPSK. В отличие от оценки пропускной способности канала связи по Шеннону, которая достигается в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при использовании абстрактных идеальных сигналов, предлагаемая оценка оперирует реальными используемыми на практике сигналами и реалистичной моделью помех.

В построенной модели канала связи учитываются коррелированные мультипликативные амплитудно-фазовые искажения, вызванные многолучевым распространением, и аддитивные помехи.

Найдена функция плотности распределения выборки сигнала с построенной моделью. Разработан эффективный алгоритм для вычисления дифференциальной энтропии сигнала с такой моделью. С помощью методов теории информации вычислена оценка предельно достижимой скорости передачи информации по рассмотренному каналу связи.

На примере системы спутниковой связи Iridium продемонстрирована работоспособность разработанных методов оценки предельно возможной скорости передачи информации по каналу связи с выбранной моделью. Построены зависимости предельно возможной скорости передачи информации от мощности помех при работе этой системы в различных условиях.

Сравнение полученных зависимостей с аналогичными зависимостями для стандартной модели канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом показывает, что дополнительные учетные факторы в виде коррелированных мультипликативных амплитудных и фазовых помех оказывают существенное влияние на полученную оценку предельно возможной скорости передачи информации.

Ключевые слова: низкоорбитальная спутниковая связь, моделирование канала связи, пропускная способность, мультипликативный шум, фазовый шум, коррелированный шум

Simulation of a Space Communication Signal with Non-Gaussian Correlated Distortions

D. M. Silin, postgraduate student, silin@g-tl.ru

Geysler-Telecom, Ltd, Moscow, Russian Federation

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation

A. N. Dyadunov, Cand. Sci. (Engineering), adyadunov@mail.ru

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation

Abstract. The paper considers the issue to calculate theoretically reachable data transmission rate over the satellite communication channel in general form and gives the result for one type of signal with the type of the QPSK modulation. In contrast to the estimation of the Shannon communication channel capacity, which is achieved in a channel with additive white Gaussian noise using abstract ideal signals, the proposed estimation operates with real signals employed in practice and a realistic model of interference.

The constructed channel model takes into account correlated multiplicative amplitude-phase distortions caused by multipath propagation and additive disturbance. The function of signal sample distribution density with the built model is found. An effective algorithm for calculating differential entropy of a signal with such a model is developed. With the help of information theory methods the estimation of the maximum achievable data transmission rate over the considered communication channel is calculated.

By the example of the Iridium satellite communication system the efficiency of the developed methods to evaluate the maximum possible data transmission rate over the communication channel with the selected model is demonstrated. The dependences of the maximum possible data transmission rate on the power of interference at operation of this system in different conditions are built.

Comparison of the obtained dependences with the similar dependences for a standard model of a communication channel with additive white Gaussian noise shows that additional factors taken into account in the form of correlated multiplicative amplitude-phase interference have a significant impact on the obtained estimation of the maximum possible data transmission rate.

Keywords: low orbit satellite communication, communication channel simulation, channel capacity, multiplicative noise, phase noise, correlated noise

Введение

В настоящее время идет бурное развитие систем спутниковой связи и навигации. Быстро увеличиваются объемы передаваемых по каналам связи данных. Это приводит к необходимости оптимизации использования имеющихся каналов передачи информации, то есть повышения количества передаваемой информации без увеличения мощности передатчика и расширения занятой полосы спектра. Эта цель может быть достигнута построением более точных моделей помех и алгоритмов обработки сигнала с такими помехами. В связи с этим актуальна задача оценки эффективности используемых методов передачи информации при возможно более полном учете мешающих факторов. Как правило, указанный анализ эффективности ограничивается вычислением пропускной способности канала связи по теореме Шеннона. Такая пропускная способность достигается [9] при бесконечном накоплении информации, если используются оптимальные сигналы, кодирующие максимально возможное количество информации, а шум в канале является белым гауссовским. Очевидно, что на практике эти условия не выполняются. Например, если на пути распространения сигнала встречаются препятствия (например, в городских условиях), возникает эффект многолучевого распространения [10], приводящий к мультипликативным и фазовым помехам. Кроме того, в системах спутниковой связи из-за большой скорости движения космических аппаратов (КА) имеет место значительный доплеровский сдвиг спектра. Пренебрежение перечисленными факторами приводит к ухудшению качества связи.

Исследованию сигналов с мультипликативными и негауссовскими помехами посвящены работы отечественных авторов [22–24]. В работе [22] строится весьма сложная модель многолучевого распространения сигнала, учитывающая аддитивные, мультипликативные, фазовые, импульсные помехи, которые имеют разные распределения в каждом из лучей. Отметим, что столь подробное описание среды распространения сигнала на практике вряд ли возможно, так что модель [22] носит больше теоретический характер. Количественные характеристики канала связи с построенной моделью в [22] не приведены.

В работе [23] проведено вычисление плотности вероятности мгновенного значения сигнала, подвергающегося воздействию аддитивных и мультипликативных помех.

В работе [24] рассматриваются вопросы асимптотически оптимального приема сигнала с аддитивными негауссовскими помехами.

Вопросы моделирования современных систем спутниковой связи исследуются в зарубежных научных публикациях [1–8].

В работе [1] проводится обзор детерминированных и статистических моделей распространения сигнала спутниковой связи. Детерминированное ослабление сигнала рассматривается как функция частоты и угла возвышения спутника над горизонтом. Моделирование многолучевого распространения в [1] предлагается проводить с помощью распределений Рэлея, Райса, логарифмически-нормального или их смеси. Искажение фазы считается распределенным равномерно в интервале $[0-2\pi]$.

В работе [2] приводятся экспериментально измеренные плотности вероятности различных случайных факторов, возникающих при распространении сигнала в помещении.

В работе [3] построена и сопоставлена с результатами натурных измерений модель сигнала навигационной системы GPS. Показано, что рэлеевское распределение амплитуды принятого сигнала хорошо соответствует результатам эксперимента.

В работе [4] рассмотрены три сценария спутниковой связи: неподвижный приемник, геостационарный КА; подвижный приемник, геостационарный КА; подвижный приемник, негеостационарный КА. Для каждого сценария построена марковская модель изменения мощности сигнала и доплеровского сдвига частоты; кроме того, приведены результаты натурных экспериментов по измерению этих параметров.

В работе [5] приведены результаты численного расчета вероятности битовой ошибки при приеме фазоманипулированного сигнала негеостационарного КА. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум построены для различных углов возвышения КА. Использована модель искажений амплитуды сигнала, основанная на смеси логарифмически-нормального распределения и распределения Райса.

В работе [6] приведены аналитические выражения для вероятности битовой ошибки при приеме фазоманипулированного или частотно-манипулированного сигнала с моделью искажений из [5] при использовании некогерентного и дифференциального методов детектирования.

В работе [7] для модели канала связи из [5] проводится анализ влияния числа уровней фазы в сигнале с многоуровневой квадратурной амплитудной модуляцией (М-QAM) на вероятность битовой ошибки.

В работе [8] построена эмпирическая зависимость практически достигаемой пропускной способности системы низкоорбитальной спутниковой связи от числа КА в созвездии, вероятности видимости КА, интенсивности появления пользователей канала связи и заявленной максимальной скорости передачи информации, при этом влияние помех не учитывается.

Недостатком подхода из [1–3, 5–8] является то, что помехи в построенной модели некоррелированы. Изменение помех в динамике в работах [1–3, 5–8] не рассматривается. Представление помех в виде случайного марковского процесса, как сделано в работе [4], может служить более качественной моделью. Однако представленная в [4] модель построена под ряд конкретных условий эксперимента и может не работать в других случаях.

По результатам анализа отечественных и зарубежных публикаций можно сделать вывод, что практический интерес представляет оценка количественных характеристик канала спутниковой связи, модель которого учитывает мультипликативные и фазовые коррелированные помехи.

Помимо вероятности битовой ошибки, которая зависит от используемого метода приема сигнала (возможно неоптимального), важной характеристикой канала связи служит его пропускная способность, характеризующая предельно достижимую скорость передачи информации по данному каналу при приеме сигнала наилучшим способом.

В данной работе предложена методика оценки практически достижимой скорости передачи информации по каналу с аддитивным, мультипликативным, фазовым шумами. Предложенный алго-

ритм оценки скорости передачи информации продемонстрирован на примере системы спутниковой связи «Iridium».

Модель распространения сигнала

Пусть посылается произвольный сигнал $s(t)$ длительностью T . Приемник находится от передатчика на расстоянии r и движется с радиальной скоростью v .

При распространении сигнал ослабляется пропорционально расстоянию между приемником и передатчиком и несущей частоте и получает доплеровский сдвиг спектра, пропорциональный v/c [11]. Направленный характер излучения и приема учитывается умножением на коэффициенты усиления антенн. Кроме того, происходит амплитудно-фазовое искажение, модель которого, приведенная в [12], рассмотрена ниже. Вместе с полезным сигналом принимается аддитивный белый гауссовский шум. Результирующее выражение для принятого низкочастотного видеосигнала в момент времени t примет вид:

$$y(t) = s(t) \cdot e^{i\frac{v}{c}2\pi f t} \cdot \frac{\sqrt{G_{\text{пр}}G_{\text{пер}}c}}{4\pi r f} \cdot \xi + \zeta, \quad (1)$$

где $y(t)$ — принятый сигнал, $s(t)$ — посланный сигнал, r — расстояние между приемником и передатчиком, v — радиальная скорость приемника относительно передатчика, c — скорость распространения сигнала, $G_{\text{пр}}$ — коэффициент усиления антенны приемника, $G_{\text{пер}}$ — коэффициент усиления антенны передатчика, f — высокая несущая частота сигнала, ξ — комплексный коэффициент амплитудно-фазового искажения, ζ — гауссовская случайная величина.

Ниже будут построены зависимости скорости передачи информации от отношения сигнал/шум для сигнала с видом модуляции QPSK. В этом случае $s(t)$ имеет вид:

$$s(t) = \sqrt{P} e^{2\pi i f t + \frac{\pi i}{2} x(t)}, \quad (1a)$$

где P — мощность передатчика, f — несущая частота, t — время, $x(t)$ — передаваемый в момент t символ, который может принимать значения 0, 1, 2, 3.

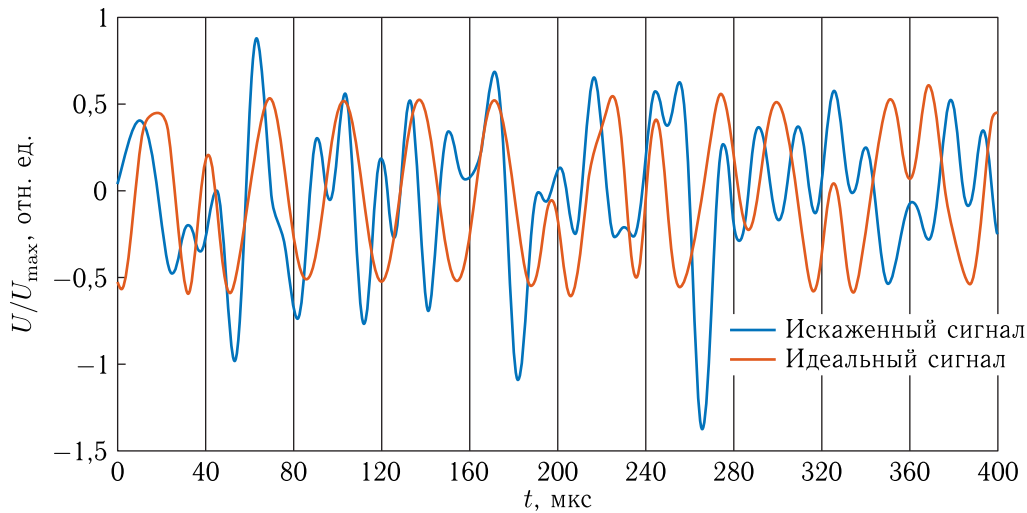


Рис. 1. Модель фазоманипулированного сигнала с искажениями

Для компактного представления амплитудно-фазовых искажений сигнал представляется в виде комплексного аналитического сигнала [13]:

$$s(t) = p(t) + iq(t), \quad (2)$$

где $p(t)$ — вещественный физический сигнал, $q(t)$ — преобразование Гильберта сигнала $x(t)$, то есть сигнал, все спектральные составляющие которого сдвинуты по фазе на $\pi/2$. При этом конечный результат получается для физического вещественного сигнала.

Коэффициент амплитудно-фазовых искажений ξ представляется в виде

$$\xi = Ae^{i\phi}, \quad (3)$$

где A — случайная величина, распределенная по закону Рэлея;

ϕ — случайная величина, распределенная по равномерному закону в интервале $[0, 2\pi]$.

В [14] показано, что вещественная и мнимая часть (3) независимы и имеют нормальное распределение с нулевым средним и среднеквадратичным отклонением A . Известно [12], что флуктуации амплитуды и фазы сигнала (3) являются коррелированными, при этом скорость изменения этих величин значительно меньше скорости изменения сигнала. Таким образом, закон изменения коэффициента (3) можно представить в виде узкополосного случайного процесса, спектр которого сосредоточен в полосе $\Delta f \ll W$. Представим этот процесс по теореме Котельникова [13] через его независи-

мые значения ξ_l , взятые в моменты времени, кратные $T = \frac{1}{2\Delta f}$:

$$\xi(t) = \sum_{l=1}^N \xi_l \cdot K_l(t), \quad (4)$$

где ξ_l — значение коэффициента ξ в момент lT ,

$$K_l(t) = \text{sinc}\left(\frac{t-lT}{T}\right), \quad (5)$$

$$\text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin \pi x}{\pi x}, & x \neq 0, \\ 1, & x = 0. \end{cases} \quad (6)$$

На рис. 1 показаны идеальный принятый сигнал с модуляцией QPSK без шумов и этот же сигнал, искаженный коррелированным амплитудно-фазовым и аддитивным белым гауссовским шумом, вычисленный согласно модели (1). Показано 10 посылок с символьной скоростью 25 000 бод, границы посылок обозначены вертикальными линиями, полоса фильтра — 37 500 Гц. Передаются символы 1, 3, 3, 3, 3, 1, 3, 0, 2, 0.

Вычисление скорости передачи информации

Вычисление пропускной способности канала связи при негауссовских распределениях шума представляет сложную проблему [20]. Это связано

с необходимостью вычисления многомерных интегралов по выборкам несущего информацию сигнала. Интегралы от негауссовских плотностей вероятности редко выражаются в замкнутой форме, а численное интегрирование в многомерном случае имеет высокую сложность, экспоненциально увеличивающуюся с ростом размерности. Известные методы численного расчета дифференциальной энтропии [20] многомерных распределений так или иначе связаны с построением многомерной гистограммы, которое тоже связано с экспоненциальным ростом сложности. Рассмотрим методику, позволяющую в ряде случаев обойти эти сложности.

Будем считать, что смесь сигнала и шума занимает ограниченную полосу частот W . В этом случае, согласно теореме Котельникова, сигнал эквивалентен выборке своих значений, в моменты времени, кратные $\frac{1}{2W}$; следовательно, вся информация содержится в этой выборке.

Количество информации о произвольном параметре x , содержащееся в выборке принятого сигнала y , равно взаимной информации между их вероятностными распределениями, которая может быть найдена по формуле [15]:

$$I = \int_X \int_Y f(x, \mathbf{y}) \log \frac{f(\mathbf{y} | x)}{f(\mathbf{y})} dx d\mathbf{y}, \quad (7)$$

где X — область определения параметра x , Y — область определения выборки y , $f(x, \mathbf{y})$ — плотность совместного распределения x и y , $f(\mathbf{y} | x)$ — функция условного распределения выборки y при известном x , $f(\mathbf{y})$ — функция априорного распределения выборки y , $d\mathbf{y} = dy_1 dy_2 \dots dy_n$, n — размерность \mathbf{y} . В нашем случае параметром x является переданная последовательность бит.

Вычислять многомерный интеграл (7) будем с помощью метода Монте-Карло [16], в соответствии с которым интеграл (7) рассматривается как математическое ожидание функции $\log \frac{f(\mathbf{y} | x)}{f(\mathbf{y})}$, которое аппроксимируется суммой значений этой функции со случайными аргументами, разыгранными согласно распределению $f(x, \mathbf{y})$. В соответствии с этим методом при наличии M равно-

вероятных символов x_m интеграл (7) приближается суммой:

$$I_N \approx \frac{1}{NM} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \log \frac{f(\mathbf{y}_j | x_i)}{f(\mathbf{y}_j)}, \quad (8)$$

где сумма вычисляется по N случайным значениям параметра x , и выборки принятого сигнала \mathbf{y} , разыгранным в соответствии с распределением $f(x, \mathbf{y})$; $f(\mathbf{y}_i | x_i)$ — условная плотность \mathbf{y}_i , если передавался символ x_i ; $f(\mathbf{y}_j) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M f(\mathbf{y}_j | x_l)$ — безусловная плотность \mathbf{y}_j .

За результат принимается значение I_N (8), при котором обеспечивается заданный уровень погрешности с заданной доверительной вероятностью.

Для оценки погрешности [16] одновременно с оценкой математического ожидания (8) вычисляется оценка дисперсии:

$$D_N = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \log^2 \frac{f(\mathbf{y}_i | x_i)}{f(\mathbf{y}_i)} - I_N^2. \quad (8a)$$

Будем считать, что для суммы (8) выполнены условия центральной предельной теоремы. Для этого согласно известному из математической статистики правилу необходимо выбрать $N \geq 30$. Тогда вероятность β отличия I_N от истинного значения I не более чем на δ будет равна:

$$P(|I_N - I| < \delta) = x_\beta \sqrt{\frac{D_N}{N}}, \quad (8b)$$

где x_β — корень уравнения $\Phi(x) = \beta$, Φ — интеграл вероятностей [16].

Пусть передается символ x . Обозначим вектор отсчетов соответствующего символу x сигнала (1) без шума в моменты kT через X_1 , вектор отсчетов сигнала (1) без шума в остальные моменты через X . Аналогично обозначим вектор принятых отсчетов сигнала с шумом в моменты kT через Z_1 и вектор принятых отсчетов сигнала с шумом в остальные моменты через Z . Плотность принятой выборки представляется в виде:

$$\begin{aligned} f(\mathbf{y} | x) &= f(Z_1) f(Z | Z_1) = \\ &= f(Z_1) \int_{\xi} f(\xi | Z_1) f(Z | \xi) d\xi, \end{aligned} \quad (9)$$

где ξ — вектор комплексного мультипликативного шума в моменты kT .

Рассмотрим компоненты выражения (9). Элементы вектора Z_1 независимы и представляют собой сумму двух гауссовских случайных величин с нулевым средним и дисперсиями $S(t)^2 A^2$, σ^2 . Таким образом,

$$f(Z_1) = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma^2 + A^2|X_{1k}|^2)}} e^{-\frac{Z_{1k}^2}{2(\sigma^2 + A^2|X_{1k}|^2)}}, \quad (10)$$

где X_{1k} — k -й отсчет посланного сигнала, дискретизированного с шагом дискретизации мультипликативного шума; Z_{1k} — вещественная часть k -го отсчета принятого сигнала Z_1 , дискретизированного с шагом дискретизации мультипликативного шума; σ^2 — дисперсия шума и помех; A^2 — дисперсия мультипликативного шума; n — число отсчетов дискретизированного мультипликативного шума.

Зная вектор Z_1 , можно по формуле Байеса найти условное распределение независимых значений ξ_k мультипликативного шума из формулы (3):

$$f(\xi_k | Z_{1k}) = \frac{f(Z_{1k} | \xi_k) f(\xi_k)}{f(Z_{1k})} = \frac{\sqrt{2\pi(\sigma^2 + A^2|X_{1k}|^2)}}{2\pi A^2 \sigma \sqrt{2\pi}} \times \frac{Z_{1k}^2}{2(\sigma^2 + A^2|X_{1k}|^2)} \frac{(Z_{1k} - \text{Re}[s_k \xi_k])^2}{2\sigma^2} \frac{|\xi_k|^2}{2A^2} \quad (11)$$

При известных ξ_k условное распределение $f(Z(t) | \xi)$ принятого сигнала $Z(t)$ в момент t имеет вид:

$$f(Z(t) | \xi) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\left(Z(t) - s(t) \cdot \text{Re} \left[\sum_{l=1}^n K_l(t) \xi_l \right] \right)^2}{2\sigma^2}}, \quad (12)$$

где $K_l(t)$ вычисляется по формуле (5).

Учитывая (10), (11), (12), формула (9) элементарными преобразованиями приводится к виду:

$$f(\mathbf{y} | x) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{n+m} (2\pi A^2)^n} \int_{R^n} e^{-\xi' Q \xi + q \xi + c} d\xi, \quad (13)$$

где n — число моментов дискретизации мультипликативного шума; m — число моментов дискретизации сигнала;

$$Q = \frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} \text{diag}\left(\frac{\sigma^2}{A^2} + \text{Re}X_1 * \text{Re}X_1\right) + (K \text{Re}X^m)(K \text{Re}X^m)' & -\text{diag}(\text{Re}X_1 * \text{Im}X_1) - (K \text{Re}X^m)(K \text{Im}X^m)' \\ -\text{diag}(\text{Re}X_1 * \text{Im}X_1) - (K \text{Re}X^m)(K \text{Im}X^m)' & \text{diag}\left(\frac{\sigma^2}{A^2} + \text{Im}X_1 * \text{Im}X_1\right) + (K \text{Im}X^m)(K \text{Im}X^m)' \end{pmatrix}, \quad (14)$$

$$q = \begin{pmatrix} Z_1 * \text{Re}X_1 + \sum \text{Re}(X^m * Z^m) * K \\ -Z_1 * \text{Im}X_1 - \sum \text{Im}(X^m * Z^m) * K \end{pmatrix}, \quad (15)$$

$$c = \left(\sum Z_1^2 + \sum Z^2 \right) / 2\sigma^2, \quad (16)$$

$$X^m = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}_n X, \quad (17)$$

$$Z^m = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}_n Z$$

— матрицы, состоящие из n строк, в которых записаны соответственно векторы X и Z ;

$$K = \begin{pmatrix} K_1(0) & K_1(\Delta t) & \dots & K_1((m-1)\Delta t) \\ K_2(0) & K_2(\Delta t) & \dots & K_2((m-1)\Delta t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_n(0) & K_n(\Delta t) & \dots & K_n((m-1)\Delta t) \end{pmatrix} \quad (18)$$

— матрица коэффициентов (5), вычисленных в моменты дискретизации сигнала, знак «*» означает поэлементное умножение.

Интеграл (13) рассмотрен в [17]. Выражение для него имеет вид:

$$f(\mathbf{y} | x) = \frac{\left(\frac{\pi^n}{|\det Q|} \right)^{1/2}}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{n+m} (2\pi A^2)^n} e^{c + \sum q' Q q / 4}, \quad (19)$$

где n — число моментов дискретизации мультипликативного шума; Q , q , c вычисляются по формулам (14), (15), (16) соответственно.

Параметры радиолинии, фигурирующие в выражениях (10)–(13) и результирующем выражении (19) для $f(\mathbf{y} | x)$ — это параметр σ аддитивного гауссовского шума и параметр A мультипликативного шума. Такие параметры радиолинии, как вид модуляции, кодирования и т. д. для этих формул несущественны. Считается, что передается произвольный сигнал, характеризуемый выборкой X , под действием шумов перешедший в выборку Z . Когда необходимо провести моделирование плотности выборки из конкретного вида сигнала, моделируются отсчеты X и Z того сигнала, который используется в радиолинии, и эти отсчеты подставляются в формулы (10)–(13) и (19).

Обобщая вышесказанное, можно сформулировать алгоритм для вычисления количества информации, которое можно передать в посылке сигнала с цифровой модуляцией.

Алгоритм вычисления количества информации

А) Предварительный этап.

А1) Устанавливаются начальные нулевые значения $E = 0$, $D = 0$, $n = 0$, значения допустимой погрешности δ и доверительной вероятности β . Вычислить x_β — корень уравнения $\Phi(x) = \beta$.

Б) Вычисление количества информации.

Б1) Разыгрывается символ x_n и моделируется принятый сигнал \mathbf{y}_n (1) при этом x_n .

Б2) Находится логарифм условной плотности распределения $f(\mathbf{y}_n | x_l)$ по формуле (19) для всех символов x_l ($l = 1 \dots M$) и логарифм безусловной плотности $f(\mathbf{y}_n) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M f(\mathbf{y}_n | x_l)$. Находится логарифм отношения $L = \frac{f(\mathbf{y}_n | x_n)}{f(\mathbf{y}_n)}$.

Б3) Обновляются суммы E и D : $E = E + L$, $D = D + L^2$, число итераций $n = n + 1$.

Б4) Вычисляются выборочные среднее и дисперсия: $E_n = E/n$, $D_n = D/(n - 1) - E_n^2$ (начиная с 30-й итерации).

Б5) Вычисляется $\delta_n = x_\beta \sqrt{\frac{D_n}{n}}$ (начиная с 30-й итерации).

Б6) Если $\delta_n < \delta$ и $n > 30$, то принять искомое количество информации $I = E_n$ с доверительной

вероятностью β и абсолютной погрешностью, меньшей или равной δ , и завершить алгоритм. Иначе переход к пункту Б1.

Пример вычисления скорости передачи информации

Применим рассмотренную методику вычисления теоретически достижимой скорости передачи информации по абонентскому каналу системы спутниковой связи Iridium [18]. Рассчитанная скорость передачи означает теоретически возможную скорость безошибочной передачи информации заданным сигналом при данной модели помех. Абсолютная безошибочность может быть достигнута только при бесконечном накоплении информации, однако, увеличивая длину кодовых слов, можно сколь угодно близко к ней приближаться.

В [19] приведены следующие технические характеристики абонентского канала системы «Iridium»:

- несущая частота — 1620 МГц;
- символьная скорость — 25 кбод;
- ширина полосы частот канала — 31,5 кГц;
- мощность передатчика — 1 Вт;
- коэффициент усиления антенны передатчика — 20 дБ;
- коэффициент усиления антенны приемника — 3 дБ;
- шумовая температура приемника — 553 К;
- вид модуляции сигнала — QPSK.

Будем считать, что интервал корреляции мультипликативного и фазового шума равен 5 символам и вычислять теоретическое количество информации, передаваемое группой из 5 посылок, и затем пропорционально пересчитывать это количество информации в теоретически достижимую скорость безошибочной передачи информации при символьной скорости 25 кбод. Параметр распределения Рэля для искажений амплитуды считаем равным 1. Расстояние до КА считаем равным 1000 км. На рис. 2 приведены графики зависимости теоретически достижимой скорости передачи информации от отношения сигнал/шум, под которым подразумевается отношение средней мощности сигнала к дисперсии аддитивного белого гаус-

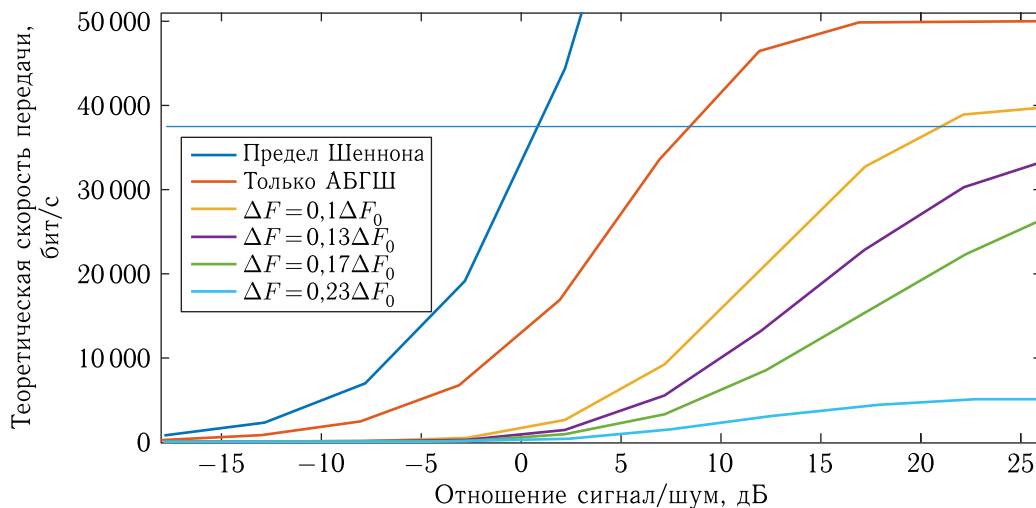


Рис. 2.

совского шума (АБГШ). Верхний график показывает классическую оценку пропускной способности по теореме Шеннона. Следующий график демонстрирует оценку теоретической скорости передачи с помощью QPSK-сигнала с ограничением символьной скорости в 25 кбод при отсутствии мультипликативных и фазовых шумов. Остальные графики показывают эту же зависимость при разных значениях ширины полосы мультипликативного шума ΔF относительно ширины полосы канала связи ΔF_0 .

Согласно [18] скорость кода, исправляющего ошибки [21], в абонентском канале системы Iridium составляет $R = 3/4$, $1/4$ символов используются для исправления ошибок, а $3/4$ символов несут полезную информацию, то есть скорость передачи информации составляет $((2 \text{ бит на символ}) \times (25\,000 \text{ символов в секунду}) \cdot 3/4) = 37\,500 \text{ бит/с}$. Эта скорость показана на рис. 2 горизонтальной линией. По рис. 2 определяем, что такая теоретическая скорость безошибочной передачи информации соответствует работе системы при отношении сигнал/шум 8 дБ при наличии только АБГШ и при отношении сигнал/шум 21 дБ при наличии коррелированных мультипликативных и фазовых помех с шириной полосы в $1/10$ ширины полосы канала связи. При больших значениях ширины полосы мультипликативного шума, представленных на графике, передача информации с заявленным качеством невозможна.

Заключение

Построен алгоритм оценки теоретически достижимой скорости передачи информации в канале связи с фазоманипулированным сигналом и со сложной негауссовской моделью помех, включающей в себя аддитивный, фазовый и мультипликативный коррелированные шумы. На примере системы Iridium продемонстрировано, что учет указанных факторов значительно повышает точность оценки теоретической скорости передачи информации по сравнению с моделью аддитивного белого гауссовского шума. Проведено сравнение влияния «быстрых» (широкополосных) и «медленных» (узкополосных) мультипликативных и фазовых шумов.

Предложенная методика может использоваться для оценки уровня помех, при котором возможно функционирование спутниковых систем связи и навигации с заданным качеством, при построении новых спутниковых систем связи и навигации для оценки помехоустойчивости используемых сигналов и методов их обработки.

Список литературы

1. *Gertjie S. Hoffmann, Albert S.J. Helberg, Magdalena J. Groble* A Brief Survey of Channel Models for Land Mobile Satellite Communication // Proceedings of Southern Africa Telecommunication Application Network, 2010.

2. Measurements and Modeling of the Satellite-to-Indoor Channel for Galileo F. Pérez-Fontán, B. Sanmartín, A. Steingass, A. Lehner, J. Selva, E. Kubista, B. Arbesser-Rastburg. Institute of Navigation National Technical Meeting ION NTM, 2004.
3. Abdelmonaem Lakhzouri, Elena Simona Lohan, Ilkka Saastamoinen, Markku Renfors. Interference and Indoor Channel Propagation Modeling Based on GPS Satellite Signal Measurements // Computer Science, 2005.
4. Pérez-Fontán F., Vázquez-Castro M., Cristina Enjamio Cabado, Jorge Pita Garcna, Kubista E. Statistical Modeling of the LMS Channel // IEEE Transactions On Vehicular Technology, 2001, vol. 50, no. 6.
5. Giovanni E. Corazza, Member, Francesco Vatalaro. A Statistical Model for Land Mobile Satellite Channels and Its Application to Nongeostationary Orbit Systems // A Statistical IEEE Transactions On Vehicular Technology, 1994, vol. 43, no. 3.
6. Daniel Cygan. Analytical evaluation of average bit error rate for the land mobile satellite channel. International Journal of Satellite Communications, 1989, no. 7(2) P. 99–102.
7. Nguyen M. H., Richterova M., Vrsecka M. Phase Error Analysis of M-QAM Demodulation in Satellite Channel. 2019 International Conference on Military Technologies (ICMT), Brno, Czech Republic, 2019
8. Hugo Chelle, Michael Crosnier, Vincent Deslandes, Riadh Dhaou and Andre-Luc Beylot. Modelling Discontinuous LEO Satellite Constellations: Impact on the Machine-To-Machine Traffic and Performance Evaluation. 2016 8th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 14th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC), Palma de Mallorca, 2016.
9. Липкин И. А. Статистическая радиотехника. Теория информации и кодирования. М.: Вузовская книга, 2002.
10. Скляр Б. Цифровая связь. М.: ИД «Вильямс», 2003.
11. Бузов А. Л., Быховский М. А. и др. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость. М.: Эко-Трендз, 2006.
12. Дулевич В. Е. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1964.
13. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2011.
14. Шелухин О. И., Беляков И. В. Негауссовские процессы. СПб.: Политехника, 1992.
15. Колмогоров А. Н. Избранные труды. Том 3. Теория информации и теория алгоритмов. М.: Наука, 2005.
16. Соболев И. М. Численные методы Монте-Карло. М.: Наука, 1973.
17. Крамер Г. Математические методы статистики. М.: Мир, 1975.
18. Технические характеристики спутниковой системы связи Iridium. http://www.satlink.ru/Spytnikovaia_sviaz/Iridium/Tehnicheskie_harakteristiki.html (Дата доступа 16.04.2020)
19. Макаренко С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium // Системы управления, связи и безопасности, 2018, № 4.
20. Цветков О. В. Энтропийный анализ данных в физике, биологии и технике. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015.
21. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. М.: Мир, 1986.
22. Стругов Ю. Ф., Семенов А. М., Добровольский С. М., Батырев И. А. Стохастическое моделирование каналов с аддитивными и мультипликативными помехами. Схема реализации. Математические структуры и моделирование, 2015, № 2(34).
23. Артюшенко В. М. Моделирование плотности распределения вероятности смеси сигнала, подверженного воздействию амплитудных искажений и аддитивной помехи // Радиотехника, 2017, № 1.
24. Фомин А. Ф. Асимптотически оптимальные алгоритмы и потенциальная помехоустойчивость стохастических динамических систем при воздействии помех с произвольным известным законом распределения. М.: Наука и техника транспорта, 2014. № 2.

Модельно-ориентированный системный инжиниринг как основа обеспечения разработки и создания перспективных космических систем и комплексов

Н. В. Рябогин, к. т. н., доцент, ryabogin_nv@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Г. А. Ерохин, к. т. н., доцент, Erohin_GA@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Е. Б. Пронина, pronina.eb@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. Ю. Кошелев, koshelev.ay@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Предложен анализ развития методов математического моделирования, в том числе с учетом развития инструментов моделирования, процессов и систем в ракетно-космической технике. Сформулированы методы исследования и описания сложных систем в применении к процессу их моделирования и прогнозирования. Проанализирован переход от математического моделирования процессов к системному подходу и системному инжинирингу. Продемонстрирован естественный переход к модельно-ориентированному системному инжинирингу в условиях развития вычислительной техники. Обозначена необходимость применения систем автоматизации проектирования при использовании подходов модельно-ориентированного системного инжиниринга. Представлена перспективная технология проектирования сложных систем — «цифровой двойник» и приведены основные направления ее применения.

Ключевые слова: математическое моделирование систем, системный анализ, модельно-ориентированный системный инжиниринг, системный инжиниринг, вычислительная техника, цифровые модели, цифровые двойники

Model-Based Systems Engineering as a Basis for Development and Creation of Promising Space Systems and Complexes

N. V. Ryabogin, *Cand. Sci. (Engineering)*, assistant professor, ryabogin_nv@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

G. A. Erokhin, *Cand. Sci. (Engineering)*, assistant professor, Erohin_GA@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

E. B. Pronina, pronina.eb@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

A. Yu. Koshelev, koshelev.ay@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Abstract. The paper offers an analysis to develop mathematical modeling methods taking into account the development of modeling tools, processes, and systems for rocket and space technology. The methods of research and description of complex systems in application to the process of their modeling and forecasting are formulated. The paper analyses the transition from mathematical modeling of processes to a systems approach and systems engineering. The natural transition to model-based systems engineering under conditions of computer engineering development is demonstrated. Necessity to apply design automation systems when using approaches of model-based systems engineering is emphasized. The advanced technology to design complex systems — a “digital twin” is presented and main directions of its application are given.

Keywords: mathematical system modeling, systems analysis, model-based systems engineering, systems engineering, computer engineering, digital models, digital twins

Введение

Развитие авиации, становление ракетно-космической техники, ядерной энергетики и других наукоемких отраслей привели к усложнению технических устройств и систем, которые в этих отраслях создаются и активно используются. Их проектирование, построение и внедрение, как и экспериментальная отработка, стали требовать больших временных затрат и материальных ресурсов. На фоне прорыва в совершенствовании вычислительной техники возникли объективные предпосылки для становления и быстрого развития математического моделирования как эффективного инструментария для проектирования, расчетно-теоретического сопровождения, оптимизации и других проектных исследований. В настоящее время возможности вычислительной техники в совокупности с программными продуктами позволяют пройти полный путь от идеи до реализации изделий ракетно-космической техники без использования традиционных «бумажных» технологий. Одновременно с этим вероятность положительной реализации идеи повышается за счет возможностей моделирования различных процессов, протекающих в создаваемом изделии. Так же, как появление вычислительной техники определило появление дисциплины моделирования процессов, развитие возможностей вычислительной техники определило появление междисциплинарного модельно-ориентированного системного инжиниринга. В настоящей работе рассмотрен процесс перехода от математического моделирования простейших процессов на первых ЭВМ до создания цифровых двойников систем и проведения детального моделирования функционирования космических комплексов.

Модели процессов и систем

Математическое моделирование процессов — естественный способ изучения свойств и поведения любой системы, в том числе и космической, а идея моделирования проста и в то же время интуитивно привлекательна. Она дает пользователю возможность экспериментировать с системами в тех случаях, когда делать это на реальном объекте практически невозможно и нецелесообразно. Несмотря

на то что моделирование основывается на теории вычислительных систем, на математике и вычислительных методах, теории вероятности и математической статистике, оно во многом остается интуитивным [1]. По сути происходит замена исходного объекта его моделью и дальнейшее исследование этого объекта с помощью модели. В таком случае модель является образом системы, исследование которого служит средством для получения информации о системе [2–7].

О том, как устроен мир, мы начинаем задумываться, если сталкиваемся с удивившим нас новым явлением или вдруг неожиданно приходим к результату, настолько отличающемуся от ожидавшегося. Строгое обоснование модели строения мира, приводящей в закономерное соответствие факты, могут привести только специалисты. Необходим очень высокий уровень подготовленности в каждой области [1, 3, 4, 6].

Элементы моделирования использовались с самого начала появления точных наук. Появление ЭВМ стало очевидным толчком для развития методов моделирования процессов: моделирования взрывов, процессов ядерного распада и синтеза, движения ракет и искусственных спутников Земли. С развитием ЭВМ моделирование стало не только инструментом изучения объектов, но и инструментом создания новых объектов.

Имитационное моделирование — один из самых мощных инструментов анализа, которыми располагают люди, ответственные за разработку и функционирование сложных процессов и систем [8–11]. Имитационное моделирование включает в себя экспериментальную и прикладную методологии и позволяет:

- описать поведение систем;
- построить теории и гипотезы, которые могут объяснить наблюдаемое поведение систем;
- использовать эти теории для предсказания поведения систем.

Согласно [4, 12], модели можно разделить по типу представления:

- физические (натурные) модели,
- масштабированные модели,
- аналоговые модели,

- управленческие модели,
- моделирование на ЭВМ,
- математические модели.

Аналоговыми моделями являются модели, в которых свойство реального объекта представляется некоторым другим свойством аналогичного по поведению объекта. Задача решается путем замены одного свойства другим, после чего полученные результаты надо истолковать применительно к исходным свойствам объекта. Аналоговая ЭВМ, в которой изменение напряжения в сети определенной конфигурации может отображать решение дифференциальных уравнений, является превосходным примером аналоговой имитационной модели. До появления мощных цифровых вычислителей аналоговые вычислители широко применялись в авиационной и ракетной технике для оперативной обработки различной информации и последующего формирования сигналов управления [4].

Различные методы анализа одного процесса могут привести к созданию различающихся описаний реальных космических систем. Тем не менее описание любых систем для целей имитационного моделирования, как правило, состоит из двух этапов: статического и динамического представлений. На первом этапе формирования статического представления устанавливаются признаки существования подсистем. На втором этапе происходит описание изменений состояний системы и последовательности переходов между состояниями. Состояния космической системы определяют набор соответствующих свойств системы [3, 5–7, 13, 14].

Одним из методов описания изменения состояний космических систем может быть описание через диаграммы состояний современных графических средств системного анализа, что позволяет наглядно описывать архитектуру системы, состояния и определение переходов между этими состояниями. Метод позволяет наглядно описывать ключевые стадии и режимы работы систем, адекватно отражать возможные переходы между режимами и значительно улучшает как разработку программ и методик испытаний, так и их отработку [6, 7, 13, 14]. Подходящим для задач разработки моделей можно считать язык System Modeling Language (SysML), развиваемый как расширение UML в целях разработки, анализа и верификации сложных динамиче-

ских систем. SysML является графическим языком моделирования, который реализует анализ, спецификацию, разработку и проверку сложных систем [15, 16].

Язык SysML представляет собой набор из диаграмм различного назначения, объединенных в группы по назначению: структурные, поведенческие (диаграммы деятельности, последовательности, состояния, вариантов использования), диаграммы требований. Диаграммы состояний и действий SysML могут быть использованы для описания логики смены режимов работы системы и действий в условиях отказов [13]. Выделение элементов системы подобным образом позволяет разработчику или группе разработчиков реализовывать и отлаживать соответствующий автономный элемент, используя упрощенные имитационные математические модели.

Описание любой системы неразрывно связано с использованием системного подхода. Системный подход заключается в том, что исследованию подвергается система в целом, а не отдельная ее часть. Очевидно, что результирующее поведение системы отличается от суммы взаимодействия отдельных частей системы. При проектировании архитектуры систем и комплексов решается задача создания иерархической структуры, включающей системы, подсистемы и отдельные модули. Параллельно должна быть решена задача обеспечения испытаний и эксплуатации. В этом случае от качества построения архитектуры комплекса зависит эффективность контроля работы, обнаружения и парирования нештатных ситуаций.

Возрастающая сложность космических систем, сложность их наземной отработки и необходимость описания этой сложности приводят к тому, что системный подход становится необходимым методом исследования. Космические системы сегодня представляют собой сложные многокомпонентные комплексы, содержащие в себе как аппаратные, так и программные средства, при разработке которых необходимо применение механизмов системного инжиниринга [3–5, 8–11, 13, 17–23].

Космические системы обладают сложной многоуровневой структурой. В связи с этим разработка частей системы более высокого уровня включает разработку частей системы нижних уровней.

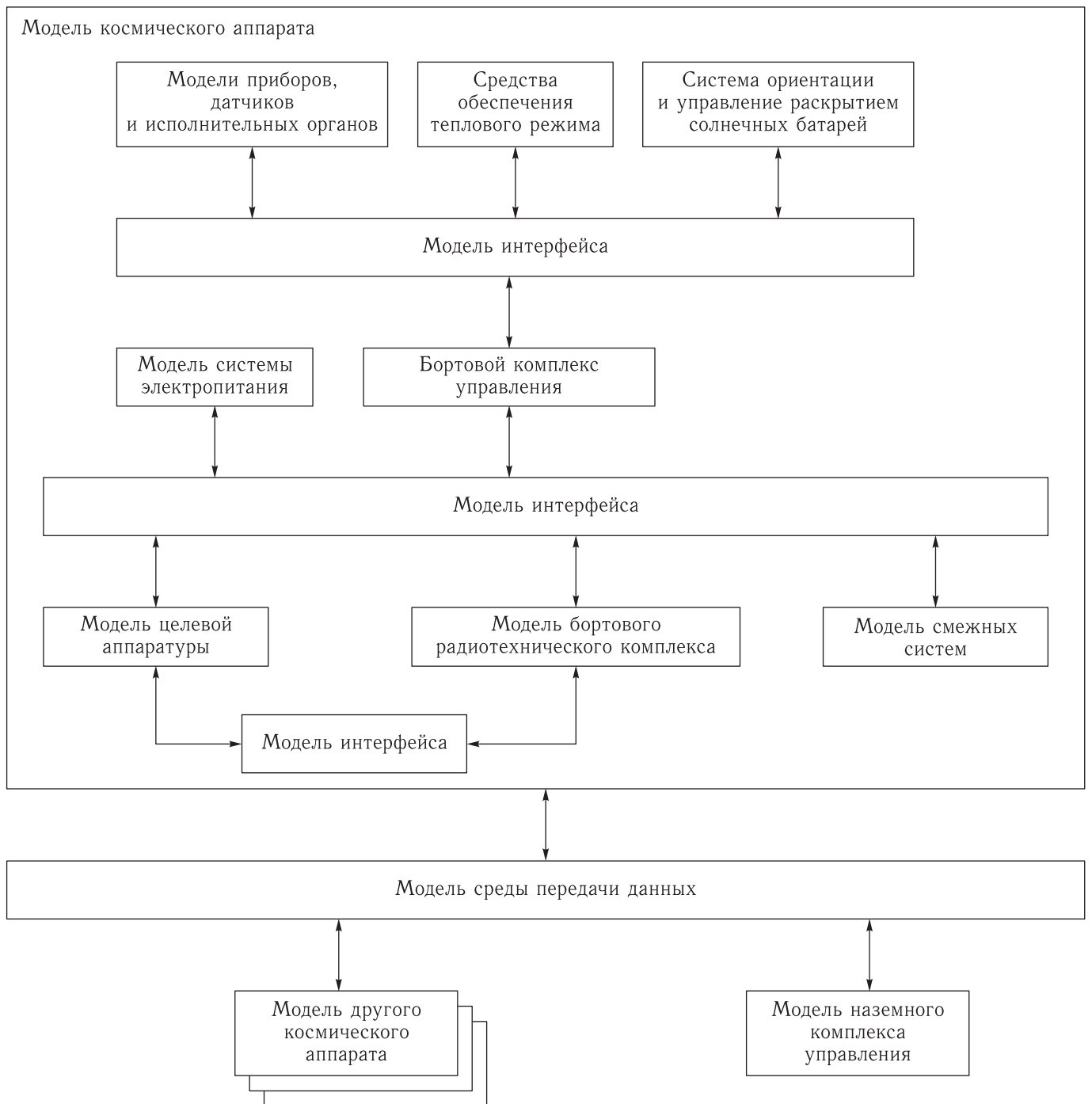


Рис. 1. Модели, необходимые для отработки бортового комплекса управления

Следует отметить, что для получения полноценного описания, анализа и отработки космических систем необходим ряд моделей смежных систем и устройств, с которыми они взаимодействуют. Так, например, для отработки бортового комплекса

управления космического аппарата необходим ряд моделей, приведенных на рис. 1. При этом в модели приборов, датчиков и исполнительных органов (рис. 2) входят модели звездных датчиков, системы навигации и времени, датчиков измерения угловых

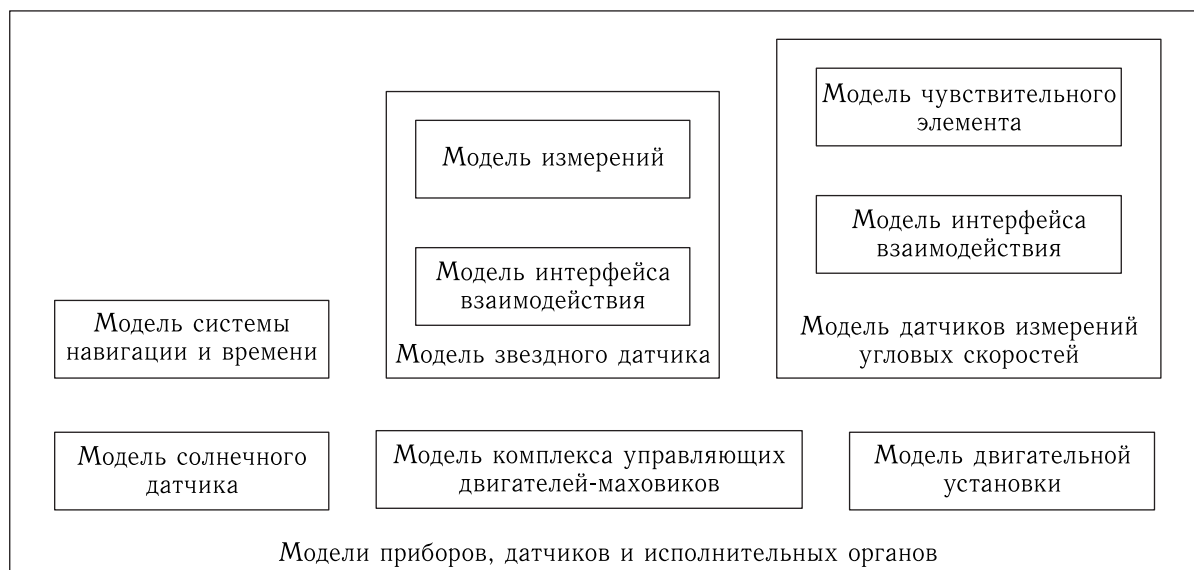


Рис. 2. Состав моделей приборов, датчиков и исполнительных органов

скоростей, солнечных датчиков, комплекса управляющих двигателей-маховиков, двигательной установки. При этом модель звездного датчика включает модель интерфейса взаимодействия и модель измерений, а модель датчиков измерения угловых скоростей состоит из модели чувствительного элемента и модели интерфейса взаимодействия.

Разработанные модели должны использоваться для моделирования других космических аппаратов, в составе которых применены компоненты с соответствующими моделями. Также разработанные модели являются и основой для анализа достижимости требуемых характеристик при предпроектном анализе.

Системный инжиниринг

Системный инжиниринг (СИ) и управление проектами (УП) — важные компоненты на этапах проектирования, разработки и производства таких сложных систем, как космические системы и комплексы. Впервые СИ возник как отдельная инженерная дисциплина в 1950-х годах при активном освоении космоса. Классического (однозначного) определения СИ в литературе нет. Усредняя существующие определения в контексте настоящей статьи, будем рассматривать СИ как междисциплинарный

подход к проектированию, разработке и проверке интегрированного и сбалансированного набора системных решений для продуктов и процессов, которые удовлетворяют заданным требованиям [20–26].

Системная инженерия, как отмечается в [23], «охватывает научные и инженерные подходы, связанные с разработкой, производством, проверкой, развертыванием, эксплуатацией, поддержкой и утилизацией системных продуктов и процессов; разрабатывает необходимое оборудование, процедуры и данные для обучения пользователей; определяет и сопровождает управление конфигурацией системы; разрабатывает структуры разбивки работ и ведомости работ; предоставляет информацию для принятия управленческих решений».

Как следует из приведенного выше определения, системная инженерия является итеративным процессом, в котором участвуют специалисты различных предметных областей. Такой процесс обеспечивает техническое управление на всех этапах жизненного цикла космической системы или комплекса от формирования требований до завершения ее эксплуатации. В ходе этого процесса «решения по проектированию сбалансированы с заданными требованиями наряду с ограничениями, налагаемыми технологиями, бюджетами и графиками» [23].

Первым этапом в процессе СИ является разработка требований к целевому продукту на основе анализа предпроектных исследований. На этом этапе «системный инженер пытается дополнительно вывести, уточнить и определить требования заказчика, включая определение количественных характеристик, которыми должна обладать космическая система или комплекс. Такие работы нацелены на выявления взаимосвязи между требованиями, их приоритетами, угрозами, условиями применения, ограничениями» [23] и показателями эффективности.

Второй этап процесса СИ — функциональный анализ. Целью этого этапа является декомпозиция общих системных требований на требования к отдельным подсистемам. Такие свойства разрабатываемой космической системы, как тестируемость, простота производства, применяемость, ремонтпригодность, становятся отдельными переменными в рамках процесса системного инжиниринга. Особое внимание уделяется обеспечению адресации всех внутренних и внешних интерфейсов. С помощью обратной связи требования, сформированные на этом этапе, синхронизируются с общими требованиями на первом этапе.

Следующий этап — этап синтеза космической системы — охватывает действия, в ходе которых сформулированные к ней требования удовлетворяются через выработанные на предыдущих этапах проектные решения. Совокупность проектных решений определяет архитектуру разрабатываемой системы, которая соответствует функциональным требованиям, полученным на этапе функционального анализа. Также через обратную связь эти решения сопоставляются с функциональным распределением, для того чтобы гарантировать выполнение функций и удовлетворение требований. На каждом этапе используют различные методы верификации для проведения проверки соответствия проекта требованиям, к ним относятся такие методы как экспертиза, натурные и полунатурные испытания, моделирование и анализ.

В результате выполнения всего процесса должен быть получен проект, который отвечает потребностям, содержащимся в исходных требованиях и установленных заказчиком. При этом проект обычно «документируется в базе данных, архитек-

туре системы, элементе конфигурации системы или спецификации.

При выполнении этапов процесса СИ широко используются методы системного анализа, которые обеспечивают баланс процессов анализа требований, функционального анализа и синтеза с требованиями для их выполнения временных и материальных затрат» [23], соблюдением графика выполнения работ и возможными рисками. Таким образом, постоянный контроль и анализ принимаемых проектных решений призваны гарантировать, что полученная в результате космическая система является реализуемой, выполняет предъявленные к ней требования и эффективной в эксплуатации.

Из вышеизложенного может быть сделан вывод, что системный инжиниринг является средством для успешной реализации проектов [25]. В нем рассматриваются различные аспекты создания космических систем, начиная с замысла и заканчивая утилизацией. Применяемый в системном инжиниринге механизм управления требованиями формализует аспекты системы и назначает критерии выполнения требований. В таком случае при формализации требований к космической системе на различных стадиях проектирования каждое требование может быть сопровождено соответствующей моделью. Тогда процесс системного инжиниринга может быть преобразован в процессы управления моделями составных частей, аспектов системы [20, 21, 26].

Модельно-ориентированный системный инжиниринг

Модельно-ориентированный системный инжиниринг является особой технологией проектирования и сопровождения различных систем, объединяющей в себе методы как моделирования, так и визуализации представления данных. Достоинства данного подхода проектирования отмечены в большом количестве работ [27–30].

Модельно-ориентированный системный инжиниринг базируется на применении различных моделей на всех этапах жизненного цикла системы, используемых для решения большого круга задач, таких как представление спецификаций требований,

обеспечение выполнений требований к системе, ее проектирование, получение прототипа системы, в том числе физического, для анализа, тестирования и верификации системы. Основной целью описания космической системы в виде моделей является объединение всей имеющейся информации об объекте и получение полноценного представления о результатах проекта. Процесс проектирования космической системы ориентирован на выявление целостности системы и ее подсистем, иерархичности ее строения — подчиненности ее внутренних элементов, определение организационной структуры и взаимосвязей между внутренними элементами системы, а также использование для описания как системы, так и ее отдельных элементов множества моделей. Кроме этого, применение модельно-ориентированного системного инжиниринга позволяет объединять и координировать работу всех участников проектирования систем различной специализации.

На начальном этапе проектирования любой системы определяются требования к ней (выпускается ТЗ или спецификация требований). Для получения представления о реализуемости, согласованности, полноте предъявляемых требований модельно-ориентированный системный инжиниринг предполагает построение системной модели — модели объекта проектирования. На дальнейших этапах разработки продолжается эволюция данной модели: ее уточнение и расширение по мере формирования новых описаний элементов космической системы и системы в целом. Таким образом, растет точность модели и в конечном счете приводит к получению прототипа проектируемой системы. Из-за непрерывного тестирования и верификации модели (и принимаемых проектных решений) ошибки выявляются на более ранних этапах разработки по сравнению с традиционным подходом к проектированию систем, что повышает качество проектирования и уменьшает риск невыполнения сроков разработки.

Стоит отметить, что применение модельно-ориентированного системного инжиниринга при проектировании космических систем невозможно без использования автоматизированных систем проектирования (САПР), обеспечивающих среду проектирования и разработки, единую базу хранения созданных описаний системы, тестирования и верификации созданных артефактов, взаимосвязи между

моделями, элементами и т. д., планирования процессов разработки, контроля выполнения работ и др.

Такая САПР может объединять в себя системы различного назначения, взаимодействующие между собой. Для САПР программного обеспечения (ПО), помимо среды разработки, необходимо как минимум наличие следующих дополнительных систем: управления требованиями, планирования работ, контроля версии, планирования испытаний, средств отработки и контроля документации [31–36].

Цифровые двойники: реформа процессов жизненного цикла разработки и производства инновационной продукции

Технология цифровых двойников является развивающейся и в настоящее время находится на пике завышенных ожиданий, по данным цикла зрелости новых технологий (Hype Cycle for Emerging Technologies), составленного компанией Gartner в 2018 году. Плато продуктивности (Plateau of Productivity), зрелость технологии будет достигнута только через 5–10 лет [37].

Термин «цифровой двойник» был введен Майклом Гривзом [38]. Согласно предложенной им концепции, цифровой двойник объединяет реальное и виртуальное пространства, при этом в виртуальном пространстве содержится вся информация, собранная в реальном пространстве о данном объекте или процессе, а также всеобъемлющее его физическое описание, которое должно быть «практически неотлично от своего физического аналога» [39]. Также М. Гривзом были введены еще дополнительные понятия и их определения в области цифровых двойников:

- прототипом цифрового двойника (digital twin prototype, DTP) является прототип, который используется для создания экземпляра цифрового двойника. В большинстве случаев в состав такого прототипа входит подробная высокоточная модель. При этом прототип не включает в себя результаты измерений и отчеты, поступающие от специального физического устройства;

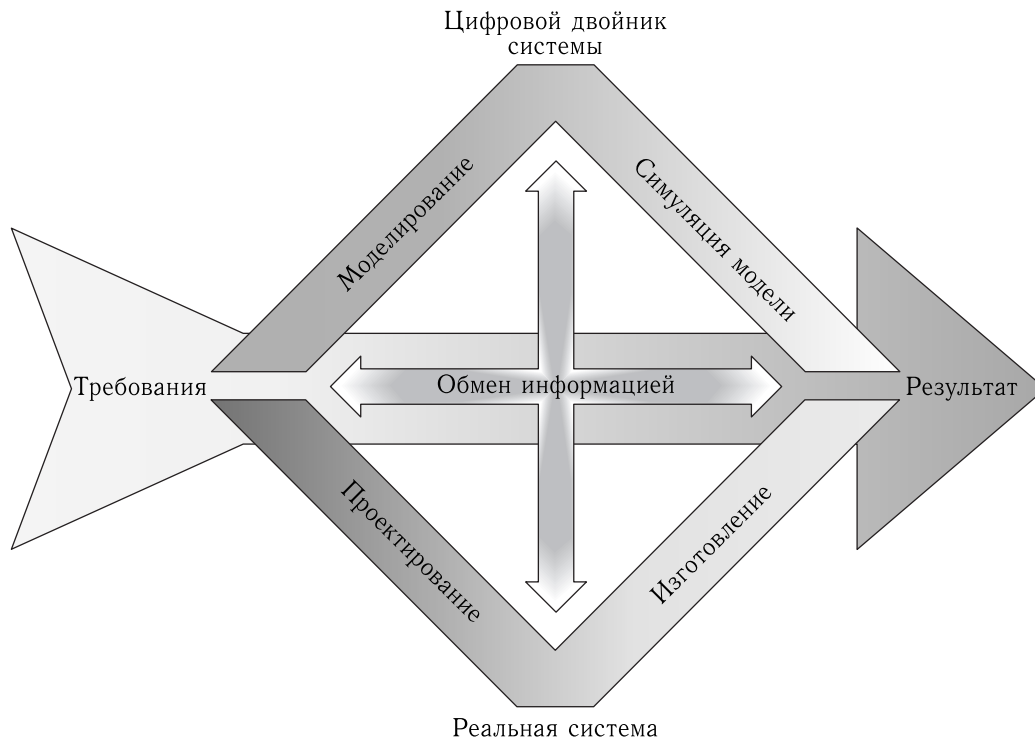


Рис. 3. Жизненные циклы реальной системы и цифрового двойника

- экземпляром цифрового двойника (digital twin instance, DTI) является цифровой двойник, в котором содержится информация о настройках модели, управляющих параметрах, данные с датчиков и хронологические сведения для конкретного изделия, устройства или процесса. При помощи такого экземпляра может быть спрогнозировано состояние конкретного двигателя в конкретном истребителе;
- цифровыми двойниками (digital twin aggregate, DTA) является группа цифровых двойников, которые могут не обладать независимой уникальной структурой данных, но составляющие экземпляры цифрового двойника могут запрашивать и обмениваться данными друг с другом;
- средой цифровых двойников (digital twin environment, DTE) является интегрированное мультифизическое и многомасштабное окружение, предназначенное для работы с цифровыми двойниками.

В сущности цифровые двойники предназначены не только для хранения информации об изде-

лии и процессе его разработки, но и для обеспечения возможности определения рисков и предсказания последствий принятия тех или иных решений или возникновения неисправностей, осуществляемых за счет хранения накопленного опыта создания и эксплуатации различных изделий. То есть применение цифровых двойников позволит наиболее эффективно применять накопленный опыт при выполнении работ по проектированию космических систем и комплексов и их сопровождению.

Цифровой двойник обладает собственным жизненным циклом, который при этом является двойником, зеркальным отражением жизненного цикла создания космической системы. Жизненные циклы реальной системы и ее цифрового двойника представлены на рис. 3.

Заключение

В настоящее время возможности вычислительной техники в совокупности с программными продуктами позволяют пройти полный путь от идеи до получения реализации космической системы

или комплекса без использования бумажных технологий. Выросли возможности моделирования различных процессов, протекающих в изделии. Развитие системного инжиниринга, модельно-ориентированного системного инжиниринга и цифровых двойников тесно связано с возможностями вычислительной техники. Резкий скачок технологий дал существенный прирост производительности компьютеров, что, в свою очередь, позволило повысить сложность и вложенность математических моделей и создало цифровых двойников. Таким образом, возник мощный виртуальный инструментарий, позволяющий в короткие сроки реализовывать сложные, в том числе и космические, системы. Процесс прототипирования при использовании технологий модельно-ориентированного системного инжиниринга существенно сократился во времени и все больше переходит в цифровое пространство. Прототипирование на основе цифровых двойников позволяет ликвидировать ошибки проектирования еще на стадии моделирования, тем самым существенно повышая вероятность реализации проекта и сокращая объем натурных испытаний. Демонстрируется необходимость применения методов системного инжиниринга и модельно-ориентированного системного инжиниринга для разработки космических систем и комплексов. Продемонстрирована дальнейшая перспектива применения методов модельно-ориентированного системного инжиниринга.

Список литературы

1. *Мандельброт Б.* Фрактальная геометрия природы. М.: Институт компьютерных исследований, 2002. 656 с.
2. *Неуймин Я. Г.* Модели в науке и технике: история, теория и практика. Ленинград: Наука, 1984. 190 с.
3. *Самарский А. А., Михайлов А. П.* Математическое моделирование: Идеи. Методы. Примеры. 2-е изд., испр. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. 320 с.
4. *Шеннон Р.* Имитационное моделирование систем — искусство и наука. Пер. с англ.; под ред. Е. К. Масловского. М.: Мир, 1978. 420 с.
5. *Пупков К. А., Коньков В. Г.* Интеллектуальные системы (Исследование и создание). М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. 345 с.
6. *Коварцев А. Н.* Методы и средства визуального параллельного программирования. Автоматизация программирования. Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2011. 168 с.
7. *Кознов Д. В.* Программная инженерия и визуальное моделирование: воспитание культуры работы с информацией // Программная инженерия, 2015, № 10. С. 3–11.
8. *Eickhoff J.* Simulating Spacecraft Systems. Immenstaad: Springer, 2009. 359 p.
9. *Бровкин А. Г., Бурдыгов Б. Г., Гордийко С. В. и др.* Бортовые системы управления космическими аппаратами / Под ред. А. С. Сырова. М.: Изд-во МАИ-Принт, 2010. 304 с.
10. *Микрин Е. А.* Бортовые комплексы управления космическими аппаратами и проектирование их программного обеспечения. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. 336 с.
11. Космическое аппаратостроение: научно-технические исследования и практические разработки ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс» / Под ред. д.т.н. А. Н. Кирилина. Самара: ИД «Агни», 2011. 280 с.
12. *Van Gelder A.* Some New Results in Pseudo-Random Number Generation // Journal of the Association for Computing Machinery, 1967, vol. 14, № 4. P. 785–792.
13. *Рябогин Н. В., Шатский М. А., Косинский М. Ю. и др.* Применение языка SysML в задачах разработки и отработки программного обеспечения бортовых комплексов управления космическими аппаратами // Программная инженерия, 2016, т. 7, № 8. С. 373–382.
14. *Калентьев А. А., Тюгашев А. А.* Использование графических языков в жизненном цикле бортового программного обеспечения космических аппаратов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета, 2010, № 2. С. 248–259.
15. *Иванов Д. Ю., Новиков Ф. А.* Основы моделирования на UML. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. 249 с.
16. *Friedenthal S., Moore A., Steiner R.* A Practical Guide to SysML: The Systems Modeling Language. Morgan Kaufmann, 2009, 630 p.
17. *Фортескью П., Суайнерд Г., Старк Д.* Разработка систем космических аппаратов М.: Альпина Паблишер, 2015. 765 с.

18. *Griffin Michael D., Reston James R.* French Space vehicle design. VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2004. 665 p.
19. *Fortescue P., Stark J., Swinerd G.* Spacecraft Systems Engineering. John Wiley & Sons Ltd, 2003. 353 p.
20. *Антонов А. В.* Системный анализ. М.: Высшая школа, 2004. 454 с.
21. *Павлов А. А., Гриша С. Н., Томашевский В. Н. и др.* Основы системного анализа и проектирования АСУ / Под общей редакцией А. А. Павлова. М.: Высшая школа, 1991. 367 с.
22. *Кастри Дж.* Большие системы. Связность, сложность и катастрофы. Пер. с англ. М.: Мир, 1982. 216 с.
23. *Stem E. D., Boito M., Younossi O.* System engineering and program management trends and costs for aircrafts and guided weapons programs. RAND Corporation, 2006. 199 p.
24. ГОСТ Р 57193-2016. Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла систем (Systems and software engineering. System life cycle processes). Национальный стандарт Российской Федерации. Утвержден и введен в действие Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 31 октября 2016 г. № 1538-ст.; дата введения 2017-01-11. Взамен ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288-2005. М.: Стандартинформ, 2016. 95 с.
25. *Романов А. А.* Прикладной системный инжиниринг. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. 555 с.
26. *McCorkle Scott.* The IBM Rational Point of View: The Future Outlook for Systems Engineering // Presentation at INNOVATE'2014 Conference. Amsterdam, September 2014.
27. *Дуг Дж., Маккай Б.* Модельно-ориентированное проектирование систем управления: моделирование и тестирование до реализации в аппаратуре. Пер. Ю. Орлова // Control Engineering Россия, 2013, № 5 (47). С. 62–64.
28. *Баранов И. А.* Модельно-ориентированный подход в разработке программных компонент и комплексов СМ1820М. М.: ОАО «ИНЭУМ им. И. С. Брука», 2012. 11 с.
29. *Агафонов О. А., Вахрушев Д. Э., Прядко С. П., Щукин А. В.* Внедрение модельно-ориентированного подхода к проектированию самолетов // Вестник СГАУ, 2012, № 5 (36). С. 44–47.
30. *Журавлев С. С., Рудометов С. В., Окольников В. В., Шакиров С. Р.* Применение модельно-ориентированного проектирования к созданию АСУ ТП опасных промышленных объектов // Вестник НГУ. Серия: Информационные технологии, 2018, № 4. С. 56–67.
31. *Вахитов А. А., Бушина К. С., Золотухина Е. Б.* Достоинства и недостатки систем по управлению требованиями // Фундаментальные исследования, 2016, № 6–1. С. 42–46.
32. *Полькина А.* Аналитический обзор систем управления требованиями // Молодежь и современные информационные технологии. Сборник трудов XIII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, г. Томск, 9–13 ноября 2015 г. В 2 т. Томск: Изд-во ТПУ, 2016. Т. 2. С. 145–146.
33. *Сиротенко Ф. Ф.* Принципы работы и возможности системы управления версиями // Научные технологии в космических исследованиях Земли, 2010, № 1. С. 15–17.
34. *Шурыгин В. Н., Сиваченко Д. А.* Системы контроля версий // Вестник МГУП, 2015, № 5. С. 103–104.
35. *Кукарцев В. В., Бадарчы С. А.* Сравнение систем контроля версий: Git, Mercurial, CVS и SVN // Синергия наук, 2018, № 19. С. 538–548.
36. *Щелькалин М. Ю.* Использование информационных технологий для поддержки разработки бортового программного обеспечения // Труды МАИ, 2016, вып. № 88. 27 с. <https://readera.ru/14327609> (Дата обращения 04.08.2020).
37. <https://www.Gartner.com/smarterwithgartner/5-trends-emerge-in-gartner-hype-cycle-for-emergingtechnologies-2018/> (Дата обращения 12.08.2020).
38. *Grieves M.* Origins of the Digital Twin Concept. Florida: Institute of Technology, 2016. https://www.researchgate.net/publication/307509727_Origins_of_the_Digital_Twin_Concept (Дата обращения 04.08.2020).
39. *Grieves M.* Digital Twin: Manufacturing Excellence through Virtual Factory Replication. LLC, 2015. https://www.researchgate.net/publication/275211047_Digital_Twin_Manufacturing_Excellence_through_Virtual_Factory_Replication (Дата обращения 04.08.2020).

Управление многоспутниковыми орбитальными группировками

А. Ю. Потюпкин, д. т. н., проф., *potyupkin_in@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

И. Н. Пантелеймонов, *panteleymonov_in@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Ю. А. Тимофеев, к. т. н., с. н. с., *timofeev_in@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. А. Волков, к. т. н., с. н. с., *volkov_in@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается задача управления многоспутниковыми орбитальными группировками в условиях ограниченности ресурсов управления. Предлагается иерархическая структура задач управления, на верхних уровнях которой вводятся задачи управления системным и целевым эффектами. Общая задача управления системным эффектом включает в себя следующие частные задачи: управление целевым эффектом, орбитальной структурой, численностью орбитальной группировки, ресурсами системы, сетью передачи данных, вычислительной сетью GRID. Предлагается решать задачи управления сложной многоспутниковой группировкой системой на основе принципов гомеостаза. Рассмотрены факторы, приводящие к деградации системы, и предложены варианты их парирования. Приводится содержание новых задач по видам информационного обеспечения управления. Сделан вывод о необходимости разработки практических методов управления системным эффектом многоагентной системы при ограниченности ресурсов управления.

Ключевые слова: орбитальная группировка, управление, многоагентная система, системный эффект, целевой эффект, гомеостатические методы управления

Control of Multi-Satellite Orbital Constellations

A. Yu. Potyupkin, *Dr. Sci. (Engineering), Prof., potyupkin_in@spacecorp.ru*
Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

I. N. Panteleymonov, *panteleymonov_in@spacecorp.ru*
Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Yu. A. Timofeev, *Cand. Sci. (Engineering), Senior Researcher, timofeev_in@spacecorp.ru*
Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

S. A. Volkov, *Cand. Sci. (Engineering), Senior Researcher, volkov_in@spacecorp.ru*
Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Abstract. The problem of controlling multi-satellite orbital constellations under conditions of limited resources is considered. A hierarchical structure of control problems is proposed, at the upper level of which management problems of systemic and target effects are introduced. The overall task of systemic effect management includes the following specific tasks: controlling target effects, orbital structure, orbital constellation size, system resources, the data transmission network, and the GRID computing network. It is proposed to solve multi-satellite orbital constellation control problems based on the principles of homeostasis. Factors leading to system degradation are considered and ways to counteract them are proposed. The contents of new tasks by type of information management is provided. Finally, a conclusion is drawn about the need to develop practical methods of systemic effect management for multi-agent systems with limited control resources.

Keywords: orbital constellations, control, space system, multi-agent system, systemic effect, target effect, homeostatic control methods

Введение

В последнее время в отечественной и зарубежной космонавтике уделяется значительное внимание актуальным проектам, связанным с созданием многоспутниковых орбитальных группировок (ОГ) — вплоть до нескольких сотен и тысяч космических аппаратов (КА). Помимо широко известной системы космического мониторинга компании Planet, насчитывающей более 120 КА, к развертыванию многотысячных ОГ системы спутниковой связи приступили компании OneWeb и SpaceX. Подобного рода проекты связаны в первую очередь с успехами в развитии технологий создания малоразмерных КА (МКА), которые условно делятся на миниспутники (масса 100–500 кг) и микроспутники (менее 100 кг). Микроспутники, в свою очередь, подразделяются на КА массой 20–100 кг и 1–20 кг (наноспутники); 0,1–1 кг (пикоспутники); менее 0,1 кг (фемтоспутники). В настоящее время технология производства МКА в ряде случаев достигла такого совершенства, что появился термин Leap-спутники, что предполагает массовое производство МКА, обеспечивающее требуемое качество при минимальных массогабаритных параметрах, малых временных и ресурсных затратах.

Такие спутники, с одной стороны, обладают определенными физическими ограничениями, касающимися целевой функции отдельного КА, но, с другой стороны, позволяют создавать многоспутниковые ОГ — вплоть до нескольких сотен и тысяч МКА, реализующих полную целевую функцию всей космической системы (КС). При этом акцент смещается от целевой функции отдельного КА к целевой функции всей системы. Неважно, какой именно КА (или группа КА) будет участвовать в реализации целевой функции КС, главное, чтобы она была реализована с требуемым качеством. Можно утверждать, что в мировой космонавтике явно прослеживается новая тенденция — развитие системного эффекта КС путем перехода от отдельных КА к многоспутниковым ОГ.

Эта тенденция является проявлением так называемого шестого технологического уклада, «ядро которого составят нано-, био-, инфо- и когнитивные технологии, обеспечивающие до 70% прироста в различных отраслях экономики. Базовыми

отраслями для его внедрения прогнозируются телекоммуникации, образование, химико-металлургический комплекс, ракетно-космический комплекс, а также растениеводство и здравоохранение» [1].

Смена технологических укладов вызвала к жизни IV промышленную революцию «Индустрия 4.0», основанную на массовом внедрении информационных технологий в промышленность и на распространении искусственного интеллекта. Достижение эффекта от воплощения концепции «Индустрия 4.0» возможно только при наличии хорошо налаженных процессов получения и анализа данных, а также обмена ими. В рамках указанной концепции появилась новая технологическая инфраструктура — «Интернет вещей» (англ. Internet of Things, IoT) — концепция вычислительной сети физических предметов («вещей»), оснащенных встроенными технологиями для взаимодействия друг с другом или с внешней средой, рассматривающая организацию таких сетей как явление, способное перестроить экономические и общественные процессы, исключаящее из части действий и операций необходимость участия человека. Прогнозы только российского рынка «Интернета вещей» многообещающие: к 2021 году общее число IoT-устройств вырастет до 79,5 млн, а к 2026 году — до 164,7 млн. Общий потенциал российского рынка оценивается на уровне 0,5 млрд устройств.

Реализация IoT на практике предполагает наличие развитой телекоммуникационной системы, обеспечивающей взаимодействие устройств (машин) при помощи технологий связи как функции M2M/IoT (M2M от англ. machine-to-machine или mobile-to-machine). Составной частью такой системы должны стать космические глобальные информационные и телекоммуникационные системы. В связи с этим все большее внимание уделяется разработке проектов новых многоспутниковых систем, реализуемых на основе нано- и микроспутников с целевой функцией M2M/IoT [2,3]. В частности, на сегодняшний день известно более 10 проектов LEO/MEO телекоммуникационных систем, в том числе OneWeb (сеть L5) и SpaceX (сеть Stream) и проекты стран БРИКС «Звезда Счастья» (Китай) и Astome (Индия) [3].

В Российской Федерации в настоящее время анонсировано создание многоспутниковой много-

функциональной космической инфраструктуры под рабочим названием «Сфера», включающей ряд космических систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), навигации и связи и содержащей более 640 спутников, большая часть из которых будет относиться к классу МКА. Реализация такого амбициозного для нашей страны проекта, по-видимому, сродни качественному прорыву, подобному разработке орбитальных станций или первых многоспутниковых систем типа ГЛОНАСС. В связи с этим в настоящее время проводится анализ проблемных вопросов создания многоспутниковых группировок и предлагаются пути их решения [4].

Создание космических систем основывается на технологиях системного проектирования. Практическая их реализация определяется спецификой создаваемой системы, всесторонним учетом всех обстоятельств, что предполагает системный подход к созданию КС на базе МКА. Несмотря на тривиальность (кажущуюся) данного утверждения, следует учитывать, что опыт создания, целевого применения и эксплуатации многоспутниковых КС в нашей стране ограничен только космической навигационной системой (КНС) ГЛОНАСС, т. е. системой до 30 КА, одновременно находящихся на орбите, и реализующей только одну целевую функцию — обеспечения потребителей навигационной информацией. Однако даже частный анализ опыта КНС ГЛОНАСС позволяет предложить некоторые рекомендации, пригодные для систем большей размерности и функциональности.

Основной особенностью таких систем, по-видимому, будет многочисленность ОГ, налагающая требования на все остальные элементы КС. Такие системы будут относиться к так называемым избыточным системам, обладающим избыточным для класса решаемых задач ресурсом [5]. Известно, что изменение свойств одного из элементов КС с необходимостью вызовет и изменения остальных элементов. Учитывая то, что в соответствии с [6] КС — это совокупность одного или нескольких космических и специальных комплексов, предназначенная для решения различных задач в космосе и из космоса, включающих помимо ОГ и наземный специальный комплекс (НСК), ракетно-космический комплекс (РКК), наземный комплекс управления (НКУ), реализация системного эффекта эмер-

джентности, а проще говоря, успешная реализация проекта создания КС определенного назначения, возможна только при согласованном проектировании как отдельных элементов структуры КС, так и решении задач их взаимодействия. При этом сам процесс проектирования предполагает решение в первую очередь общесистемных задач.

К числу таких актуальных задач относится задача управления многоспутниковыми группировками. Как отмечалось в [11], «изменение подходов к управлению обусловлено изменением объекта управления — от одиночных КА наблюдается переход к дистанционно управляемым многоагентным системам с численностью от десятков до нескольких сотен и тысяч КА. В связи с этим возникает сложная задача разработки технологий управления интегрированными многоспутниковыми ОГ различного назначения и межспутникового взаимодействия в условиях ресурсных ограничений, в том числе ограничений по глобальности и непрерывности управления для существующего отечественного НАКУ КА».

Предложения по перспективной технологии управления многоспутниковой группировкой

Всякая управленческая задача предусматривает задание модели объекта управления, множества управляющих воздействий, ограничений на управление, условий решения задачи, показателей и критериев, подтверждающих достижение цели управления. Основопологающим в рассматриваемом случае является определение модели объекта управления как интегрированной многофункциональной многоагентной дистанционно управляемой роботизированной системы, функционирующей в космическом пространстве и решающей задачи в интересах различных потребителей.

Рассмотрим общие подходы к созданию модели такой системы. При этом ввиду сложности системы моделирование будем проводить не в пространстве параметров системы, а в пространстве задач как по целевому предназначению, так и задач, обеспечивающих функционирование системы.

Будем исходить из того, что всякая многоспутниковая система создается для реализации некоторого системного эффекта, характеризующегося общесистемными показателями. Помимо общих показателей, таких как глобальность, непрерывность, оперативность и массовость, выделяют и показатели целевого предназначения. Например, для КНС — доступность и целостность системы, точность определения координат, для систем ДЗЗ — периодичность наблюдения, информативность, обзорность, вероятность получения информации с требуемым качеством, для спутниковых систем связи — множество предоставляемых сервисов, вероятность вхождения в связь за заданное время, задержка при передаче речи и т. д. Достижение заданных показателей предполагает переход от традиционных задач управления отдельным КА в полете к другому классу задач управления — управлению системой КА.

Анализ системы КА как объекта управления показывает, что системный эффект достигается за счет реализации ряда целевых эффектов (ЦЭ) многоспутниковой космической системы. Например, для КНС необходимым условием решения навигационной задачи является обеспечение требуемого геометрического фактора, для систем связи — наличие в зоне видимости абонента хотя бы одного КА связи, для систем ДЗЗ — требуется реализация ЦЭ непрерывности, многопозиционности, стереосъемки, комплексности наблюдения. В общем случае для сложной многоспутниковой многофункциональной КС основе КА возможно множество реализуемых ЦЭ, в силу чего возникает задача выбора ЦЭ и определение условий для его реализации — необходимой орбитальной структуры, обеспечения технической готовности КА и наличия требуемых ресурсов, возможности обмена информацией между КА и наземной инфраструктурой, включающей НСК и НКУ, а в случае реализации распределенной бортовой обработки информации — и управление вычислительной сетью на основе КА.

Представляется, что в целом структура комплекса задач управления будет выглядеть следующим образом (см. рис. 1). Приведем необходимые пояснения.

Общая задача будет рассматриваться как задача управления системным эффектом, включающая

Управление системным эффектом

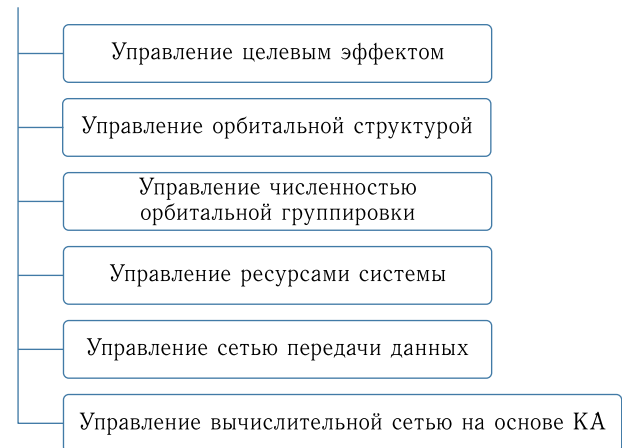


Рис. 1. Иерархия задач управления

в себя частные задачи: управление множеством ЦЭ, орбитальной структурой, численностью орбитальной группировки, ресурсами системы, сетью передачи данных (СПД), управление вычислительной сетью на основе КА [11].

Рассмотрим более подробно частные задачи управления. Управление целевыми эффектами предполагает задание множества ЦЭ, выбор ЦЭ для решения системных задач, определение исходных данных для реализации ЦЭ — требуемой баллистической структуры, требований по ресурсным возможностям КА, реализующих выбранный ЦЭ, наличие СПД и возможностей по обработке информации бортовой вычислительной сетью.

Управление орбитальной структурой предполагает синтез баллистической структуры всей КС, определение орбитальной структуры для реализации выбранных ЦЭ, решение задачи назначения КА для реализации ЦЭ, поддержание параметров баллистической структуры.

Управление численностью ОГ предполагает выведение на орбиту заданного числа КА и дальнейшее восполнение ОГ в случае необходимости, что в целом предусматривает управление возможностями РКК, включающего средства выведения различных классов, в том числе и конверсионных, для обеспечения гарантированного доступа в космическое пространство.

Управление ресурсами системы включает оценку технического состояния отдельных КА, учет

энергоресурса и запаса рабочего тела, выбор КА, способных реализовать ЦЭ с учетом баллистического построения и наличия необходимого ресурса. Ввиду особенностей отечественного НАКУ — его расположения только на территории РФ, ограниченной пропускной способности, отсутствия достаточного числа каналов ретрансляции для передачи управляющей информации процесс управления многоспутниковой КС для обеспечения требований по глобальности и непрерывности управления должен предполагать реализацию методов сетевого управления, обязательное наличие каналов межспутниковой связи, т. е. формирование СПД на основе КА [11]. В силу этого появляется новая задача управления — управление СПД, которая предполагает в соответствии с рекомендациями сектора телекоммуникаций Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) общие и прикладные задачи системы управления. Общие состоят в сборе, обработке, хранении и выдаче информации управления. Прикладные задачи определены по следующим функциональным направлениям: управление конфигурацией сети; управление устранением отказов; управление качеством; управление расчетами; управление защитой информации. При этом специфика ОГ накладывает ряд дополнительных особенностей, в частности при управлении конфигурацией сети представляет интерес динамическая маршрутизация, крайне важен учет эффекта Доплера.

Следует отметить, что задача создания СПД на основе КА не нова. Известны различные подходы с использованием спутников-ретрансляторов, находящихся на различных орбитах — от геостационарной до LEO/МЕО. Однако избыточность многоспутниковой группировки и опыт управления МКА ТНС-0 в АО «Российские космические системы» с использованием модемов низкоорбитальной сети космической связи Globalstar [7] позволяет предложить относительно новый подход путем формирования динамической сети базовых станций на основе выделенных КА по типу наземных сетей сотовой связи (рис. 2). В этом случае в составе ОГ выделяются КА, выполняющие роль базовых станций космических «сот» и оснащенные специальной аппаратурой для организации связи как с абонентами, так и с соседними базовыми станциями и наземной инфраструктурой. Осталь-

ные КА орбитальной группировки выступают в качестве абонентов сети, оснащенных модемами сети, они регистрируются при нахождении в зоне действия конкретной «соты» и пользуются ее ресурсами как для передачи специальной информации для потребителей, так и для решения задач информационного обмена в процессе управления. Таким образом, предлагается функциональная специализация КА в сети и создание сети «базовых станций-ретрансляторов» на основе выбранных КА внутри многоспутниковой группировки.

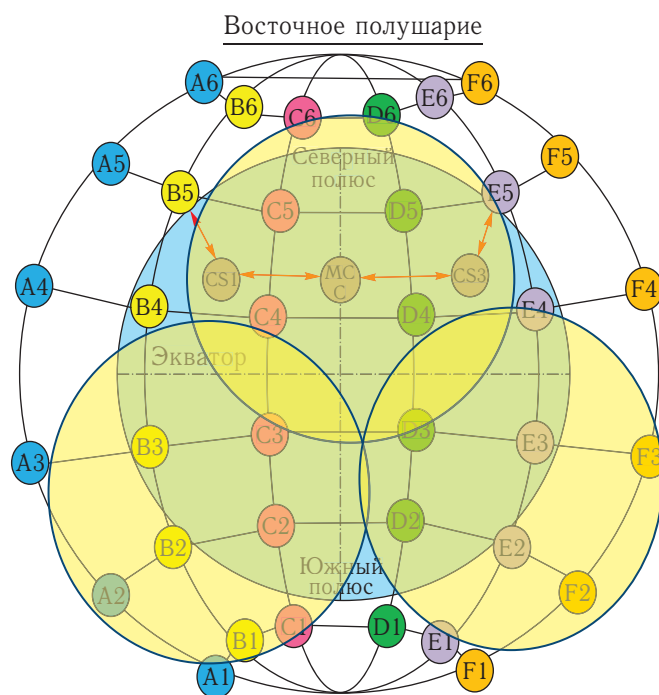


Рис. 2. Орбитальная сотовая сеть передачи данных

Формирование такой сети предусматривает решение задач баллистического проектирования всей системы с целью определения параметров сети (количества сот, их размеров, требуемых скоростей передачи информации), а также для реализации требований по управлению сетью, связанных, в том числе, с ограничениями на энергомассовые возможности отдельных КА: следует учитывать при создании бортовой аппаратуры, что, по оценкам специалистов, для современных технологий справедливо правило: «1 кг–1 л–1 Вт».

Специфика ряда многоспутниковых систем, в частности требование близкого к реальному

масштабу времени (РМВ) обеспечения потребителей информацией ДЗЗ, потребует также наличия системы бортовой обработки информации при ограниченных мощностях БЦВК отдельных КА. «С учетом возможностей БЦВК, а также ограничений на каналы связи предлагается технология GRID-систем как систем с распределением задач обработки по сети компьютеров» [11]. GRID-вычисления (англ. grid — решетка, сеть) — это форма распределенных вычислений, в которой «виртуальный суперкомпьютер» представлен в виде кластеров, соединенных с помощью сети слабосвязанных гетерогенных компьютеров, работающих вместе для выполнения множества заданий (операций).

С точки зрения сетевой организации GRID-система представляет собой согласованную, открытую и стандартизованную среду, которая обеспечивает гибкое, безопасное, скоординированное разделение вычислительных ресурсов и ресурсов хранения информации, которые являются частью этой среды в рамках одной виртуальной организации. Вследствие этого возникают «задачи управления вычислительной сетью GRID, предполагающие контроль состояния сети, распределение вычислительных задач, хранение данных, обработку данных и анализ результатов, передачу результатов потребителю» [11]. Следует отметить, что в настоящее время ведущие зарубежные компании проявляют интерес к созданию вычислительных сетей на основе КА. В частности, Lockheed Martin уже зарегистрировал две торговые марки для спутниковых облачных систем — HiveStar и SpaceCloud — и планирует применить этот подход к целому ряду космических миссий для проведения анализа информации в космосе [8].

Представленная модель в пространстве целевых задач является достаточно общей, но позволяет определить основные особенности управления системным эффектом всей КС. Отметим здесь же, что в настоящее время открытым остается вопрос о системном эффекте многофункциональной космической инфраструктуры под рабочим названием «Сфера». Не вполне ясно, какие новые сервисы могут появиться при интеграции отдельных КС в единое целое, каким будет порядок их формирования, возможные характеристики и т. д. Эти вопросы

предполагают проведение дополнительных исследований с участием заинтересованных потребителей. В частности, уже сегодня для КС ДЗЗ намечаются предпосылки перехода от существующей концепции отображения информации к концепции решений на основе информации, полученной путем создания тематических сервисов поддержки и принятия решений в заданной предметной области. Если сегодня потребителю предоставляется ответ на вопрос «что происходит на данный момент времени?» в интересующей его области геопространства, то в перспективе он получит ответ на вопрос «что делать в создавшейся ситуации?». При этом, по-видимому, целесообразно использовать хорошо зарекомендовавшие себя для системы ГЛОНАСС понятия доступности и целостности системы, позволяющие определить количественные показатели возможностей предоставления необходимых сервисов.

Следующей составной частью общей модели системы является модель в пространстве задач, обеспечивающих функционирование системы. Представляется, что модель функционирования системы КА по аналогии с «большими» КА типа «Ресурс-П» может быть представлена в виде совокупности так называемых режимов функционирования — управляющих программ функционирования, состоящих из ряда алгоритмов, операций и процессов, протекающих на борту как отдельных КА, так и орбитальных структур и системы в целом. К числу таких режимов относятся режим первоначального развертывания и формирования исходной структуры системы КА; дежурный режим; режим формирования рабочих структур для реализации целевых эффектов системы КА; автономный режим — индивидуальный для каждого КА; другие режимы.

Основой функционирования системы является формирование орбитальных структур для реализации выбранных ЦЭ. Такая структура может быть представлена в виде кластера КА как локализованной в пространстве и времени совокупности КА различного целевого назначения, совместно выполняющих общую задачу, воспринимаемых потребителем как единое целое и управляемых как единый космический объект. При этом КА — центр базовой «соты» может выступать также в качестве КА — «лидера» кластера, формируемого в рам-

ках орбитальной структуры для реализации выбранных ЦЭ, а остальные КА — в роли «ведомых». Подробно ЦЭ, реализуемые для кластеров ДЗЗ, вопросы управления кластерными структурами, а также примеры режимов функционирования кластера КА рассмотрены в работе [9].

В целом главной особенностью новых технологий управления в условиях ограниченности его ресурсов является переход от управления отдельными КА к управлению системным эффектом всей КС. Существующая технология управления основана на обслуживании каждого КА в отдельности с «жестким» контролем его работоспособности, занимаемой орбитальной позиции, требованием по возможности немедленного парирования возникающих отклонений. Даже при немногочисленной ОГ (в настоящее время в РФ более 150 КА на орбите) такой подход приводит к высокой загруженности НАКУ, выполняющего до 2 тыс. сеансов управления в сутки. Нарастание ОГ до нескольких сотен КА при традиционной технологии может привести к коллапсу системы управления.

При разработке предложений по новым технологиям управления будем исходить из следующих обстоятельств:

1) без глобального управления нет реализации системного эффекта многоспутниковой ОГ с заданным качеством. Так, для систем ДЗЗ могут быть предъявлены требования по оперативности получения информации в квазиреальном времени, что требует выработки оперативной закладки команд управления и рабочих программ на борт КА или группы КА;

2) ограниченные возможности НАКУ при «старой» технологии управления приведут к значительному повышению стоимости системы даже в условиях интеграции отдельных НКУ. Кроме того, пространственные ограничения НАКУ по размещению не позволят выполнить требования по глобальности и непрерывности управления;

3) целесообразен переход на сетевые методы управления;

4) однако ввиду ограниченных возможностей бортовой АСУ КА простая реализация сетевых методов не даст должного эффекта без увеличения степеней свободы КА, «жесткий» контроль его вектора состояния остается ресурсозатратным.

В связи с этим управление многочисленной группировкой потребует новых подходов, основанных на теории многоагентных систем. Учитывая сложность орбитальной группировки, ограниченность ресурсов системы управления, представляется целесообразным использование методов управления, основанных на понятии гомеостаза системы, позволяющего сохранить баланс между различными противоречивыми процессами деградации и упорядоченности, происходящими в системе, и обеспечить ее жизнедеятельность [11].

Понятие гомеостаза не очень широко распространено в инженерной практике. Обычно используют понятие адаптации как свойства системы, характеризующего ее способность проявлять целенаправленное приспособляющееся поведение в сложных средах (условиях). Кроме того, в понятие адаптации сложной технической системы входит и сам процесс такого приспособления. Как правило, адаптация происходит по отношению к одному или нескольким факторам воздействия. При этом зачастую опускается ресурсный фактор самой системы: сможет ли она реализовать процесс адаптации? Гомеостаз же предусматривает системную (или множественную) адаптацию ко всему спектру факторов воздействия с целью установления динамического равновесия и сохранения целостности системы с учетом ресурсных факторов.

Динамическое равновесие учитывает противоречие целей подсистем и позволяет достичь гармонизации их интересов с помощью так называемого гомеостата, для создания которого выделяют взаимодействующие в системе антагонисты. С одной стороны — это процессы нарастания упорядоченности системы, или так называемой негэнтропии. С другой стороны — процессы разрушения системы, или нарастания энтропии [12]. Гомеостаз системы и сохранение ее целостности предполагает определенный баланс между этими процессами. При этом известно, что любая изолированная система стремится к нарастанию энтропии, а увеличение негэнтропии возможно только путем обмена веществом, энергией и информацией с внешней средой. Следовательно, необходимо иметь арсенал средств воздействия на систему извне, то есть процессов управления. Следует учитывать, что в многоспутниковой системе интенсивность процессов

деградации значительно возрастет, изменится и их природа, следовательно, нужны новые методы компенсации.

Как отмечено в работах [4,11] и [12], «к числу процессов деградации, разрушения системы отнесем влияние факторов космического пространства, приводящее к нарушению баллистической структуры системы; физическое и моральное старение элементов системы, приводящее к отказам и сбоям в работе системы; влияние ресурсных ограничений, организационных факторов, а также их различных комбинаций». Важно отметить, что в многоагентной системе влияние указанных факторов будет связано не только с отдельными КА, но и с группами совместно взаимодействующих КА, что приведет к резкому нарастанию энтропии системы.

К числу процессов нарастания упорядоченности системы традиционно отнесем процессы реализации целевого предназначения КС, связанные с удовлетворением потребностей потребителей в связи, мониторинге, навигации и новых сервисах; процессы поддержания работоспособности всей КС и ее составных частей, а также реализацию технологического цикла управления (ТЦУ) системой с решением задач командно-программного (КПО), информационно-телеметрического (ИТО), навигационно-баллистического (НБО) и частотно-временного обеспечения (ЧВО), которые получают новое содержание, обусловленное изменением объекта управления.

Требование гомеостаза системы предполагает наличие своеобразных «уступок» антагонистам: с одной стороны, допускается определенное снижение показателей упорядоченности, например отказ от жесткой баллистической структуры, понижение требований к точности занятия орбитальной позиции КА, допускается стохастический вывод КА на орбиту, отказ от резервирования части подсистем, осуществляется перенос функций управления на борт КА, увеличивается периодичность проведения сеансов связи, предполагается использование элементной базы с менее строгими требованиями по надежности — коммерческой электроники, допускается использование «наземных» решений для отработки и проведения испытаний из опыта автомобильной и электронной промышленности и т. д.; с другой стороны, разрабатываются способы ком-

пенсации влияния факторов разрушения, например способы управления системой с нарушенной баллистической структурой, создание избыточности КА на орбите, своевременное восполнение системы в случае отказа элементов, проведение мероприятий по восстановлению работоспособности системы и ее элементов», целенаправленное использование общесистемных ресурсов и т. д.

Таким образом, гомеостатические методы допускают возрастание степеней свободы отдельных КА в системе, отказ от «жесткого» индивидуального контроля и управления их состоянием, но одновременно предполагают создание избыточности ресурсов на орбите для обеспечения решения целевой задачи, в том числе по количеству КА, с реализацией методов управления ресурсами всей системы.

Следует отметить, что приведенные выше соображения частично уже реализуются на практике. Например, известная система космического мониторинга компании Planet, построенная на базе орбитальной группировки малых спутников типа Dove, SkySat и RapidEye, позволяет за счет высокой периодичности наблюдения осуществлять частые проходы над одним и тем же местом на Земле для мониторинга изменений поверхности в РМВ с разрешением от 0,72 до 6,5 м. Системным эффектом в данном случае служит глобальное наблюдение земной поверхности в квазиреальном масштабе времени с возможностью ежесуточного отслеживания динамики изменений. Целевые эффекты — непрерывность, оперативность и многопозиционность наблюдения.

При этом система построена как избыточная; так, в настоящее время на орбите насчитывается более 120 КА Dove, 15 SkySat и 5 RapidEye [10]. Всего же с 2013 года запускалось более 300 КА, из-за аварий ракет-носителей выведено на орбиту более 270 КА, из которых 40% уже сошло с орбиты. Конструктивно аппарат Dove представляет собой тройной CubeSat массой 5 кг со сроком активного существования 3 года, в котором реализуется идея планшетного построения. При этом резервирования не предполагается — есть избыточность по построению, испытания КА проводятся в космосе и широко используются «наземные» решения для отработки из опыта автомобильной и электрон-

ной промышленности. Что же касается элементной базы, то по критерию цена/качество выбор сделан в пользу коммерческой электроники.

Анализ функционирования указанной системы показывает, что в ней допускается снижение показателей упорядоченности и при этом обеспечиваются глобальность и непрерывность управления за счет глобальной наземной инфраструктуры, которая представляет собой 12 площадок со станциями на разных континентах. Средства управления расположены, например, в США, Великобритании, Новой Зеландии, Германии, Австралии. Управление осуществляется в УКВ- и S-диапазонах, прием изображения — в X-диапазоне в объеме до 6 Тбайт ежедневно. Кроме того, данные аппараты достаточно просты, не являются перенацеливаемыми, что и определяет простоту технологического цикла управления.

В общем же случае в структуре ТЦУ, помимо традиционных задач, ориентированных на управление отдельным КА, появятся задачи системного уровня, направленные на поддержание гомеостаза и ориентированные на управление системным эффектом всей КС [2].

Например, для КПО появятся следующие задачи: выдача исходных данных для формирования рабочей структуры; управление конфигурацией системы; маршрутизация передачи служебной и специальной информации; формирование и поддержание альманаха системы по аналогии с системой ГЛОНАСС. В рамках ИТО возникнут задачи контроля состояния каналов связи и БЦВК отдельных КА; групповой оценки состояния системы в целом; оценки ресурсов как отдельных КА, так и орбитальных структур и системы в целом; оценки качества выполнения целевой задачи. Для НБО важным будет формирование орбитальных структур для реализации ЦЭ, расчет и поддержание их параметров, в частности баз в пространстве между КА при групповом выполнении целевых задач, прогнозирование баллистического существования целевых групп — выбранных орбитальных структур. Согласованное функционирование многоспутниковой ОГ потребует формирования, синхронизации и поддержания групповой шкалы времени системы в рамках ЧВО по аналогии с системой ГЛОНАСС [11].

Заключение

Рассмотренные выше предложения по перспективной технологии управления многоспутниковой мультисервисной орбитальной группировкой соответствуют Перечню прорывных технологий (ТОП-10) ГК «Роскосмос», п. 1.3 «Группировки малоразмерных КА с возможностями больших спутников (включая технологии управления роом спутников). Многоспутниковая многофункциональная система». Практическая их реализация требует проведения дополнительных исследований при условии, что: 1) будет определено множество и содержание **общесистемных** сервисов, позволяющих определить общесистемные и целевые эффекты; 2) проведено **согласованное** баллистическое проектирование орбитальных группировок, входящих в единую систему; 3) определены ТЦУ для отдельных КА, входящих в специализированные ОГ; 4) определены информационные потоки управляющей и специальной информации; 5) обосновано число необходимых базовых станций в составе ОГ для реализации сетевых методов управления; 6) разработана общая модель поведенческой активности КА как агентов многоагентной системы.

В целом «реализация отечественных проектов создания многоспутниковых мультисервисных орбитальных группировок, в частности анонсированного проекта космической инфраструктуры «Сфера», возможна при условии успешного решения задачи управления нового класса — управления системным эффектом многоагентной системы при ограниченности ресурсов управления. Такое решение может быть получено на основе развития гомеостатического подхода, предполагающего, с одной стороны, увеличение степеней свободы отдельных КА, отказ от «жесткого» контроля, но, с другой стороны, реализующего возможность управления ресурсами всей системы путем создания избыточности по числу КА» [11].

Список литературы

1. Романов А. А., Тюлин А. Е. Шестой технологический уклад в космическом приборостроении // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 4. С. 64–82.

2. Урличич Ю. М. Высокоинформативные системы связи и вещания HTS и LEO/МЕО-HTS: бумажные проекты или прорывное направление космической индустрии // Технологии и средства связи, 2016, № 6-2. С. 44–48.
3. Эйдус А. Г. Анализ действующих негеостационарных спутниковых систем на рынке M2M/IoT и оценка коммерческой перспективности планируемых многоспутниковых систем // Технологии и средства связи, 2017, № 6-2. С. 20–27.
4. Бетанов В. В., Волков С. А., Данилин Н. С. и др. Проблемные вопросы создания многоспутниковых орбитальных группировок на базе малоразмерных космических аппаратов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2019, т. 6, вып. 3. С. 57–65.
5. Потюпкин А. Ю., Чечкин А. В. Искусственный интеллект на базе информационно-системной избыточности. М.: КУРС, 2019. 380 с.
6. ГОСТ 53802-2010. Системы и комплексы космические. Термины и определения (Space systems and stations. Terms and definitions: национальный стандарт Российской Федерации). Утвержден и введен в действие Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 29 июня 2010 г. № 127-ст, дата введения 2011-07-01. Разработан Федеральным государственным унитарным предприятием «Центральный научно-исследовательский институт машиностроения» (ФГУП ЦНИИмаш). Москва: Стандартинформ, 2011. 28 с.
7. Селиванов А. С. Разработка и летные испытания первого российского технологического наноспутника ТНС-0 № 1 // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, т. 2, вып. 2. С. 74–90.
8. Lockheed Martin studies how to use a cloud of satellites for space missions. <https://www.geekwire.com/2019/lockheed-martin-space-cloud-hivestarsatellites> (Дата обращения 15 июля 2020 г.)
9. Потюпкин А. Ю., Данилин Н. С., Селиванов А. С. Кластеры малоразмерных космических аппаратов как новый тип космических объектов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 4. С. 45–56.
10. <https://www.planet.com> (Дата обращения 15 июля 2020 г.)
11. Волков С. А., Пантелеймонов И. Н., Потюпкин А. Ю. и др. Управление многоспутниковыми орбитальными группировками на базе малоразмерных космических аппаратов // Материалы 54-х Научных чтений памяти К. Э. Циолковского. 2019, АКФ «Политоп», Калуга, С. 73–77.
12. Галькевич А. И., Потюпкин А. Ю. О постановке задачи научного обоснования методического аппарата формирования облика перспективной глобальной космической информационной системы // Космонавтика и ракетостроение, 2011, вып. 4 (65). С. 159–164.

Обоснование статистических параметров радиосигналов для идентификации объекта

С. В. Стрельников, *д. т. н.*, orionsvs@mail.ru

АО «НПО «Орион»», г. Москва, Российская Федерация

А. Г. Шаблинский, *к. в. н.*, orionsvs@mail.ru

Центральный морской полигон МО РФ, г. Северодвинск, Российская Федерация

Р. В. Яковец, orionsvs@mail.ru

Центральный морской полигон МО РФ, г. Северодвинск, Российская Федерация

С. Н. Бирюлин, orionsvs@mail.ru

Центральный морской полигон МО РФ, г. Северодвинск, Российская Федерация

Аннотация. В статье проведена оценка возможности идентификации морских объектов путем численной обработки значений сигналов радиоизлучающих средств, установленных на судах для обеспечения безопасности судоходства. Рассмотрена возможность идентификации при условии, что при обработке выборок регистрируемых сигналов системы автоматической идентификации судов могут быть обнаружены числовые параметры сигналов, характерные для радиоизлучающего средства. Такие параметры названы в статье характеристическими параметрами.

Предложены характеристические параметры выборок для случая, когда временной ряд сигналов содержит случайную составляющую во времени регистрации сигнала аппаратурой наблюдения. В качестве характеристических параметров предложено использовать 28 числовых параметров, рассчитываемых методами математической статистики. Представлена апробация возможности их использования, проведенная на выборках сигналов, полученных при натуральных наблюдениях. Показано, что предложенный набор параметров имеет свойства и признаки, позволяющие различать неоднородные выборки регистрируемых сигналов и обнаруживать таким образом появление новых морских объектов, а также использовать предложенный набор для формирования автоматизированного алгоритма оценки близости векторов характеристических параметров, вычисленных по различным выборкам регистрируемых сигналов.

Ключевые слова: статистические характеристики случайных величин, неоднородные выборки, идентификация морского объекта, кумулятивный анализ, нормированный кумулянт, коэффициент корреляции Пирсона

Substantiation of Statistical Parameters of Radio Signals for Object Identification

S. V. Strelnikov, *Dr. Sci. (Engineering)*, orionsvs@mail.ru

Joint-Stock Company "Scientific and Production Association "Orion", Moscow, Russian Federation

A. G. Shablinskij, *Cand. Sci. (Engineering)*, orionsvs@mail.ru

State Central Navy Testing Range, Ministry of Defense, Severodvinsk, Russian Federation

R. V. Jakovets, orionsvs@mail.ru

State Central Navy Testing Range, Ministry of Defense, Severodvinsk, Russian Federation

S. N. Birjulin, orionsvs@mail.ru

State Central Navy Testing Range, Ministry of Defense, Severodvinsk, Russian Federation

Abstract. The article assesses the possibility of identifying offshore objects by numerical processing of the values of signals from radio-emitting devices installed on ships to ensure the safety of navigation. The possibility of identification is considered, provided that the numerical parameters of the signals characteristic of the radio-emitting device can be detected during the processing of the samples of the registered signals of the automatic vessel identification system. Such parameters are called characteristic parameters in the article.

The characteristic parameters of samples are proposed for the case when the time series of signals contains a random component in the time of signal registration by the observation equipment. It is proposed to use 28 numerical parameters calculated by methods of mathematical statistics as characteristic parameters. The approbation of the possibility of their use is presented, carried out on samples of signals obtained during field observations. It is shown that the proposed set of parameters has properties and features that make it possible to distinguish between heterogeneous samples of recorded signals and detect the new marine objects in this way, as well as to use the proposed set to form an automated algorithm for assessing the proximity of vectors of characteristic parameters calculated from different samples of recorded signals.

Keywords: characteristic parameters, heterogeneous samples, identification of a marine object, Minkowski metric, cumulative analysis, normalized cumulant, Pearson's equation

Введение

В статье проведена оценка возможности решения задачи идентификации морских объектов по излучаемым радиосигналам системы автоматической идентификации судов, регистрируемых космическими средствами наблюдения. Оценка основана на результатах обработки натуральных экспериментов. Представлены некоторые итоги поисковых исследований возможности применения методов математической статистики для нахождения параметров радиосигналов, пригодных для идентификации объектов.

В настоящее время для изучения свойств и идентификации сложных динамических систем при экспериментальных исследованиях широко используются подходы, связанные с анализом сигналов, производимых системой [1–3]. Такие подходы особенно актуальны в тех случаях, когда отсутствует модель поведения системы, но в распоряжении имеются значения некоторых характерных для системы наблюдаемых сигналов. Анализ и идентификация системы по экспериментальным результатам в ряде таких случаев могут быть проведены посредством численной обработки сигналов, регистрируемых при наблюдении.

Пусть бортовая аппаратура космического аппарата (КА) регистрирует сигналы радиоизлучающих средств, установленных на морских объектах. При этом наблюдаемые сигналы имеют один или несколько характерных параметров, свойственных и уникальных для каждого радиоизлучающего средства и, как следствие, характерных для каждого морского объекта. Предположим, что регистрирующей аппаратурой получено несколько выборок сигналов и численным методом рассчитаны характерные параметры каждой выборки, соответствующие каждому радиоизлучающему средству. Регистрация новой выборки сигналов диктует необходимость решения следующей актуальной задачи: *относится ли вновь полученная выборка к радиоизлучающему средству, сигналы которого уже были зарегистрированы и обработаны, либо новая выборка относится к новому радиоизлучающему средству, к новому объекту*. Для решения задачи необходимо обосновать численные параметры наблюдаемых сигналов, использование которых

позволит выявить свойственные средству параметры и таким образом идентифицировать морской объект.

При эксплуатации космических систем наблюдения такая задача возникает, например, в случае обработки сигналов автоматической системы идентификации судов, предназначенной для обеспечения безопасности судоходства, при слабом уровне сигналов, препятствующем декодированию, искажении, коллизии принятых сигналов при одновременном приеме на борту КА нескольких близких по структуре и мощности сигналов, излучаемых разными судами. Изучение неблагоприятных ситуаций, препятствующих корректному декодированию сигналов, принятых бортовой аппаратурой КА, показало возможность выявления в ряде случаев методами математической статистики параметров принятых сигналов, характерных для определенного морского судна или ограниченной группы судов.

Согласно процедуре обмена информацией для автоматической системы идентификации судов определены интервалы между сообщениями, передаваемыми судовой аппаратурой. Так, при скорости судна более 14 узлов и смене курса номинальный интервал передачи сообщений составляет 2 с [4]. На практике интервалы излучения различных судов отличаются в связи с различием параметров судовой радиоизлучающей аппаратуры, в частности используемых стандартов частоты. Именно отличие интервалов между сообщениями используется для решения изложенной в статье актуальной задачи. При этом рассмотрен подход, основанный на статистической обработке наблюдаемых сигналов с использованием методов, применяемых при анализе временных рядов. В статье под временным рядом понимается последовательность упорядоченных во времени значений сигнала, регистрируемого бортовой аппаратурой КА и характеризующего радиоизлучающее средство морского объекта, подлежащего идентификации.

Исследование временных рядов базируется на идее использования векторов времен регистрации наблюдаемого сигнала или интервалов времени между последовательными поступлениями сигнала: $z_i = [x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ji}, \dots, x_{ni}]$, где z_i — вектор с порядковым номером, x_{ji} — значение времени или интервала, ni — размерность вектора z_i .

Вектор z_i будем называть выборкой наблюдаемых сигналов. Элементы вектора имеют случайную составляющую, при этом закон распределения ее неизвестен. Подход, применяемый в статье к анализу временных рядов, обоснован в научных работах [5, 6].

Физические процессы, изучаемые на основе такого подхода в большинстве опубликованных работ, затрагивают преимущественно процессы в экономических и социальных системах. Отсутствуют публикации, связанные с исследованием особенностей временных рядов сигналов радиоизлучающих средств. Однако из опубликованных научных работ видно, что анализ динамической системы по временным рядам имеет близкий перечень проблемных вопросов для любых систем, в том числе технических.

Так, первоочередной задачей идентификации динамической системы по анализу наблюдаемых сигналов и порождаемых ими временных рядов является поиск ответа на вопрос о размерности вложения — минимальном количестве параметров, однозначно описывающих наблюдаемый процесс и характеризующих систему, и наборе таких параметров.

Возможный вариант решения именно этой приоритетной задачи — обоснования набора параметров, необходимых для идентификации морского объекта, предложен в статье.

Постановка задачи

Одним из основных процессов при идентификации объектов является проверка однородности независимых результатов наблюдений, содержащихся в различных выборках. Понятие «однородность, т.е. отсутствие различия, может быть сформулировано в терминах математической статистики различными способами. Наивысшая степень однородности достигается, если обе выборки взяты из одной и той же *генеральной совокупности*, т.е. справедлива нулевая гипотеза: $H_0: F(x) = G(x)$ при всех x . Отсутствие однородности означает, что верна альтернативная гипотеза, согласно которой $H_1: F(x) \neq G(x)$, хотя бы при одном значении аргумента» [7, 8]. Следуя работе [9], изложим задачу проверки однородности двух выборок следую-

щим образом. Допустим, по результатам наблюдения за двумя объектами получена выборка z_1 значений некоторой числовой случайной величины x_{j1} с неизвестной функцией распределения $F(x)$, а результатом наблюдения за другим объектом — выборка z_2 другой случайной величины x_{j2} с известной функцией распределения $G(x)$. При этом, во-первых, обе выборки являются результатом измерений одной физической величины, во-вторых, они являются независимыми и равнозначными.

Если подтверждена и принята гипотеза H_0 , то выборки можно объединить в одну, а объекты считать идентичными.

Задача идентификации объекта по выборкам свойственных им сигналов может быть сведена к задаче идентификации закона распределения наблюдаемых случайных величин. Применяемый в настоящей статье подход к оценке принадлежности полученных выборок одному закону распределения предусматривает проверку совпадения ограниченного числа некоторых статистических характеристик случайных величин, рассчитанных по различным выборкам. К числу таких характеристик могут относиться, например, математическое ожидание, дисперсия, другие выборочные начальные и центральные моменты. Эти характеристики в дальнейшем будем называть характеристическими параметрами (ХП).

Такой подход особенно удобен при значительной разнице размеров полученных выборок, а также при отсутствии априорных данных о законах распределения случайных величин. Для проверки однородности выборок нет необходимости выдвигать и оценивать гипотезы о законах распределения случайных величин. Достаточно воспользоваться ограниченным набором рассчитанных характеристических параметров [8–10].

Сформулируем постановку задачи, рассматриваемой в статье, с учетом введенных терминов. Пусть несколько различных морских объектов излучают радиосигналы. Бортовой аппаратурой КА зарегистрировано N выборок наблюдаемого радиосигнала z_i , $i = 1(1)N$, являющихся результатом измерения величины одной и той же физической природы. Каждая выборка содержит сигналы только одного морского объекта. Интервал времени между двумя значениями сигнала является

случайной величиной с неизвестной функцией распределения $F(x)$. Измерения интервала являются независимыми и равноточными. Пусть существует набор характеристических параметров в виде вектора $[p_1, \dots, p_k]^T$ размерности k , определенный на выборке z_i , свойственный сигналам только одного объекта.

Необходимо обосновать размерность вектора $[p_1, \dots, p_k]^T$ и вид ХП p_1, \dots, p_k , свойственных морскому объекту и рассчитываемых методами математической статистики по выборкам наблюдаемых сигналов, использование которых позволяет идентифицировать объект.

Наличие такого вектора параметров позволяет свести задачу идентификации объекта к задаче оценки близости различных векторов ХП, вычисленных при обработке различных выборок, получаемых при наблюдении. Тогда способ идентификации объекта (или группы объектов) предусматривает решение совокупности трех последовательных задач поискового исследования:

1) обоснование вектора ХП, свойственных объекту (или группе объектов), и алгоритма их вычисления;

2) обоснование мер близости различных векторов ХП;

3) формирование автоматизированного алгоритма оценки близости различных выборочных векторов ХП.

Статья содержит предложение по решению только первой задачи. Варианты решения второй и третьей задач планируется рассмотреть в дальнейших публикациях.

Решение задачи

Поиск и обоснование набора ХП проведены путем экспериментальной апробации возможности использования различных статистических параметров, значения которых могут быть получены при обработке результатов натуральных наблюдений.

Искомые параметры должны удовлетворять таким требованиям, как слабая зависимость от размера выборки и умеренная вариабельность.

При апробации целесообразности применения в качестве ХП, отвечающим изложенным выше требованиям, рассмотрены:

- выборочные центральные моменты случайной величины;
- нормированные выборочные центральные моменты;
- кумулянты четного порядка;
- коэффициенты вариации, эксцесса, уравнения Пирсона.

Выборочные центральные моменты случайной величины вычислены по формуле

$$a_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - a_0)^s, \quad s = 2, 3, \dots, \quad (1)$$

где a_0 — оценка математического ожидания.

Использование выборочных центральных, а не начальных моментов в качестве ХП обусловлено тем, что наблюдаемые случайные величины могут быть искажены систематической погрешностью. Использование оценки математического ожидания при вычислении ХП позволяет ее исключить. Таким образом, применение центральных моментов обеспечивает независимость характеристических параметров от систематической погрешности и в итоге — устойчивость результатов вычисления [10].

Для расчета нормированных выборочных центральных моментов случайной величины использована метрика (расстояние) Г. Минковского [11, с. 700, 12], согласно которой они вычислены по формуле

$$b_s = \frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^n (x_i - a_0)^s \right]^{\frac{1}{s}}, \quad s = 2, 3, \dots, \quad (2)$$

где s — показатель Минковского.

Так же, как и выборочные моменты, кумулянты (семиинварианты) являются характеристиками распределения случайной величины. Они соответствуют коэффициентам разложения характеристической функции закона распределения в степенной ряд. Особенности использования кумулянтов в задаче идентификации рассмотрены в ряде научных работ [13–17]. Достоинствами их применения являются:

- четко выраженный самостоятельный статистический смысл и возможность использования вне зависимости от вида закона распределения;

– конечному набору кумулянтов всегда соответствует некоторая вещественная функция, аппроксимирующая вероятностное распределение [14, 17];

– применение кумулянтов высших порядков позволяет учесть отличие закона распределения случайной величины от гауссовского закона.

Набор кумулянтов может служить тождественным представлением закона распределения. Вычисления кумулянтов проведены по формулам [13]:

$$w_4 = a_4 - 3a_2^2, \quad w_5 = a_5 - 10a_2a_3, \\ w_6 = a_6 - 15a_2a_4 - 10a_3^2 + 30a_2^3.$$

Для расчета коэффициентов вариации, эксцесса использованы формулы:

- коэффициент вариации — $c_V = \frac{\sigma}{a_0} 100\%$,
- коэффициент эксцесса — $E = \frac{a_4}{\sigma^4} - 3$,

где σ — среднеквадратическое отклонение.

Коэффициент уравнения Пирсона вычисляется по формуле [18]

$$C_p = \frac{\mu_6}{a_2^3} - \frac{25\mu_4}{a_2^2} + 30.$$

Проведены исследования возможности применения указанных выше численных параметров различных степеней и порядков и их комбинаций при анализе наблюдаемых выборок сигналов, зарегистрированных при натурных наблюдениях. Численные исследования показали, что для исследуемой случайной величины порядок абсолютных величин моментов, вычисленных по формуле (1) и соответствующих различным степеням $s = 2, 3, \dots$, может отличаться на несколько порядков. Существенное отличие абсолютных величин неудобно при анализе. Нормированные выборочные центральные моменты b_s таким недостатком не обладают.

В ходе исследования проведена оценка возможности использования рассмотренных численных параметров для выявления взаимного отличия выборок, соответствующих разным радиоизлучающим средствам. В соответствии с анализом результатов обработки большого количества выборок радиосигналов, зарегистрированных при проведении экспериментальных исследований, предложено для идентификации морского объекта по радиосигналам, имеющим случайную составляющую и наблю-

даемым бортовой аппаратурой КА, применять следующий набор 28 характеристических параметров:

- 1) математическое ожидание;
- 2) дисперсия;
- 3) среднелинейное абсолютное отклонение;
- 4) нормированный выборочный центральный момент 4-го порядка;
- 5) нормированный выборочный центральный момент 6-го порядка;
- ...
- 22) нормированный выборочный центральный момент 40-го порядка;
- 23) нормированный кумулянт 4-го порядка;
- 24) нормированный кумулянт 5-го порядка;
- 25) нормированный кумулянт 6-го порядка;
- 26) коэффициент вариации;
- 27) коэффициент эксцесса;
- 28) коэффициент уравнения Пирсона.

Результаты численного исследования

Проведена регистрация сигналов автоматической идентификации судов, используемых для обеспечения безопасности судоходства, излучаемых пятью различными судами. Регистрируемые сигналы являются сигналами одной физической величины и относятся к передатчикам одного типа. Выборки параметров сигналов записаны в виде временных рядов. Случайными величинами являются интервалы между временами регистрации сигналов аппаратурой наблюдения. Получены 5 выборок случайных величин размерности 94, 113, 70, 175, 58, соответствующих различным судам.

Значения ХП, согласно номерам, указанным в наборе 28 параметров, рассчитанные при обработке результатов наблюдения, представлены в таблице.

Графически значения ХП в зависимости от номера параметра в наборе (в таблице) приведены на рисунке. Номера рядов на рисунке соответствуют номерам выборок в таблице.

Из анализа значений предложенного набора ХП получены следующие выводы.

Таблица. Значения характеристических параметров

Номер параметра	Номер выборки				
	1 (ряд 1)	2 (ряд 2)	3 (ряд 3)	4 (ряд 4)	5 (ряд 5)
1	13,338	13,373	13,313	13,399	13,371
2	25,416	27,621	53,484	21,679	12,046
3	43,535	45,687	46,671	39,956	29,314
4	58,099	60,332	61,281	54,781	42,196
5	62,837	65,088	66,392	61,870	47,852
6	66,051	68,286	69,925	69,369	52,071
7	68,422	70,631	75,523	76,640	55,281
8	70,269	72,454	74,519	82,876	57,772
9	71,763	73,933	76,104	87,950	59,748
10	73,007	75,169	77,398	92,049	61,347
11	74,062	76,228	78,478	95,396	62,663
12	74,974	77,150	79,395	100,499	63,764
13	75,770	77,967	80,187	102,484	64,697
14	76,475	78,697	80,879	104,195	65,497
15	77,103	79,358	81,491	105,784	66,191
16	77,668	79,358	82,036	106,991	66,698
17	78,180	79,959	82,526	109,180	67,333
18	78,647	80,510	82,969	106,991	67,808
19	79,074	81,018	83,371	108,149	68,233
20	79,467	81,488	83,740	109,106	68,808
21	79,831	81,925	84,078	110,940	68,961
22	80,168	82,332	84,390	111,697	69,276
23	50,414	82,712	53,484	46,561	34,707
24	53,012	52,615	56,677	47,396	32,422
25	69,794	73,382	74,940	63,493	41,937
26	12,226	12,539	12,610	10,737	7,616
27	37,798	39,299	40,178	34,749	25,957
28	10,685	10,044	9,815	12,652	10,092

1. Размер минимальной исходной выборки сигналов, по которой целесообразно рассчитывать ХП, должен быть не менее 40 элементов.

2. Абсолютные значения параметров для всех выборок сигналов отличаются друг от друга, за исключением параметра с номером 1 — математического ожидания интервалов времени излучения сигналов.

Близкие значения математического ожидания всех выборок сигналов косвенно подтверждают принадлежность наблюдаемых сигналов радиоизлучающим средствам одного типа. Математическое ожидание означает среднее время интервалов между сигналами, которое при изготовлении аппаратуры одного типа должно отвечать установленному стандарту, единому для средств одного типа. Так как значения математических ожиданий всех выборок отличаются незначительно, следует предположить, что сигналы относятся к однотипным средствам излучения.

3. Выборки 1–4 являются умеренно переменными, так как значения коэффициента вариации как меры относительного разброса случайной величины составляют от 10,7 до 12,6%. Выборка 5 незначительно переменна с коэффициентом вариации 7,6%.

4. Величины параметров предложенного набора с одинаковыми номерами, соответствующие разным выборкам сигналов, как правило, имеют отличия. Даже если по некоторым номерам параметров каких-либо выборок отличия невелики, существуют номера параметров тех же выборок, где отличия существенны.

5. Разность абсолютных значений некоторых характеристических параметров с равными номерами, но относящихся к двум разным выборкам, является небольшой величиной для части параметров двух сравниваемых выборок. Из таблицы и рисунка видно, что доля параметров, соответствующих любому двум выборкам, но имеющих близкую разность значений, составляет около 60% всех параметров. Так, например, разность значений параметров с номерами от 4 до 22 составляет около 10–15 единиц для разностей первой и пятой выборок; около 12–18 единиц для разностей 3-й и 5-й выборок. Такие близкие значения разности параметров разных выборок, свойственные одновременно большому количеству предложенных параметров, могут рассматриваться как важный устойчивый признак, позволяющий распознать неоднородные выборки

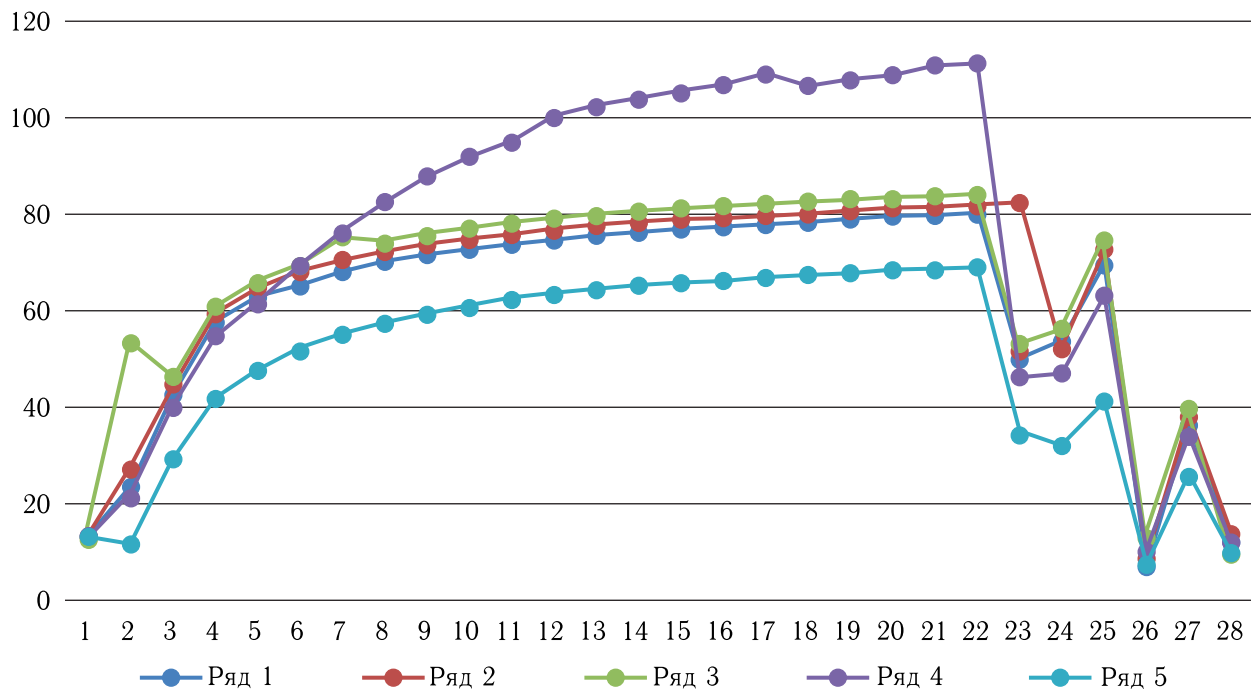


Рисунок. Значения характеристических параметров

случайных сигналов и выявить новые радиоизлучающие средства.

6. Вычисленные векторы значений предложенного набора характеристических параметров для рассмотренных пяти выборок отличаются. Из дополнительных сведений известно, что исследуемые выборки принадлежат разным радиоизлучающим средствам. Отличие векторов выборочных характеристических параметров подтверждает возможность использования параметров для идентификации нового радиоизлучающего средства, нового объекта, сигналы которого приняты и обработаны методами математической статистики.

7. Наличие отличий в значениях предложенного набора параметров, отмеченного выше устойчивого признака в зависимостях параметров, позволяет использовать предложенный набор ХП для формирования алгоритма оценки близости выборочных наборов параметров. Использование алгоритма способно в автоматическом или автоматизированном режимах выявлять выборки случайных сигналов, относящихся к одной генеральной совокупности, и обнаруживать сигналы нового радиоизлучающего средства. Варианты применения мер близости детально рассмотрены, например, в работе [19].

Заключение

В некоторых случаях задача идентификации морских объектов может быть решена путем численной обработки значений сигналов радиоизлучающих средств, установленных на судах. Подобный путь возможен при условии, если в результате обработки выборок регистрируемых сигналов могут быть обнаружены числовые параметры сигналов, характерные для радиоизлучающего средства и, следовательно, для морского объекта. Такие параметры названы в статье характеристическими параметрами.

В статье рассмотрена задача обоснования характеристических параметров выборок радиосигналов системы автоматической идентификации судов для случая, когда временной ряд сигналов содержит случайную составляющую во временных интервалах излучения сигнала и, как следствие, во времени регистрации сигнала аппаратурой наблюдения. В качестве характеристических параметров предложено использовать 28 числовых параметров, рассчитываемых методами математической статистики. Апробация возможности и целесообразности их использования, проведенная на выборках сигналов, полученных при натуральных наблюде-

ниях, показала, что предложенный набор параметров имеет свойства и признаки, позволяющие в совокупности:

– различать неоднородные выборки регистрируемых сигналов и обнаруживать таким образом появление новых морских объектов;

– использовать набор для формирования автоматизированного алгоритма оценки близости векторов характеристических параметров, вычисленных по различным выборкам регистрируемых сигналов.

Список литературы

1. *Цыпкин Я. З.* Информационная теория идентификации. М.: Наука. Физматлит, 1995. 336 с.
2. *Сильвестров А. Н., Чинаев П. И.* Идентификация и оптимизация автоматических систем. М.: Энергоатомиздат, 1987. 200 с.
3. *Химмельблау Д.* Анализ процессов статистическими методами. М.: Мир, 1973. 957 с.
4. *Романов А. А., Романов А. А., Урличич Ю. М. и др.* Космические средства автоматической идентификационной системы. М.: Радиотехника, 2016. 208 с.
5. *Лоскутов А. Ю., Михайлов А. С.* Основы теории сложных систем. М.; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Институт компьютерных исследований, 2007. 620 с.
6. *Загоруйко Н. Г.* Методы обнаружения закономерностей. М.: Знание, 1981. 64 с.
7. ИНТУИТ: Национальный открытый университет. Программы дистанционного обучения <http://www.intuit.ru/department/mathematics/appstat/8/2.html> (Дата обращения 19.08.2020).
8. *Прохоров Ю. В., Розанов Ю. А.* Теория вероятностей. Основные понятия. Предельные теоремы. Случайные процессы. М.: Наука, 1973. 496 с.
9. *Орлов А. И.* Состоятельные критерии проверки абсолютной однородности независимых выборок // Заводская лаборатория. Диагностика материалов, 2012, т. 78, № 11. С. 66–70.
10. *Гхосал А.* Прикладная кибернетика и ее связь с исследованием операций. М.: Радио и связь, 1982. 128 с.
11. Математическая энциклопедия. В 5 томах. Т. 3 / Главный редактор И. М. Виноградова. М.: Советская энциклопедия, 1982. 1176 с.
12. Расстояние Минковского. https://ru.wikipedia.org/wiki/расстояние_Минковского (Дата обращения 19.08.2020).
13. *Крамер Г.* Математические методы статистики. М.: Наука, 1975. 648 с.
14. *Безуглов Д. А.* Кумулятивный метод оценки эффективности сегментного зеркала адаптивной оптической системы // Оптика атмосферы и океана, 1996, № 1. С. 78–84.
15. *Дегтярев В. Г., Шаблинский А. Г.* Вероятностные характеристики эллиптических орбит // Космические исследования, 1976, т. 14, № 4. С. 56–64.
16. *Малахов А. Н.* Кумулятивный анализ случайных негауссовских процессов и их преобразований. М.: Советская радио, 1978. 376 с.
17. *Шатилов С. В.* Исследование и разработка алгоритмов адаптивной фильтрации негауссовских сигналов в каналах связи: Специальность 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций». Автореферат дисс. ... канд. техн. наук. ГОУВПО ПГУТИ. Самара, 2009. 169 с.
18. *Ганин М. П.* Решение прикладных задач теории вероятностей. Выпуск 5. Л.: Военно-морская орденов Ленина и Ушакова академия имени Маршала Советского Союза Гречко А. А. 1977, 602 с.
19. *Бурнаев Е. В., Оленев Н. Н.* Мера близости для временных рядов на основе вейвлет-коэффициентов // Труды XLVIII научной конференции МФТИ. Ч. VII. Москва: Долгопрудный, 2005. С. 108–110.

Микроструктура тонких пленок в технологии микросистемной техники

П. И. Дидык, к. т. н., *didyk.pi@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Жуков, д. т. н., доцент, *zhukov.aa@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

ФГБОУ «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»

Аннотация. Методами оптической и электронной микроскопии, оптической профилометрии исследована микроструктура пленок металлизации и нитрида кремния на кремниевых пластинах. Получены значения шероховатости металлизации и нитрида кремния при варьируемой температуре предварительного прогрева подложек. Определен режим предварительного прогрева кремниевых подложек, обеспечивающий минимальную шероховатость различных пленок металлов и минимальную дефектность многослойной структуры металлизации и нитрида кремния. Обнаружено повышение удельной плотности структурных дефектов пленок алюминия с увеличением температуры формирования тонких пленок, что, по-видимому, является следствием влияния повышенного коэффициента самодиффузии алюминия по сравнению с титаном. Предложена методика оценки микроструктуры тонких пленок алюминия, титана, сформированных магнетронным распылением, и нитрида кремния, полученных методом плазмохимического осаждения на металлических пленках. Методика основана на определении минимального количества и размеров структурных дефектов с применением методов электронной микроскопии и профилометрии. Методика и результаты исследований позволяют обоснованно подходить к разработке технологии устройств микросистемной техники.

Ключевые слова: структурные дефекты, шероховатость, тонкопленочная технология, пленки алюминия, пленки титана

Microstructure of Thin Films in Microsystems Technology

P. I. Didyk, *Cand. Sci. (Engineering)*, *didyk.pi@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. A. Zhukov, *Dr. Sci. (Engineering)*, *associate professor*, *zhukov.aa@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation

Abstract. The paper presents the methods of optical and electronic microscopy as well as optical profilometry to study the microstructure of metallization films and silicon nitride on silicon wafers. Roughness values of metallization and silicon nitride are obtained at variable temperature of substrates preheating. The preheating mode of silicon wafers was determined providing the minimum roughness of various metal films and minimum defect in the multilayer structure of metallization and silicon nitride. It was found that the specific density of structural defects in aluminium films was enhanced with an increase in the temperature of thin films formation, which seems to be a consequence of the influence of an increased self-diffusion coefficient of aluminium as compared to titanium. The article proposes a method for evaluating the microstructure of thin films of aluminum and titanium formed by magnetron sputtering and silicon nitride obtained by plasma-chemical deposition on metal films based on determining the minimum number and size of structural defects with the use of electronic microscopy and profilometry methods. Methods and research results allow for a reasonable approach to the development of microsystems device technology.

Keywords: structural defects, roughness, thin film technology, aluminum films, titanium films

Введение

В связи с микроминиатюризацией устройств микросистемной техники и переходом на нанометровые топологические нормы к шероховатости как подложек, так и формируемых функциональных слоев, предъявляются повышенные требования. Состояние поверхности оказывает существенное влияние на структуру наносимых пленок и параметры элементов в целом [1]. Электрические свойства тонких пленок зависят от ряда параметров их формирования: температуры нанесения и скорости осаждения [2, 3], материала подложки [3, 4], конфигурации электромагнитного поля и площади мишени при магнетронном распылении [5]. На проводящие свойства тонких металлических пленок влияют структурные дефекты пленки (кристаллиты и их размер [6, 10], аморфная фаза, пористость, внутренние микронапряжения [7]). Наличие на поверхности микронеровностей, самодиффузия и термодиффузия материала проводника в полупроводник [8] уменьшают толщину пленок, вызывают локальное изменение электрофизических свойств пленок [4] и тем самым снижают воспроизводимость параметров пленочных элементов и их надежность [6]. В микросистемной технике часто применяемыми материалами являются алюминий и титан. Алюминий (легкоплавкий материал с температурой плавления 933,3 К [2]) используется для формирования разводки электрических соединений, на его основе выполняют контактные площадки для приварки выводов, алюминий служит в качестве материала обкладки дифференциальных конденсаторов и сенсоров на их основе [8]. Пленки алюминия в устройствах функциональной электроники и микросистемной техники обычно используют с подслоем вентильного металла (ванадий, титан, хром) для обеспечения удовлетворительной адгезии. Титан (тугоплавкий материал с температурой плавления 1941 К [7]) используют в качестве адгезионного подслоя. В технологии объемной и поверхностной микрообработки нитрид кремния применяют для межслойной изоляции как конденсаторный диэлектрик, а также используют для формирования сформированных над поверхностью подложки микрописточков. В связи с последовательным уменьшением толщи-

ны пленок в устройствах микросистемной техники и их микроминиатюризацией исследование микроструктуры, обеспечение минимальной шероховатости и структурных дефектов тонких пленок титана, алюминия и нитрида кремния является задачей актуальной.

Цель работы — определение минимальной шероховатости при минимальных размере и количестве структурных дефектов тонких пленок.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: экспериментальным способом определить наименьшую шероховатость металлизации из различных материалов и шероховатость нитрида кремния на металлизации, полученных при различных режимах нанесения магнетронным методом.

Объекты исследования

Объектами исследования служили пленки титана (далее Ti) и пленки ванадия и алюминия (далее V–Al). Пленки получены последовательным физическим магнетронным распылением при варьируемых режимах предварительного прогрева на одну сторону кремниевых пластин диаметром 76 мм марки 76КЭФ4,5. Кремниевые пластины предварительно были подвергнуты химической обработке. После чего проводились исследования пленки нитрида кремния (далее Si₃N₄) толщиной 420–460 нм и коэффициентом преломления 1,51–1,52, полученные методом плазмохимического осаждения с одинаковыми параметрами осаждения [2] с предварительно напыляемыми пленками металлизации.

Таблица 1. Режимы напыления V–Al и Ti

Пластина	Наносимый материал	Температура прогрева, К
Si	V–Al	296
Si	V–Al	393
Si	V–Al	453
Si	Ti	296
Si–SiO ₂	Ti	296
Si	Ti	393
Si–SiO ₂	Ti	393

Вакуумное физическое магнетронное распыление всех материалов проводилось непрерывно при мощности распыления, равной 1 кВт. Толщина подслоя ванадия в многослойной структуре V–Al равна 100 ± 10 нм, алюминия — 440 ± 30 нм. Толщина пленки титана составляет 365 ± 20 нм. Режимы формирования металлизации представлены в табл. 1.

На сформированные пленки металлов осаждался диэлектрический слой нитрида кремния (Si_3N_4) толщиной 420–460 нм и коэффициентом преломления 1,51–1,52, полученный методом плазмохимического осаждения с одинаковыми параметрами осаждения.

Методы исследования

Методами электронной микроскопии [9] и оптической профилометрии исследовалась микроструктура сформированных при различных режимах пленок V–Al, Ti и нанесенной на металлизацию пленки Si_3N_4 . Полученные структуры исследовали в растровом электронном микроскопе *Jeol JCM-6000*, после чего измеряли шероховатость поверхности на оптическом профилометре *Sensofar S Neox* на участке длиной 300 мкм. Размер структурных дефектов определяли измерительными средствами растрового электронного микроскопа (РЭМ) и оптического профилографа. Толщину пленок исследовали с помощью стилусного профилографа *AlphaStep D100*. Удельную плотность различных дефектов рассчитывали по среднему значению количества различных дефектов на площади квадрата, равной 1 мкм^2 .

Результаты исследования

На рис. 1 представлены микрофотографии в РЭМ при увеличении $4500\times$ поверхности образцов пленок V–Al и при увеличении $6000\times$ поверхности образцов пленок Ti, полученных при варьируемых режимах распыления.

В результате анализа полученных данных определено, что плотность и размер структурных дефектов V–Al зависит от температуры предварительного прогрева пластин до распыления и не зависит от скорости распыления, что коррелирует

с данными [2]. Минимальная удельная плотность различных дефектов $0,052 \text{ шт./мкм}^2$ и средний размер 250 нм структурных дефектов V–Al получен при температуре формирования металлизации 296 К. При увеличении температуры плотность дефектов достигает $0,72 \text{ шт./мкм}^2$ и увеличивается средний размер дефектов до 550 нм. Наличия различных структурных дефектов Ti оптическим методом на кремниевых пластинах и на пластинах с SiO_2 не обнаружено, как и изменения состояний поверхности пленок Ti при увеличении температуры прогрева подложек вплоть до 453 К. При повышении температуры прогрева от 296 К до 453 К увеличивается размер и плотность структурных дефектов V–Al. Образования структурных дефектов Ti на кремниевых пластинах и на пластинах с SiO_2 не выявлено.

Средствами оптического профилометра исследована шероховатость поверхности пленок металлизации, позволяющая оценить высоту структурных дефектов на поверхности металлизации. Измеренные данные шероховатости представлены в табл. 2, где *Ra* — средняя арифметическая шероховатость поверхности из абсолютных значений отклонения профиля в пределах длины, *Rz* — средняя абсолютная шероховатость поверхности из значений наибольших выступов профиля и глубин наибольших впадин профиля в пределах базовой длины.

Исходя из полученных данных размер и плотность структурных дефектов в структуре пленки V–Al возрастает с увеличением температуры предварительного прогрева перед нанесением пленки

Таблица 2. Шероховатость образцов V–Al и Ti

Образец	Температура прогрева, К	<i>Ra</i> , нм	<i>Rz</i> , нм
V–Al	296	18,7	75,8
	393	26,3	112,7
	453	33,7	136,5
Ti	296	6,6	34,8
	296	5,6	32,6
	393	7,9	38,5
	393	8,0	39,3
Si	296	4,3	31,4
Si– SiO_2	296	4,8	36,7

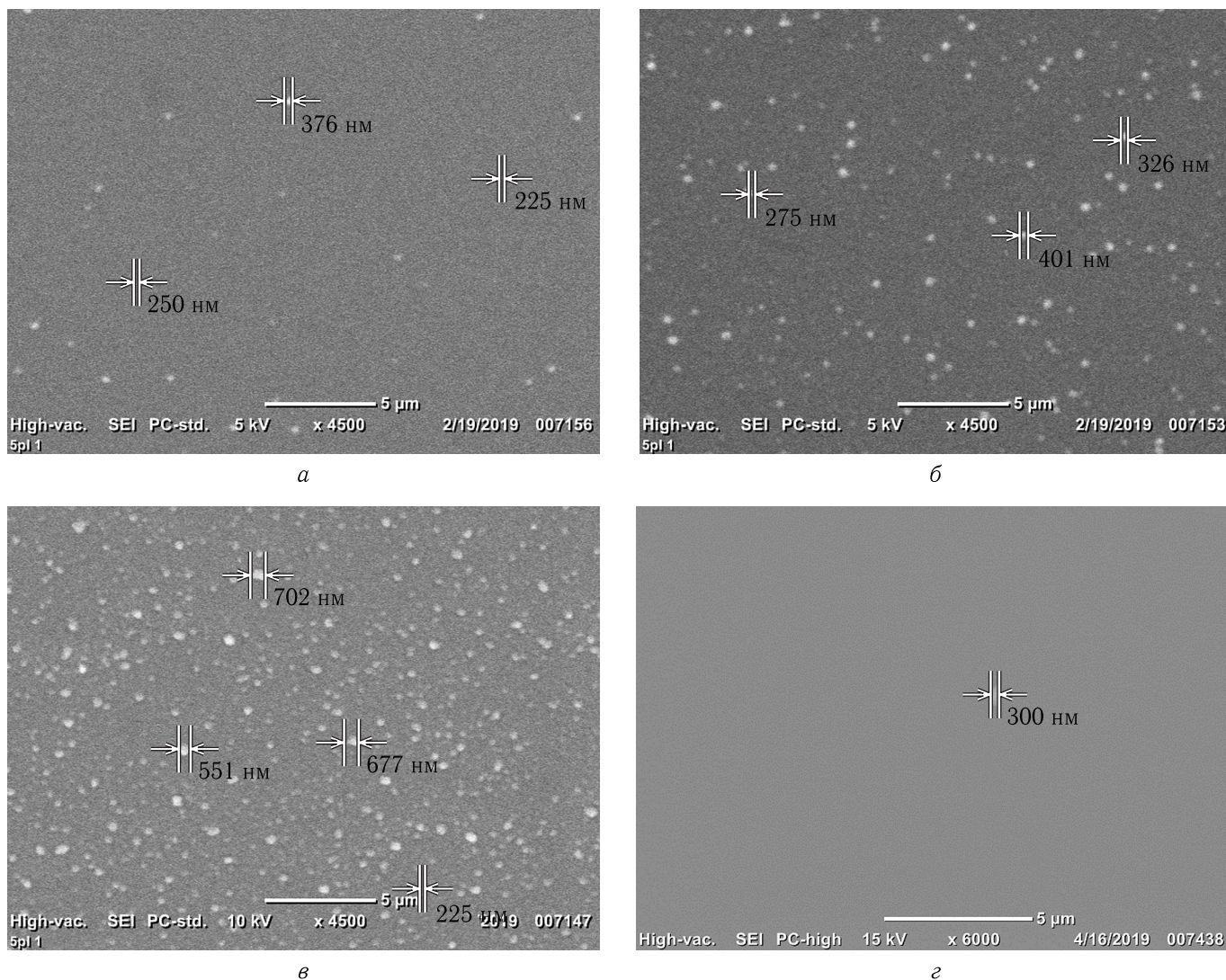


Рис. 1. Микрофотографии с РЭМ поверхности образцов пленок V–Al и Ti: а) V–Al при 296 К; б) V–Al при 393 К; в) V–Al при 453 К; г) Ti при температурах от 296 до 393 К

металлизации. Минимальная шероховатость $Ra = 18,7$ нм и $Rz = 75,8$ нм и количество структурных дефектов напыляемой пленки V–Al, полученной методом вакуумного магнетронного распыления, обеспечиваются предварительной химической обработкой перед напылением, контролируемым временем межоперационного хранения, и минимизацией условий для формирования структурных дефектов в процессе нанесения покрытий, т. е. минимизация теплового воздействия на кремниевые пластины перед напылением достигается отсутствием предварительного прогрева подложек перед нанесением V–Al.

Шероховатость пленок Ti не изменяется ни от увеличения температуры предварительного прогрева перед нанесением пленки металлизации, ни от наличия или отсутствия термического диоксида кремния на поверхности кремниевой пластины и идентична с учетом погрешности измерения оптического профилометра шероховатости материала основания, то есть кремниевой пластины с и без SiO_2 .

На рис. 2 представлены микрофотографии в растровом электронном микроскопе при увеличении $5000\times$ поверхности образцов с пленкой плазменного Si_3N_4 , нанесенного поверх V–Al.

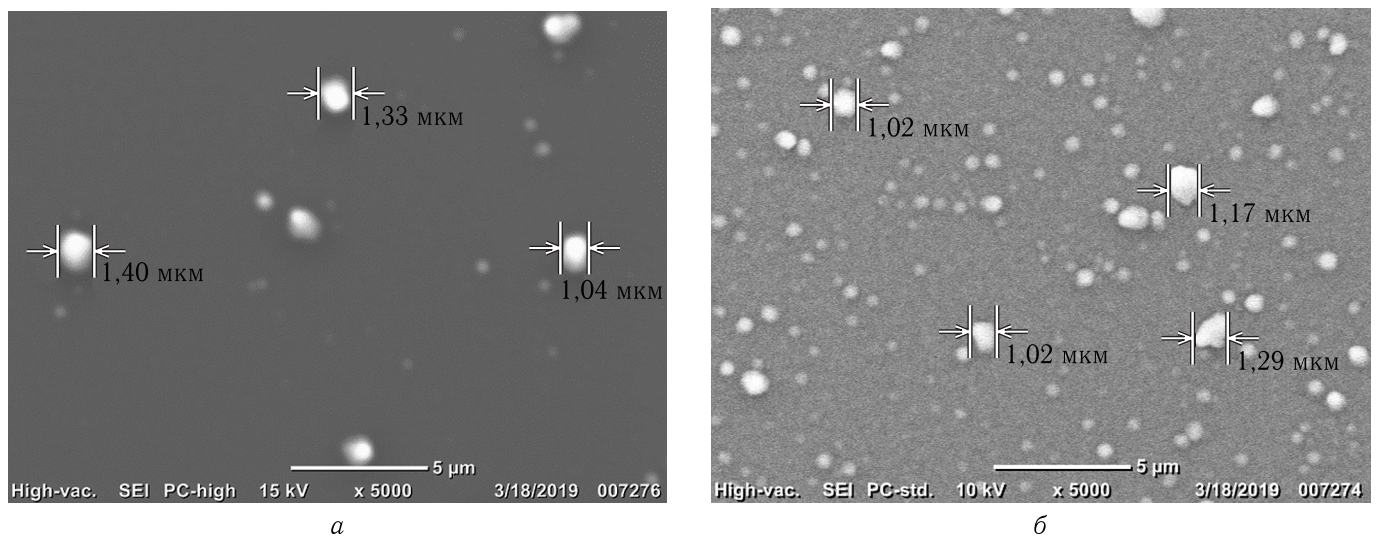


Рис. 2. Микрофотографии с РЭМ при увеличении $5000\times$ поверхности образцов с пленками V–Al, покрытых плазменным Si_3N_4 : а) V–Al– Si_3N_4 при 296 К; б) V–Al– Si_3N_4 при 393 К

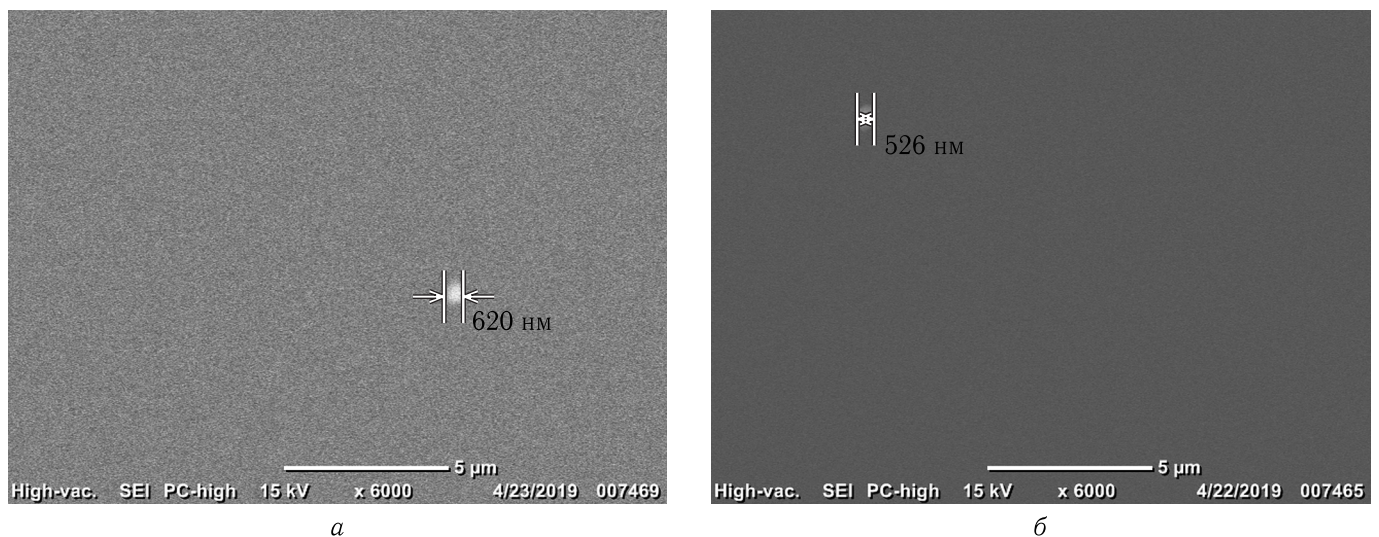


Рис. 3. Микрофотографии с РЭМ при увеличении $6000\times$ поверхности образцов с пленками Ti, покрытых плазменным Si_3N_4 : а) Ti– Si_3N_4 при температурах 296 и 393 К; б) SiO_2 –Ti– Si_3N_4 при температурах 296 и 393 К

Из анализа микрофотографий с РЭМ поверхности V–Al с Si_3N_4 видно, что происходит рост структурных дефектов. При сравнительном анализе данных с РЭМ поверхности V–Al с и без Si_3N_4 выявлено, что размер структурных дефектов полученной многослойной структуры увеличивается в поперечных размерах в среднем в 3 раза за счет покрывающего по всей поверхности слоя Si_3N_4 .

Кремниевые пластины с выращенным термическим SiO_2 и без с нанесенными пленками V–Al

без предварительного прогрева до распыления и с нанесенными поверх металлизации пленками Si_3N_4 оптически не отличаются, что свидетельствует об отсутствии влияния SiO_2 на последующие нанесенные слои. Выявлено увеличение размеров структурных дефектов V–Al за счет толщины покрывающей поверх металлизации пленки Si_3N_4 .

На рис. 3 представлены микрофотографии в растровом электронном микроскопе при увеличении $6000\times$ поверхности образцов пленок Ti– Si_3N_4

Таблица 3. Шероховатость образцов, покрытых Si_3N_4

Образец	Кремниевая пластина		SiO_2		Металлизация		Si_3N_4	
	Ra , нм	Rz , нм	Ra , нм	Rz , нм	Ra , нм	Rz , нм	Ra , нм	Rz , нм
Кремниевая пластина с Si_3N_4	4,3	31,4	–	–	–	–	4,7	32,7
Кремниевая пластина с SiO_2 и Si_3N_4	4,3	31,4	4,8	36,7	–	–	5,0	35,5
V–Al при 296 К	4,3	31,4	4,8	36,7	19,6	79,7	58,4	297,6
SiO_2 –V–Al при 296 К	4,3	31,4	–	–	18,7	75,8	56,1	258,4
V–Al при 393 К	4,3	31,4	–	–	26,3	112,7	78,9	385,1
V–Al при 453 К	4,3	31,4	–	–	33,7	136,5	100,8	466,7
Ti при 296 К	4,3	31,4	–	–	6,6	34,8	8,3	52,1
SiO_2 –Ti при 296 К	4,3	31,4	4,8	36,7	5,6	32,6	11,0	47,4
Ti при 393 К	4,3	31,4	–	–	7,9	38,5	6,8	35,3
SiO_2 –Ti при 393 К	4,3	31,4	4,8	36,7	8,0	39,3	9,8	50,4

(рис. 3, а) и образцов пленок SiO_2 –Ti– Si_3N_4 (рис. 3, б).

Исходя из полученных данных с РЭМ в структуре пленки плазменно осажденного Si_3N_4 , нанесенного на поверхность Ti, отсутствуют структурные дефекты с размерами более 60 нм.

Средствами оптического профилографа измерены шероховатости полученных пленок. Измеренные данные поверхности образцов с нанесенной пленкой нитрида кремния представлены в табл. 3.

В результате анализа данных плотность структурных дефектов в структуре пленки V–Al, покрытой Si_3N_4 , идентична плотности структурных дефектов в структуре пленки V–Al. В процессе осаждения пленки Si_3N_4 происходит наибольший рост вокруг структурных дефектов пленки V–Al, вследствие чего увеличивается размер первоначального дефекта в 2–4 раза за счет образований Si_3N_4 вокруг алюминиевого структурного дефекта. Минимальную шероховатость пленки металл–диэлектрик возможно получить только при минимальном размере и количестве структурных дефектов распыляемой пленки металлизации, так как дефекты металлизации являются основаниями для дальнейшего их роста за счет Si_3N_4 . В связи с чем минимальной шероховатостью обладают пленки титана, полученные методом вакуумного магнетронного распыления на кремниевые

пластины без предварительного прогрева. Вследствие чего шероховатость многослойной структуры металл–диэлектрик (Si–Ti– Si_3N_4) не превышает $Ra = 11$ нм, $Rz = 53$ нм.

Структурные дефекты являются следствием миграции металлов, при этом при одинаковых температурах коэффициент термодиффузии алюминия значительно больше, чем титана. А так как коэффициент диффузии является величиной, зависящей от температуры, энергии связи атомов в решетке, постоянной решетки, частоты колебаний атомов решетки, механизма диффузии, концентрации диффундирующей примеси, наличия дислокаций, то с ростом температуры предварительного прогрева кремниевых полупроводниковых подложек коэффициент диффузии резко возрастает по экспоненциальному закону, возрастает скорость формирования и, как следствие, размер структурных дефектов пленок металлов. Данный факт характеризует формирование структурных дефектов пленок алюминия по отношению к пленкам титана.

Заключение

Предложена методика оценки микроструктуры тонких пленок алюминия, титана, сформированных магнетронным распылением, и нитрида кремния, полученных методом плазмохимического

осаждения на металлических пленках, основанная на определении минимального количества и размеров структурных дефектов с применением методов электронной микроскопии и профилометрии. Обнаружено повышение удельной плотности структурных дефектов пленок алюминия с увеличением температуры формирования тонких пленок, что, по-видимому, является следствием влияния повышенного коэффициента самодиффузии алюминия по сравнению с титаном. Направлением дальнейших исследований может служить экспериментальная сравнительная оценка физико-технологических ограничений при формировании нанотолщинных конденсаторов и устройств на их основе. Предложенная методика поддается автоматизации и может быть представлена в виде специализированной программы. Методика и результаты исследований позволяют обоснованно подходить к разработке технологии устройств микросистемной техники.

Список литературы

1. Данилина Т.И., Смирнова К.И. Технологические процессы микроэлектроники: Технология ЭВС-1. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2005. 223 с.
2. Дидык П.И., Голиков Е.А., Жуков А.А. Структура пленок сплава алюминий–кремний, полученных методом физического магнетронного распыления // Вестник Московского авиационного института, 2016, т. 23, № 3. С. 182–185.
3. Паль А.Ф., Рябинкин А.Н., Серов А.О. Влияние условий магнетронного распыления на структуру Zr–Pd-покрытий // Письма в ЖТФ, 2020, т. 46, вып. 14. С. 51–54.
4. Полонянкин Д.А., Блесман А.И., Постников Д.В. Влияние микроструктуры и шероховатости поверхности на электропроводность тонких пленок меди и серебра, полученных методом магнетронного распыления // Динамика систем, механизмов и машин, 2017, т. 5, № 2. С. 204–208.
5. Promros N., Sittimart P., Patanoo N. et al. Physical properties of copper films deposited by compact-size magnetron sputtering source with changing magnetic field strength // Key Eng. Mater., 2016, vol. 675–676. P. 193–196.
6. Нау Динт. Наноструктурные свойства и особенности формирования металлических нанопленок, получаемых методом магнетронного распыления. Специальность 01.04.07 «Физика конденсированного состояния», дисс. ... канд. физ.-мат. наук. Курск: Юго-Западный государственный университет, 2017. 216 с.
7. Ляхов И.Г., Булах К.В., Ильин А.С. Исследование микроструктуры тонких пленок титана для криогенных детекторов при различных режимах магнетронного напыления // Журнал радиоэлектроники, 2012, № 9. С. 1–13.
8. Нанотехнологии. Наноматериалы. Наносистемная техника. Мировые достижения — 2008 год / Под ред. П. П. Мальцева. М.: Техносфера, 2008. 430 с.
9. Лянгузов Н.В., Кайдашев В.Е., Широков В.Б., Кайдашев Е.М. Магнетронное и импульсное лазерное напыление наночастиц и несплошных пленок Ag и Au и исследование их оптических свойств // Журнал технической физики, 2012, т. 82, вып. 10. С. 90–95.
10. Igasaki Y., Mitsuhashi H. Crystal structures and electrical properties of Titanium films evaporated in high vacuum // Thin Solid Films, 1978, № 51. P. 33–42.

Анализ влияния входного контроля и дополнительных испытаний на надежность электронной компонентной базы

А. Я. Кулибаба, *ncseo@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Сашов, *к. т. н., ncseo@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

М. К. Суконкин, *ncseo@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. Ю. Штукарев, *ncseo@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Электронная компонентная база (ЭКБ) для ракетно-космической техники (РКТ) подвергается входному контролю и дополнительным испытаниям в испытательных центрах. Благодаря этому, за счет выявления бракованных и потенциально ненадежных изделий, снижается средняя по партии интенсивность отказов ЭКБ. Количественно данный вклад можно оценить путем введения понижающего коэффициента влияния испытаний входного контроля (ВК) и дополнительных испытаний (ДИ) на интенсивность отказов ЭКБ — $K_{И}$, на который умножается справочное значение интенсивности отказов.

Значения $K_{И}$ можно оценить следующими путями: с помощью статистики отбраковки ЭКБ в испытательных центрах; сравнительным анализом коэффициентов, характеризующих уровень качества, приведенных в справочниках по надежности ЭКБ.

В результате анализа было получено усредненное значение $K_{И}$, которое можно использовать при проектной оценке надежности аппаратуры РКТ.

Ключевые слова: ракетно-космическая техника, электронная компонентная база, надежность, дополнительные испытания

Analysis of the Influence of Incoming Inspection and Additional Tests on the Reliability of Electrical, Electronic, and Electromechanical Parts

A. Ya. Kulibaba, *ncseo@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. A. Sashov, *Cand. Sci. (Engineering), ncseo@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

M. K. Sukonkin, *ncseo@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. Yu. Shtukarev, *ncseo@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. Electrical, electronic, and electromechanical (EEE) parts for rocket and space technology are subjected to incoming inspection and additional tests in test centers. This reduces the batch-average failure rate of EEE parts by identifying faulty and potentially unreliable products. This contribution can be quantified by introducing a reduction factor in the impact of incoming inspection tests and additional tests on the failure rate of EEE parts, K_T , by which the reference value of the failure rate is multiplied.

The K_T values can be evaluated by the following methods:

– The statistics of EEE parts rejection in test centers;

– A comparative analysis of the coefficients characterizing the quality level given in the manuals on EEE parts reliability.

As a result of the analysis an average K_T value was obtained, which can be used for the design evaluation of the reliability of rocket and space technology equipment.

Keywords: rocket and space technology, electrical, electronic, and electromechanical (EEE) parts, reliability, additional tests

Введение

При разработке изделий космической техники большое внимание уделяется ее надежности из-за высокой стоимости, важности решаемых задач и невозможности обслуживания (ремонта) на орбите. В настоящее время при проектной оценке надежности данных изделий ракетно-космической техники (РКТ) активно используются соответствующие справочники. При этом существует несколько проблем:

- справочники по надежности электронной компонентной базы (ЭКБ) [1, 2] не перевыпускались с 2006 г. и не включают статистику по отказам за последние 14 лет;

- не учитывается, что постоянно совершенствуются методы и средства входного контроля, в том числе переход от выборочного к сплошному входному контролю (ВК) и дополнительных испытаний (ДИ) ЭКБ.

Целью данной работы является оценивание коэффициентов $K_{И}$. Их значения можно оценить различными путями [3, 4].

В рамках данной работы поставлены задачи получения оценок $K_{И}$ с помощью:

- статистики отбраковки ЭКБ в испытательных центрах (метод 1);
- сравнительного анализа различных уровней качества изделий, приведенных в справочниках по надежности ЭКБ (метод 2);
- эмпирических данных (метод 3).

Методы оценки коэффициентов ВК и ДИ

Метод 1

Оценить коэффициенты влияния ВК и ДИ на показатели надежности партий ЭКБ можно на основе статистики отказов ЭКБ при проведении испытаний в испытательных центрах. Для этого существует методика, изложенная в [5], согласно которой требуется оценить верхнюю доверительную границу для интенсивности отказов λ , $ч^{-1}$ по формуле:

$$\lambda = \frac{\chi^2(P_{\text{дов}}, r)}{2 \cdot N \cdot T_{\text{САС}}}, \quad (1)$$

где $\chi^2(\alpha, k)$ — квантиль χ^2 распределения с k степенями свободы и доверительной вероятностью $P_{\text{дов}}$ (справочное значение);

r — количество изделий ЭКБ, потенциально могущих отказать за срок активного существования (САС), шт.;

N — количество изделий ЭКБ, примененных в изделии РКТ, шт.;

$T_{\text{САС}}$ — срок активного существования изделия, ч.

Получаемые при расчете оценки интенсивности отказов основаны на предположении, что выявленная на ВК и ДИ дефектная или потенциально ненадежная ЭКБ откажет в течение срока активного существования изделия. Коэффициент влияния ВК и ДИ на показатели надежности изделий определяется по формуле:

$$K_{И} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}, \quad (2)$$

где λ_1 — верхняя доверительная граница интенсивности отказов для групп ЭКБ, прошедших ВК и ДИ, $ч^{-1}$;

λ_2 — верхняя доверительная граница интенсивности отказов для групп ЭКБ, не прошедших ВК и ДИ и содержащих дефектные или потенциально ненадежные изделия, $ч^{-1}$.

Используя данную методику и статистику выявленных в 2019 г. отказов ЭКБ в испытательном центре АО «Российские космические системы», были получены оценки $K_{И}$ для ЭКБ, изготовленной по техническим условиям (ТУ) и без ТУ, которые приведены в табл. 1.

В целях повышения достоверности были также получены значения $K_{И}$ на основе статистики отказов ЭКБ в АО «Российские космические системы» за последние 3 года (с 2017 по 2019 гг.), а результаты представлены в сводной табл. 2.

В связи с тем, что результаты оценки коэффициентов $K_{И}$ в табл. 2 сильно разнятся, предлагается усредненный по всем классам электрорадиоизделий (ЭРИ) коэффициент влияния ВК и ДИ на показатели надежности на основе статистики испытаний АО «Российские космические системы» за 2017–2019 гг., который равен 0,50 ($K_{И} = 0,50$).

Таблица 1. Оценка $K_{И}$ для изделий ЭКБ, изготавливаемых по ТУ/без ТУ, полученная по результатам ВК, ДИ в АО «Российские космические системы» в 2019 г.

Класс ЭРИ	Кол-во испытанной ЭКБ (N), шт.	Кол-во отказов на ВК и ДИ (R), шт.	Ожидаемое число отказов за $T_{САС}$, шт.		Ожидаемая интенсивность отказов, $ч^{-1}$		$K_{И} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}$
			с ВК и ДИ (r_1)	без ВК и ДИ ($r_2 = R + r_1$)	с ВК и ДИ (λ_1)	без ВК и ДИ (λ_2)	
Микросхемы по ТУ	49 934	781	1438	2219	$3,06 \cdot 10^{-7}$	$4,67 \cdot 10^{-7}$	0,66
Микросхемы без ТУ	44 870	5198	1914	7112	$4,50 \cdot 10^{-7}$	$1,63 \cdot 10^{-6}$	0,28
Транзисторы по ТУ	15 741	151	287	438	$2,09 \cdot 10^{-7}$	$3,11 \cdot 10^{-7}$	0,67
Транзисторы без ТУ	9998	735	43	778	$6,09 \cdot 10^{-8}$	$8,46 \cdot 10^{-7}$	0,07
Диоды по ТУ	38 778	159	1147	1306	$3,17 \cdot 10^{-7}$	$3,59 \cdot 10^{-7}$	0,88
Диоды без ТУ	29 373	4345	109	4454	$4,63 \cdot 10^{-8}$	$1,57 \cdot 10^{-6}$	0,03
Оптроны по ТУ	554	22	8	30	$3,14 \cdot 10^{-7}$	$8,20 \cdot 10^{-7}$	0,38
Оптроны без ТУ	8018	319	598	917	$8,20 \cdot 10^{-7}$	$1,23 \cdot 10^{-6}$	0,66
Конденсаторы по ТУ	109 224	1397	1124	2521	$1,10 \cdot 10^{-7}$	$2,42 \cdot 10^{-7}$	0,46
Конденсаторы без ТУ	203 574	6442	363	6805	$2,01 \cdot 10^{-8}$	$3,44 \cdot 10^{-7}$	0,06
Резисторы по ТУ	257 806	74	619	693	$2,64 \cdot 10^{-8}$	$2,94 \cdot 10^{-8}$	0,90
Резисторы без ТУ	181 962	126	226	352	$1,45 \cdot 10^{-8}$	$2,19 \cdot 10^{-8}$	0,66
Индуктивности по ТУ	2702	7	6	13	$5,39 \cdot 10^{-8}$	$8,93 \cdot 10^{-8}$	0,60
Индуктивности без ТУ	13 195	117	19	136	$2,41 \cdot 10^{-8}$	$1,26 \cdot 10^{-7}$	0,19
Соединители по ТУ	26 740	615	41	656	$2,19 \cdot 10^{-8}$	$2,69 \cdot 10^{-7}$	0,08
Соединители без ТУ	6049	119	17	136	$4,85 \cdot 10^{-8}$	$2,74 \cdot 10^{-7}$	0,18
Фильтры по ТУ	964	1	31	32	$4,83 \cdot 10^{-7}$	$4,96 \cdot 10^{-7}$	0,97
Фильтры без ТУ	7428	310	99	409	$1,68 \cdot 10^{-7}$	$6,17 \cdot 10^{-7}$	0,27

Примечание: r_1 — ожидаемое число отказов за $T_{САС}$ по [1]; r_2 — ожидаемое число отказов за $T_{САС}$ без ВК и ДИ; λ_1 и λ_2 — верхняя доверительная граница интенсивности отказов (1) ($\lambda_1 = \chi^2(\alpha, r_1)/(2 \cdot N \cdot T_{САС})$, $\lambda_2 = \chi^2(\alpha, r_2)/(2 \cdot N \cdot T_{САС})$), где $\chi^2(P_{дов}, k)$ — квантиль χ^2 распределения с k степенями свободы и доверительной вероятностью $P_{дов} = 99\%$. Для примера вычисления λ_1 и λ_2 по (1) выбрано $T_{САС} = 100\,000$ часов ($K_{И}$ не зависит от $T_{САС}$).

Метод 2

На сегодняшний день для оценки эксплуатационной интенсивности отказов ЭКБ используются справочники «Надежность ЭРИ ОП» [1] и «Надежность ЭРИ ИП» [2], а за рубежом — справочник MIL-HDBK-217F [6] и др. Общий вид модели для оценки эксплуатационной интенсивности отказов описывается формулой

$$\lambda_3 = \lambda_6 \cdot \prod_{i=1}^n K_i, \tag{3}$$

где K_i — коэффициенты, учитывающие изменения интенсивности отказов в зависимости от различных факторов;

n — число учитываемых факторов.

Во всех моделях для ЭКБ используется коэффициент уровня качества $K_{пр}$ или π_q . Данный коэффициент характеризует требования к производству, в том числе объемы испытаний ЭКБ.

Поэтому другим путем получения оценок $K_{И}$ может быть сравнительный анализ коэффициентов для различных уровней качества изделий, приве-

Таблица 2. Оценки $K_{И}$ для изделий ЭКБ, изготавливаемых по ТУ/без ТУ, полученные по результатам ВК, ДИ в АО «Российские космические системы» с 2017 по 2019 гг.

Класс ЭРИ	Оценка $K_{И}$ для ЭКБ, изготавливаемой по ТУ/без ТУ								
	2017 г.			2018 г.			2019 г.		
	$\lambda_1, ч^{-1}$	$\lambda_2, ч^{-1}$	$K_{И}$	$\lambda_1, ч^{-1}$	$\lambda_2, ч^{-1}$	$K_{И}$	$\lambda_1, ч^{-1}$	$\lambda_2, ч^{-1}$	$K_{И}$
Микросхемы по ТУ	$3,0 \cdot 10^{-7}$	$4,2 \cdot 10^{-7}$	0,72	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$3,8 \cdot 10^{-7}$	0,82	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$4,7 \cdot 10^{-7}$	0,66
Микросхемы без ТУ	$4,4 \cdot 10^{-7}$	$8,6 \cdot 10^{-7}$	0,52	$4,5 \cdot 10^{-7}$	$7,3 \cdot 10^{-7}$	0,62	$4,5 \cdot 10^{-7}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	0,28
Транзисторы по ТУ	$2,0 \cdot 10^{-7}$	$4,9 \cdot 10^{-7}$	0,41	$2,2 \cdot 10^{-7}$	$2,9 \cdot 10^{-7}$	0,74	$2,1 \cdot 10^{-7}$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	0,67
Транзисторы без ТУ	$5,3 \cdot 10^{-8}$	$6,7 \cdot 10^{-7}$	0,08	$6,1 \cdot 10^{-8}$	$2,1 \cdot 10^{-7}$	0,29	$6,1 \cdot 10^{-8}$	$8,5 \cdot 10^{-7}$	0,07
Диоды по ТУ	$3,2 \cdot 10^{-7}$	$4,3 \cdot 10^{-7}$	0,74	$3,2 \cdot 10^{-7}$	$4,1 \cdot 10^{-7}$	0,78	$3,2 \cdot 10^{-7}$	$3,6 \cdot 10^{-7}$	0,88
Диоды без ТУ	$4,6 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-7}$	0,13	$4,8 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-7}$	0,14	$4,6 \cdot 10^{-8}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	0,03
Оптроны по ТУ	$2,4 \cdot 10^{-7}$	$5,6 \cdot 10^{-7}$	0,42	$2,6 \cdot 10^{-7}$	$4,1 \cdot 10^{-7}$	0,63	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$8,2 \cdot 10^{-7}$	0,38
Оптроны без ТУ	$8,2 \cdot 10^{-7}$	$9,0 \cdot 10^{-7}$	0,91	$8,2 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-6}$	0,61	$8,2 \cdot 10^{-7}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$	0,66
Конденсаторы по ТУ	$1,1 \cdot 10^{-7}$	$1,2 \cdot 10^{-7}$	0,89	$1,1 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-7}$	0,80	$1,1 \cdot 10^{-7}$	$2,4 \cdot 10^{-7}$	0,46
Конденсаторы без ТУ	$1,9 \cdot 10^{-8}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$	0,18	$2,1 \cdot 10^{-8}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$	0,18	$2,0 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-7}$	0,06
Резисторы по ТУ	$2,6 \cdot 10^{-8}$	$3,6 \cdot 10^{-8}$	0,72	$2,7 \cdot 10^{-8}$	$3,2 \cdot 10^{-8}$	0,84	$2,6 \cdot 10^{-8}$	$2,9 \cdot 10^{-8}$	0,90
Резисторы без ТУ	$1,4 \cdot 10^{-8}$	$6,2 \cdot 10^{-8}$	0,22	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$3,0 \cdot 10^{-8}$	0,49	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$2,2 \cdot 10^{-8}$	0,66
Индуктивности по ТУ	$4,9 \cdot 10^{-8}$	$4,4 \cdot 10^{-7}$	0,11	$7,6 \cdot 10^{-8}$	$7,6 \cdot 10^{-8}$	1,00	$5,4 \cdot 10^{-8}$	$8,9 \cdot 10^{-8}$	0,60
Индуктивности без ТУ	$1,8 \cdot 10^{-8}$	$2,8 \cdot 10^{-7}$	0,06	$2,6 \cdot 10^{-8}$	$1,9 \cdot 10^{-7}$	0,14	$2,4 \cdot 10^{-8}$	$1,3 \cdot 10^{-7}$	0,19
Соединители по ТУ	$2,1 \cdot 10^{-8}$	$6,3 \cdot 10^{-8}$	0,33	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$	0,14	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$2,7 \cdot 10^{-7}$	0,08
Соединители без ТУ	$4,2 \cdot 10^{-8}$	$2,3 \cdot 10^{-7}$	0,19	$4,1 \cdot 10^{-8}$	$4,7 \cdot 10^{-8}$	0,87	$4,9 \cdot 10^{-8}$	$2,7 \cdot 10^{-7}$	0,18
Фильтры по ТУ	$4,6 \cdot 10^{-7}$	$7,7 \cdot 10^{-7}$	0,59	$5,0 \cdot 10^{-7}$	$6,0 \cdot 10^{-7}$	0,84	$4,8 \cdot 10^{-7}$	$5,0 \cdot 10^{-7}$	0,97
Фильтры без ТУ	$1,5 \cdot 10^{-7}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$	0,95	$2,1 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-7}$	0,76	$1,7 \cdot 10^{-7}$	$6,2 \cdot 10^{-7}$	0,27

денных в справочниках по надежности ЭКБ. Использование данного подхода представляет научную новизну статьи. Коэффициент влияния ВК и ДИ на показатели надежности можно оценить отношением:

$$K_{И} = \frac{\pi_{q1}}{\pi_{q2}} \quad \text{или} \quad K_{И} = \frac{K_{пр.1}}{K_{пр.2}}, \quad (4)$$

где π_{q1} , $K_{пр.1}$ — значение коэффициента для более высокого уровня качества;

π_{q2} , $K_{пр.2}$ — значение коэффициента для более низкого уровня качества.

Рассмотрим порядок вычисления коэффициента $K_{И}$ на примере интегральных микросхем (ИМС) для коэффициентов уровней качества «В-1» и «Commercial». В справочнике MIL-HDBK-217F [4] указано, что с помощью определенного объема испы-

таний уровень качества ИМС можно повысить от «Commercial» до «В-1». При соответствии ИМС уровню качества «В-1» (с ВК и ДИ) $\pi_{q1} = 2$; для уровня качества «Commercial» (без ВК и ДИ) $\pi_{q2} = 10$. Тогда коэффициент влияния ВК и ДИ на показатели надежности для ИМС, вычисленный по (4), равен $K_{И} = 0,2$.

В табл. 3 рассчитаны коэффициенты $K_{И}$ по двум соседним уровням качества, по которым можно судить о вкладе ВК и ДИ в повышение показателей надежности партий ЭКБ.

Анализируя данные, приведенные в табл. 3, можно получить усредненный по группам коэффициент влияния ВК и ДИ на показатели надежности партий ЭКБ на основе справочников, равный 0,34 ($K_{И} = 0,34$).

Таблица 3. Значения коэффициентов влияния ВК и ДИ на показатели надежности партий ЭКБ, рассчитанных по соседним уровням качества

Класс ЭРИ	Оценка $K_{И}$ для ЭКБ, определенная по справочнику								
	Надежность ЭРИ [1]			Надежность ЭРИ ИП [2]			MIL-HDBK-217F [6]		
	$K_{пр.1}$	$K_{пр.2}$	$K_{И}$	$K_{пр.1}$	$K_{пр.2}$	$K_{И}$	π_{q1}	π_{q2}	$K_{И}$
Микросхемы	0,30	1	0,30	2	10	0,20	2	10	0,20
Транзисторы	0,32	1	0,32	5	25	0,20	2,4	5,5	0,44
Диоды	0,35	1	0,35	2,4	5,5	0,44	2,4	5,5	0,44
Оптроны	0,60	1	0,60	2,4	5,5	0,44	2,4	5,5	0,44
Конденсаторы	0,30	1	0,30	3	10	0,30	3	10	0,30
Резисторы	0,37	1	0,37	3	10	0,30	1	3	0,33
Индуктивности	0,20	1	0,20	1	3	0,33	4	20	0,20
Соединители	0,50	1	0,50	1	2	0,50	2	20	0,1

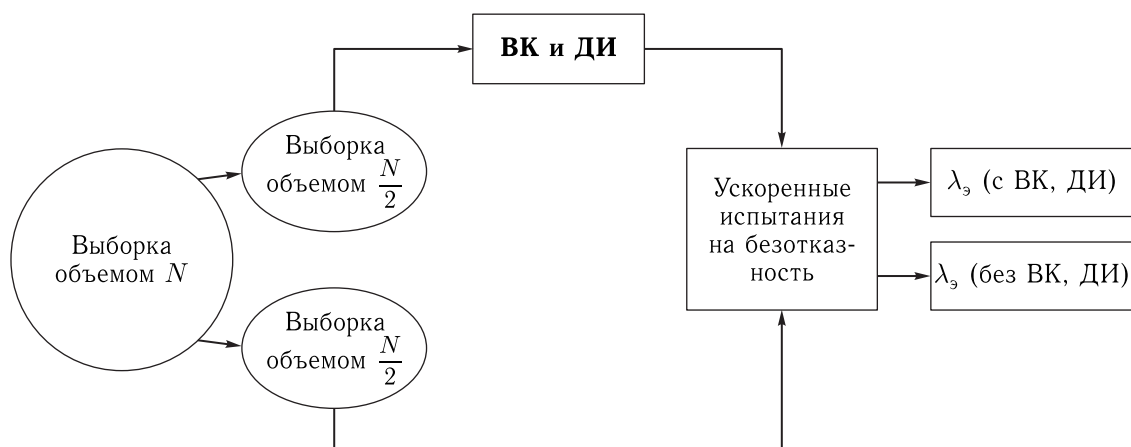


Рисунок. Эмпирический подход определения коэффициентов ВК и ДИ

Метод 3

В связи с тем, что коэффициенты, полученные разными способами, сильно различаются, требуется их экспериментальное подтверждение. Для этого, как было предложено в [7], рассматривается получение количественных оценок значений коэффициентов влияния ВК и ДИ на показатели надежности партий ЭКБ на основе экспериментальных значений эксплуатационной интенсивности отказов, определенных по результатам испытаний. Схема данного подхода представлена на рисунке. Оценка эксплуатационной интенсивности отказов проводится с помощью ускоренных испытаний групп ЭКБ, прошедших и не прошедших ВК и ДИ, с последующим

анализом результатов и получением коэффициентов влияния испытаний на показатели надежности партий ЭКБ.

Для предложенного подхода была проведена оценка минимально необходимых объемов выборки и длительности испытаний для различных классов ЭРИ. Результаты представлены в табл. 4.

Анализируя данные, приведенные в табл. 4, видим, что эмпирическую оценку коэффициентов влияния ВК и ДИ на показатели надежности достаточно сложно провести силами испытательного центра, поэтому ее целесообразно осуществлять силами отрасли микроэлектроники с помощью сбора информации об отказах на предприятиях отрасли.

Таблица 4. Результаты оценки необходимого объема выборки и длительности испытаний

Класс ЭРИ	Оценка объема испытаний для ЭКБ, изготавливаемой									
	по ТУ					без ТУ				
	K_y	$T_{САС}, ч$	$\lambda, ч^{-1}$	$N, шт.$	$T_{исп}, ч$	K_y	$T_{САС}, ч$	$\lambda, ч^{-1}$	$N, шт.$	$T_{исп}, ч$
Микросхемы	47,6	100 000	$2 \cdot 10^{-8}$	2338	2103	50,2	100 000	$3 \cdot 10^{-8}$	1536	1992
Транзисторы	13,9	100 000	$3 \cdot 10^{-8}$	1440	7215	10,4	100 000	$2 \cdot 10^{-7}$	224	9629
Диоды	9,3	100 000	$5 \cdot 10^{-8}$	940	10 786	5,9	100 000	$1 \cdot 10^{-8}$	4606	17 023
Оптроны	8,9	100 000	$1 \cdot 10^{-7}$	356	11 197	2,4	100 000	$8 \cdot 10^{-7}$	62	41 556
Конденсаторы	17	100 000	$1 \cdot 10^{-7}$	384	5890	33,6	100 000	$6 \cdot 10^{-9}$	7196	2977
Резисторы	5,4	100 000	$7 \cdot 10^{-8}$	650	18 464	5,9	100 000	$2 \cdot 10^{-8}$	2076	16 959
Индуктивности	19,4	100 000	$4 \cdot 10^{-9}$	11 514	5163	2,2	100 000	$3 \cdot 10^{-8}$	1746	44 865
Соединители	68,1	100 000	$2 \cdot 10^{-8}$	3072	1469	1,8	100 000	$3 \cdot 10^{-8}$	1646	54 673

Примечание: K_y — коэффициент ускорения, оценен для типового представителя каждой группы ЭКБ; $T_{исп}$ — необходимое время испытаний, полученное для типовой наработки $T_{САС}$ и коэффициента ускорения K_y ($T_{исп} = T_{САС}/K_y$); N — объем выборки при испытаниях, делится пополам (группы с ВК, ДИ и без ВК, ДИ). Значение N получено из формулы (1) для определения значений λ величин, близких к справочным [1, 2], при условии нуля отказов ($r = 0$) в группе с ВК, ДИ, $P_{дов} = 90\%$.

Заключение

Выполненный в статье анализ показал, что проведение ВК и ДИ позволяет в среднем снизить оценку эксплуатационной интенсивности отказов ЭКБ на 50–66% (что соответствует значениям $K_{И}$ в 0,5 и 0,34). Таким образом, на стадиях разработки, модернизации или производства изделий РКТ целесообразно при расчете их оценки надежности использовать усредненное значение $K_{И}$, равное 0,42. Данное значение следует подтвердить путем сбора, обработки и анализа информации по отказам ЭКБ на предприятиях ракетно-космической отрасли, после чего предлагается включить $K_{И}$ в справочники по надежности ЭКБ [1, 2].

Список литературы

1. Надежность электрорадиоизделий: Справочник / Научный руководитель С. Ф. Прытков. М.: ФГУ 22 ЦНИИ МО РФ, 2004. 620 с.
2. Надежность ЭРИ ИП: Справочник / Научный руководитель С. Ф. Прытков. М.: ФГУ 22 ЦНИИ МО РФ, 2006. 52 с.
3. Федосов В. В., Патраев В. Е. Повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов при применении электрорадиоизделий, прошедших дополнительные отбраковочные испытания в специализированных испытательных технических центрах // Авиакосмическое приборостроение, 2006, № 10. С. 50–56.
4. Федосов В. В., Патраев В. Е. Оценка влияния разрушающего физического анализа на характеристики безотказности изделий микроэлектроники, устанавливаемых в бортовую аппаратуру космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение, 2008, № 1. С. 37–40.
5. РД 134-0165-2009. Нормативный документ по стандартизации РКТ. Требования, объем и порядок проведения дополнительных испытаний электрорадиоизделий для комплектования автоматических космических аппаратов длительного функционирования. СПб.: Электронстандарт, 2009. 199 с.
6. MIL-HDBK-217F. Military handbook. Reliability prediction of electronic equipment. Washington DC, 1991. 205 с.
7. Кулибаба А. Я., Сашов А. А., Суконкин М. К., Штукарёв А. Ю. Анализ влияния входного контроля и дополнительных испытаний на надежность партий электронной компонентной базы // Материалы XXIII Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева. Красноярск: ФГБОУ ВО «СибГУ им. М. Ф. Решетнева», 2019. С. 352–354.

Активная компенсация магнитной погрешности волоконно-оптических гироскопов на основе магниторезистивных чувствительных элементов

А. Б. Грабов, *ntc2@npoit.ru*

АО «НПО измерительной техники», г. Королев, Московская область, Российская Федерация

Е. В. Ковалева, *ntc2@npoit.ru*

АО «НПО измерительной техники», г. Королев, Московская область, Российская Федерация

В. И. Суханов, *npoit@npoit.ru*

АО «НПО измерительной техники», г. Королев, Московская область, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены вопросы разработки активных систем компенсации магнитной погрешности для волоконно-оптических гироскопов. На основе линейной модели магнитной погрешности, возникающей за счет магнитооптических эффектов Фарадея и Керра в сердцевине волокна, предложена схема реализации активной системы компенсации.

Приведены результаты экспериментальной отработки воздействия внешнего поля на волоконный гироскоп для определения требований к разрешающей способности магнитометрического датчика системы компенсации.

Авторами предложена конструкция трехкомпонентного датчика, построенного на основе анизотропного магниторезистивного чувствительного элемента. Датчик монтируется на плату электроники волоконного гироскопа методом «кристалл/на плате» и обеспечивает разрешение не хуже 0,22 мкТл. Приведены характеристики магниторезистивного чувствительного элемента.

Ключевые слова: волоконно-оптический гироскоп, магнитное поле, анизотропное магнитосопротивление

Active Magnetic Error Compensation for Fiber-Optical Gyroscopes Based on Magnetoresistive Sensors

A. B. Grabov, *npoit@npoit.ru*

*Joint Stock Company "Scientific, Research & Production Corporation of Measuring Equipment",
Korolev, Moscow Region, Russian Federation*

E. V. Kovaleva, *ntc2@npoit.ru*

*Joint Stock Company "Scientific, Research & Production Corporation of Measuring Equipment",
Korolev, Moscow Region, Russian Federation*

V. I. Sukhanov, *npoit@npoit.ru*

*Joint Stock Company "Scientific, Research & Production Corporation of Measuring Equipment",
Korolev, Moscow Region, Russian Federation*

Abstract. Design of active systems for compensating the magnetic error for fiber-optic gyroscopes is considered. A solution for implementing an active compensation system is proposed on the basis of a linear model of the magnetic error arising due to the magneto-optical Faraday and Kerr effects in the fiber core.

The results of experimental testing of the effect of an external field on the fiber gyroscope to determine the requirements for the resolution of the magnetometric sensor of the compensation system are presented.

The authors have proposed a design of a three-component sensor based on an anisotropic magnetoresistive sensor. The sensor is mounted on the board of the fiber gyroscope electronics by the crystal on circuit method and provides a resolution not worse than 0.22 μ T. The characteristics of the magnetoresistive sensitive element are presented.

Keywords: fiber optic gyroscope, magnetic field, anisotropic magnetoresistance

Введение

Датчики угловой скорости на основе волоконно-оптических гироскопов (ВОГ) являются важным компонентом современных малогабаритных бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС) космических аппаратов (КА). В волоконно-оптических гироскопах отсутствуют движущиеся части, принцип их работы основан на эффекте Саньяка в волоконно-оптическом контуре (ВОК), поэтому такие гироскопы относят к изделиям твердотельной фотоники.

Современные массово выпускаемые в России ВОГ, как правило, относятся к среднему и тактическому классу точности (диапазон дрейфа $\Delta \sim 0,1-1,0$ °/ч) [1]. В настоящее время в России ведется разработка ВОГ точностью до $0,01$ °/ч. Зарубежные аналоги ВОГ достигают значений дрейфа нулевого сигнала менее $0,001$ °/ч (фирмы Haggis Space & Navigation, Honeywell Inc).

Точность ВОГ в значительной мере определяется наличием невзаимных эффектов в нем [2]. Невзаимность в оптическом волокне возникает вследствие ряда физических эффектов (термооптический эффект Шюппе, магнитооптический эффект и т. п.). В частности, магнитооптические эффекты Фарадея и Керра поворачивают плоскость поляризации излучения, проходящего через контур, что создает паразитную чувствительность ВОГ к внешнему магнитному полю, выражающуюся в магнитооптическом сдвиге нуля. Поскольку КА, на которые устанавливаются БИНС на основе ВОГ, не выходят за границы магнитосферы Земли, то внешнее магнитное поле неизбежно будет источником существенной дополнительной погрешности для выходного сигнала ВОГ. Кроме этого, в условиях космического полета возникают постоянные и переменные магнитные поля иного происхождения, например, вследствие воздействия электрических токов в цепях бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и систем энергоснабжения КА, движущихся магнитных масс в узлах и компонентах КА, плазменных струй двигательных установок. В этих случаях величина магнитной погрешности становится неопределенной, и для повышения точности ВОГ требуется разработать специальные методы защиты ВОК от магнитных полей.

Такая защита может быть как пассивной, например, путем помещения ВОГ в магнитоэкранирующий бокс [3], так и активной — при помощи специальных электронных активных схем компенсации магнитной погрешности (АСКМ) [4]. Хотя пассивная защита ВОГ, в отличие от АСКМ, не требует дополнительного энергопотребления, она существенно увеличивает массу и габариты БИНСов, т. к. магнитоэкранирующий бокс изготавливается, как правило, из относительно толстого листа пермаллоя и должен быть как минимум трехслойным. Кроме этого, существует опасность возникновения неконтролируемых наведенных полей в материале бокса, поскольку невозможно контролировать реальную магнитную обстановку в области ВОК. Поэтому для высокоточного ВОГ для БИНС КА активная компенсация предпочтительнее, чем экранирование.

Модель погрешности ВОГ, обусловленной воздействием магнитного поля

В работе [2] была предложена общая модель погрешностей ВОГ при наличии магнитного поля с напряженностью $\overline{H}_M \{ \overline{H}_X, \overline{H}_Y, \overline{H}_Z \}$:

$$\begin{aligned} \Delta\omega(H_M) &= \\ &= \omega_\beta + \omega_x(H_X) \frac{H_X}{H_E} + \omega_y(H_Y) \frac{H_Y}{H_E} + \omega_z(H_Z) \frac{H_Z}{H_E}, \end{aligned} \quad (1)$$

где ω_β — составляющая скорости дрейфа, не зависящая от магнитного поля;

H_X, H_Y, H_Z — проекции вектора напряженности магнитного поля h_m на оси OX, OY и OZ прибора;

$H_E = 100$ мкТл — нормирующий множитель, близкий к значению напряженности магнитного поля Земли;

$\omega_x, \omega_y, \omega_z$ — коэффициенты влияния магнитного поля на скорость дрейфа ВОГ (удельная составляющая скорости дрейфа).

Величина $\omega_{x,y,z}$ по большей части связана с фундаментальными магнитооптическими эффектами — эффектом Фарадея и эффектом Керра — и имеет две основные составляющие [5]:

– фарадеевскую невязанность, обусловленную продольной скруткой волокна и действующую в плоскости катушки ВОГ;

– нефарадеевскую магнитно-индуцированную невязанность, действующую перпендикулярно плоскости катушки ВОГ.

Для первого случая величина погрешности ВОГ $\omega_{x,y,z}$ пропорциональна напряженности магнитного поля H и магнитооптическому коэффициенту φ_{\perp} , и имеет вид:

$$\omega_{x,y,z}(H_{x,y,z}) = \frac{\varphi_{\perp} H_{x,y,z}}{T_{\text{ВОГ}}}, \quad (2)$$

где $T_{\text{ВОГ}}$ – постоянная прибора.

Магнитооптический коэффициент φ_{\perp} для монохроматического излучения также зависит от напряженности магнитного поля $H_{X,Y,Z}$ и длины оптического пути l :

$$\varphi_{\perp} = v H_{x,y,z} l, \quad (3)$$

где v – постоянная Верде, константа материала сердцевинки волокна, в общем случае определяемая из известного соотношения (например, [5] и [6]):

$$v = \frac{2\pi N_e q^3}{nm^2 c^2} \frac{\omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}. \quad (4)$$

Здесь N_e – концентрация электронов, q – заряд электронов, n – двулучепреломление сердцевинки, m – масса электрона, c – скорость света, $\omega \ll \omega_0$ – электронная полоса поглощения материала сердцевинки, выраженная через круговую частоту.

Учитывая, что для ВОГ $l = 2\pi r N_T$, где r – радиус ВОК, N_T – число витков, формулу (1) можно переписать в следующем виде:

$$\Delta\omega(H_M) = \omega_{\beta} + \frac{2\pi}{T_{\text{ВОГ}}} \frac{\nu r N_T}{H_E} (H_x^3 + H_y^3 + H_z^3). \quad (5)$$

Оценка параметров магнитооптического сдвига нуля ВОГ

Ранее была проведена экспериментальная оценка магнитооптического сдвига нуля ВОГ, применяемого в БИНС КА «Фобос-Грунт» [7]. В данном ВОГ

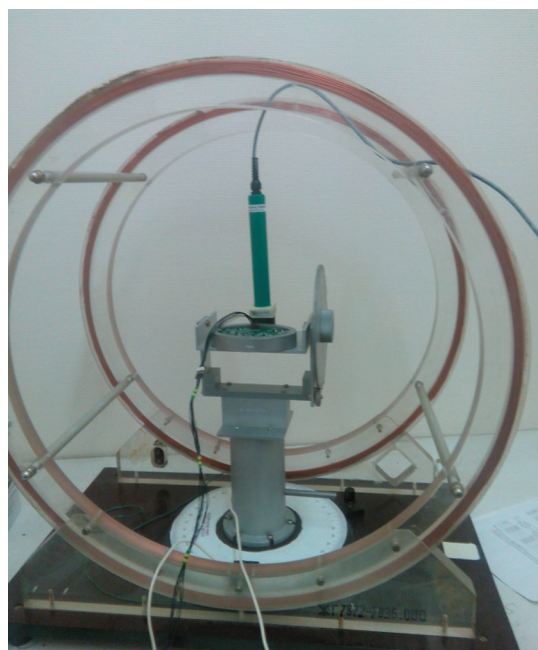


Рис. 1. Установка ВОГ на платформе поворотного столика стенда компенсации геомагнитного поля

используется ВОК, длина волокна которого составляет 500 м.

Дрейф нуля может быть оценен экспериментально путем моделирования изменения внешнего магнитного поля на стенде с активной компенсацией геомагнитного поля (рис. 1). Стенд содержит:

- две катушки Гельмгольца \varnothing 680 мм, расстояние между катушками $l = 300$ мм, внутри которых устанавливается немагнитный поворотный столик на колонне, обеспечивающей вращение на 360° вокруг осей X, Y, Z с разрешением $\pm 0,2^\circ$;

- прецизионный источник тока типа PWS4205 с минимальным разрешением $\pm 0,1$ мА;

- феррозондовый магнитометр типа НВ.0204.62А с разрешением $\pm 0,1$ мкТл в диапазоне $\pm 200,0$ мкТл и выходом на ПК (рис. 2).

В ходе работы ВОГ устанавливался на платформу стенда активной компенсации в непосредственной близости от чувствительного элемента магнитометра НВ.0204.62А. Плоскость катушки ВОГ ориентировалась осью чувствительности (перпендикулярно) в направлении «север–юг». Прецизионный источник управлял током в цепи катушек Гельмгольца. По показаниям магнитометра внешнее поле было скомпенсировано полем катушек

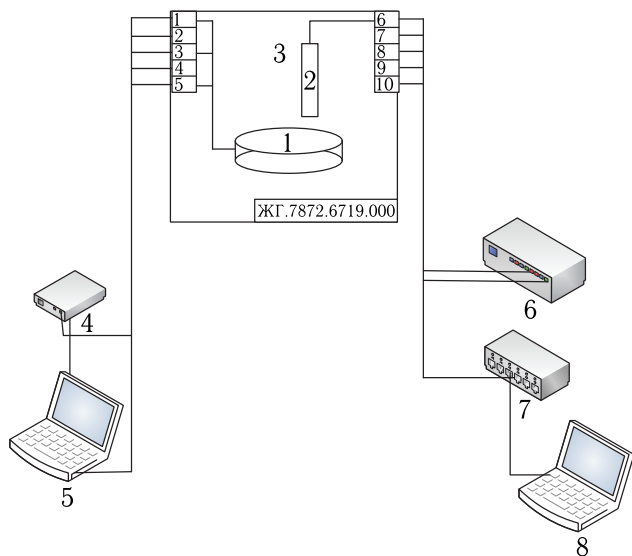


Рис. 2. Блок-схема экспериментального стенда для измерения магнитооптического сдвига нуля ВОГ: 1 — ВОГ; 2 — магнитометр; 3 — стенд компенсации магнитного поля; 4 — КПА для снятия данных с ВОГ; 5 — ПК-1; 6 — прецизионный источник тока; 7 — контроллер магнитометра; 8 — ПК-2

с точностью $\pm 0,05$ мкТл. Затем величина внешнего поля изменялась в диапазоне от -50 мкТл до $+50$ мкТл Э с шагом $0,5$ мкТл. Изменение выходного сигнала ВОГ фиксировалось с помощью ПК, подключенного с помощью КПА.

ВОГ в зафиксированном относительно поверхности Земли положении выдает сигнал, соответствующий угловой скорости вращения Земли ($\sim 15,04107$ °/ч). Величина отклонения при заданном магнитном поле характеризует магнитооптический дрейф.

Результат измерения $\Delta\omega(H_M)$ ВОГ при магнитооптическом сдвиге нуля приведен на рис. 3. Удельная составляющая скорости дрейфа ВОГ составляет $\omega_x = 0,02061$ °/ч/мкТл. В БИНС разработки АО «НПО ИТ» применяются четыре типа ВОГ с контурами длиной 200, 400, 500 и 700 м, изготовленных из оптического волокна с сохранением поляризации (PM-волокно) типа «эллипс» одного вида. То есть материал сердцевины имеет близкий химический состав и постоянная v изменяется в пренебрежимо малых пределах. Отсюда получим $0,008 < \omega_x < 0,028$ °/час/мкТл.

При подъеме КА от поверхности Земли до геостационарной орбиты (ГСО) величина напряженно-

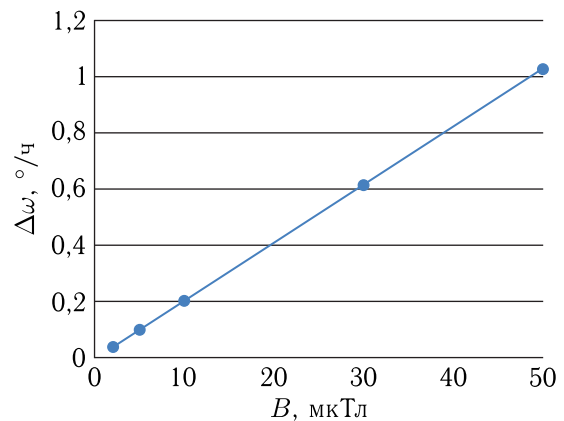


Рис. 3. Изменение дрейфа нуля в зависимости от напряженности магнитного поля

сти геомагнитного поля B_h убывает обратно пропорционально кубу высоты:

$$B_h = B_0 \frac{1}{(R_E + h)^3}, \quad (6)$$

где B_0 — напряженность магнитного поля на уровне моря, R_E — радиус Земли, h — высота орбиты.

Из уравнения (6) получим, что для ГСО ($h = 36\,000$ км) $B_h = 2,2$ мкТл. Эта величина напряженности дает значение $\Delta\omega(H_M)$ по каждой из осей не менее $0,04$ °/ч. То есть при заявленной точности ВОГ $0,1$ °/ч магнитная компонента погрешности на ГСО составит более 40%. Исходя из полученного значения B_h разрешающая способность датчика магнитного поля должна быть не менее чем на порядок меньше измеряемого диапазона, то есть не хуже $S^* \sim 0,22$ мкТл.

Блок-схема АСКМ для ВОГ

Блок-схема АСКМ для ВОГ по составу и принципу работы в основных чертах будет воспроизводить описанную в предыдущем разделе схему измерительной установки. АСКМ должна содержать: трехкомпонентный датчик магнитного поля, электронную схему управления, обрабатывающую сигнал с датчика и управляющую компенсирующими устройствами, а также собственно компенсаторы (рис. 4).

В работе [4] предлагалось в качестве датчика магнитного поля использовать искательные катушки или феррозонды, а в качестве компенсаторов — либо три пары катушек Гельмгольца

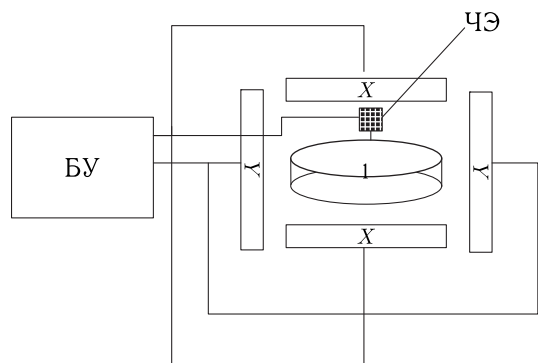


Рис. 4. Блок-схема активной системы компенсации магнитной погрешности

(X, Y, Z), либо электрооптические ячейки, включенные в оптическую схему ВОГ и поворачивающие плоскость поляризации в противоположную сторону. Первым бросающимся в глаза недостатком этого технического решения является использование искательной катушки. Как показано в разделе «Оценка параметров магнитооптического сдвига нуля ВОГ», величина эффекта Фарадея пропорциональна напряженности поля H_M , а в катушке выходным сигналом является ЭДС индукции, пропорциональная ее изменению ΔH_M . Другими словами, постоянное или достаточно медленно изменяющееся переменное поле даже значительной абсолютной напряженности не вызовет отклика измерительной катушки. Для измерения поля необходимы векторные трехкомпонентные датчики поля, например феррозондовые. Но стандартные для РЭА КА феррозондовые датчики магнитного поля по своим габаритным параметрам и энергопотреблению сравнимы с самими ВОГ.

Таким образом, можно сделать вывод, что для АСКМ ВОГ требуется миниатюрный трехкомпонентный датчик магнитного поля, способный измерять постоянное и переменное магнитное поле в диапазоне ± 100 мкТл с разрешением не хуже $\pm 0,2$ мкТл [8].

Магниторезистивный чувствительный элемент для АСКМ

Хорошим альтернативным решением может быть применение чувствительных элементов (ЧЭ), основанных на анизотропном магниторезистивном

эффекте (АМР). АМР ЧЭ изготавливаются по микроэлектронной технологии, они миниатюрны (стандартный корпус интегральной микросхемы) и имеют низкое энергопотребление ($\leq 10^{-2}$ Вт). АМР-эффект в мягком ферромагнетике имеет теоретический предел обнаружения 10^{-12} Тл [9].

В АО «НПО ИТ» ранее были разработаны трехкомпонентные АМР ЧЭ магнитного поля ПП-104, а также бортовые магнитометры МРД-09 на их основе [10]. Однако габариты ПП-104 не позволяют напрямую использовать их в АСКМ для БИНС. Поэтому авторы пришли к выводу, что задача активной компенсации погрешности ВОГ может быть решена путем разработки нового специализированного типа трехкомпонентного АМР ЧЭ. ЧЭ для АСКМ может быть создан на базе основных конструктивных и технологических решений, использованных ранее в однокомпонентных ЧЭ МРЧЭ-237 и ММКК-247 [11]. В этом во вновь разрабатываемом ЧЭ необходимо оптимизировать габариты, порог чувствительности и разрешающую способность на диапазон магнитного поля, характерный для магнитных помех в ВОГ.

Оптимизированный ЧЭ для АСКМ ВОГ и БИНС получил наименование УЭМР. УЭМР представляет собой планарный кристалл АМР ЧЭ, сформированный на сапфировой подложке и покрытый защитным слоем стеклокэмали [12]. УЭМР имеет площадь кристалла $4,2 \times 3,6$ мм. Как приведено в [10], «четыре полосковых магниторезистора R_1, R_2, R_3, R_4 сформированы из пленки ферромагнитного сплава $Ni_{0,76}Fe_{0,18}Co_{0,06}$ толщиной 25 нм. Резисторы R_1, R_2, R_3, R_4 расположены под углом 45° друг к другу и к оси максимальной чувствительности и соединены в мостовую измерительную схему. Также на кристалле в верхних слоях расположены, проводник перематничивания $R_{пп1}$ и проводник управления $R_{пу1}$. Наличие проводника управления $R_{пу}$ в составе элемента магниторезистивного позволяет изменять значение начального сигнала мостовой измерительной схемы (балансировка нуля) путем подачи в проводник управления постоянного тока». С целью улучшения технологичности кристалла и обеспечения удобства автоматизированной сборки контактные площадки выведены на периферию кристалла.

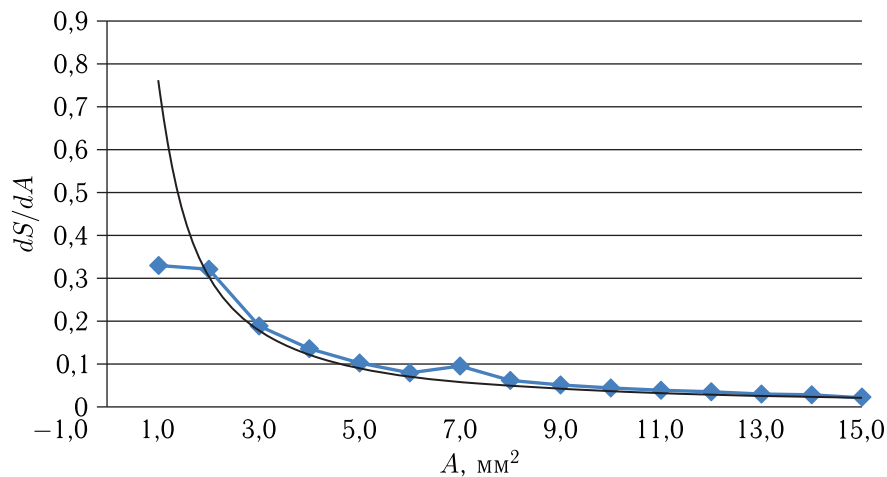


Рис. 5. Зависимость изменения чувствительности dS от эффективной площади магниторезистора

Оптимизация геометрической формы полосковых магниторезисторов $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ проводилась исходя из заданной требуемой чувствительности $S^* = 0,22$ мкТл АМР ЧЭ. Параметры магниторезисторов, требуемые для АСКМ ВОГ, определялись из соотношения [9, с. 116]:

$$L(m) = \frac{SH_x}{U_{out}} = \frac{2JH_b\Delta\rho H_x}{U_{out} \left(H_k + M\frac{t}{w}\right)^2}, \quad (7)$$

где $L(m)$ — суммарная длина магниторезистора, мкм,

J — плотность тока, А/м,

U_{out} — выходной сигнал, В,

$H_b = 0,7H_k$ — поле смещения, мТл,

H_k — поле перемagnичивания (параметр материала, для $Ni_{0,76}Fe_{0,18}Co_{0,06}$ $1,2 < H_k < 1,6$ мТл),

M — намагниченность насыщения, мТл,

T — толщина пленки, Å,

w — ширина полоски, мкм.

Возможные решения для уравнения (7) методом подбора, исходя из типичных параметров H_k , H_b и M для $Ni_{0,76}Fe_{0,18}Co_{0,06}$, приведены в таблице.

Следует обратить внимание на соотношение S/L . В общем случае S^* должна расти с ростом площади A . Но в реальности прирост чувствительности dS уменьшается с увеличением площади асимптотически, как показано на рис. 5.

Поэтому при выборе топологического решения целесообразно принять компромиссное значение S

до выхода кривой dS/dA на плато. При этом желательно соблюсти условие, чтобы увеличение A не вызвало рост общей площади кристалла. По результатам проведенной оптимизации топологии был изготовлен комплект фотошаблонов и лабораторные образцы АМР ЧЭ УЭМР. Топологическое решение кристалла УЭМР представлено на рис. 6, размер кристалла УЭМР $3,6 \times 4,5$ мм. Расчетная величина минимального обнаружимого поля H_x составляет $0,2$ мкТл, чувствительность $S^* = 12,0$ мВ/мТл В.

По разработанной топологии на сапфировых подложках были изготовлены две пластины диаметром 76 мм, а которых размещались по 230 кристаллов магниторезистивных датчиков УЭМР. Кри-

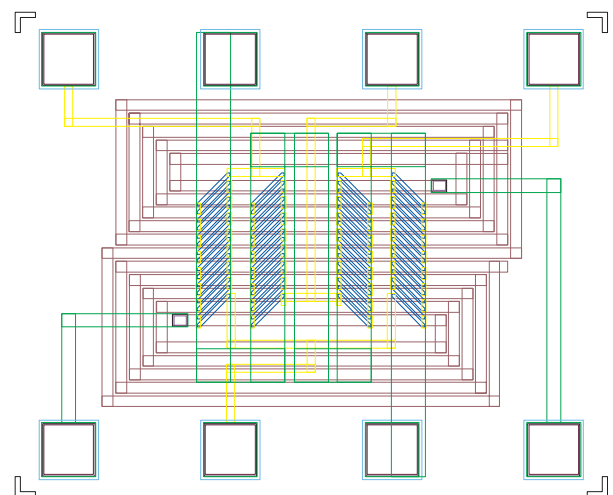


Рис. 6. Топология магниторезистивного чувствительного элемента УЭМР

Т а б л и ц а. Расчетные параметры магниторезисторов

$t, \text{ \AA}$	$a, \text{ мкм}$	$A, \text{ мм}^2$	$J, \text{ мА}$	$w, \text{ мкм}$	$t/w \cdot 10^2$	$S, \text{ мВ/мТл} \cdot \text{ В}$	$L, \text{ мкм}$	$R_b, \text{ Ом}$
250	8	0,500	6,4	11,3	2,21	0,26	1976,2	1397,4
	12	1,000	5,9	17,0	1,47	0,42	3253,0	1533,5
	15	2,000	4,2	21,2	1,17	0,74	5743,8	2166,1
	20	3,000	4,4	28,3	8,83	0,93	7208,2	2038,8
	25	4,000	4,8	35,4	7,07	1,07	8261,3	1869,3
	30	5,000	5,3	42,4	5,89	1,17	9055,1	1707,4
	35	6,000	5,8	49,5	5,05	1,25	9674,8	1563,7

сталлы УЭМР монтировались на тестовые платы, как это показано на рис. 7, тестовые платы устанавливались в соответствующий разъем измерительного модуля ЖГ.7872-7064.

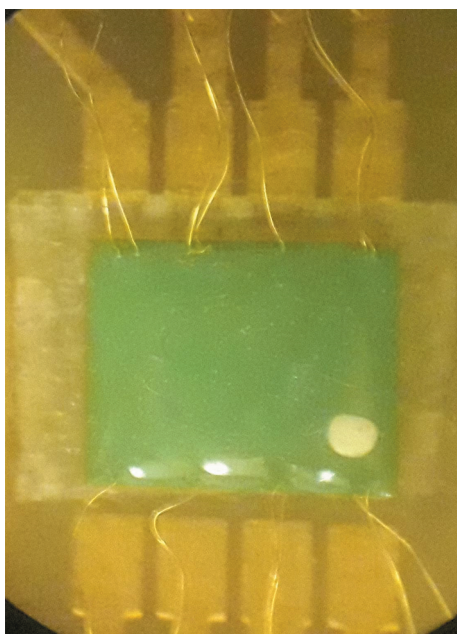


Рис. 7. УЭМР на тестовой плате

Измерительный модуль закреплялся на поворотной платформе стенда ЖГ.7872.6719.000, описанного в разделе «Блок-схема АСКМ для ВОГ». Измерительный модуль ЖГ.7872-7064 формировал в катушке $R_{\text{пт}}$ последовательность прямоугольных импульсов тока Set-Reset амплитудой 2А и длительностью 100 мс. В катушке стенда ЖГ.7872.6719.000 формировалось постоянное маг-

нитное поле, направленное вдоль оси чувствительности кристалла (рис. 8). Напряженность измерительного поля регулировалась в диапазонах от $\pm 0,05$ мТл до $\pm 0,70$ мТл с шагом 5 мкТл. Для всех кристаллов измерялись сопротивления проводников, токи утечки и величина чувствительности при $V_{\text{пит}} = 5$ В. Для всех исследуемых кристаллов были получены функции преобразования в диапазоне $\pm 0,2$ мТл при комнатной температуре. Функции преобразования имеют линейный вид, характеристическое значение чувствительности УЭМР составляет $S = 10,56 \pm 0,05$ мВ/В мТл. Функции преобразования кристаллов УЭМР приведены на рис. 9.

Определение области линейности производилось путем последовательного расширения диапазона изменения магнитного поля в измерительном соленоиде стенда в диапазонах от $\pm 0,5$ Гаусс до $\pm 7,0$ Гаусс с шагом 0,1 Гаусс. Для каждого измерения рассчитывались коэффициент чувствительности S и величина относительной ошибки измерения dU (%), характеризующей в данном случае точность измерения поля. Вид кривой распределения ошибок для разных диапазонов измерения магнитного поля показан на рис. 10. Зависимость величины ошибки от диапазона поля приведена на рис. 11.

Миниатюрный трехкомпонентный датчик на основе трех УЭМР может быть встроен непосредственно на плату блока электроники ВОГ. Встроен он может быть как минимум двумя способами:

– два кристалла УЭМР с осями чувствительности, развернутыми на 90° друг относительно друга, монтируются методом «кристалл-на-плате» с золотыми межсоединениями, а третий УЭМР

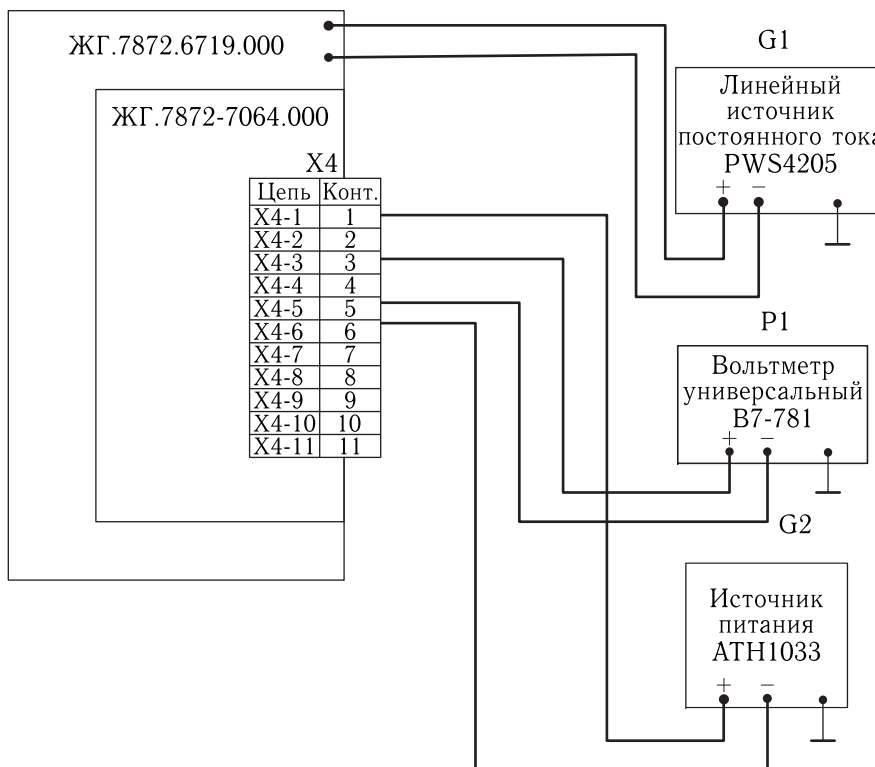


Рис. 8. Схема измерения функций преобразования и области линейности УЭМР

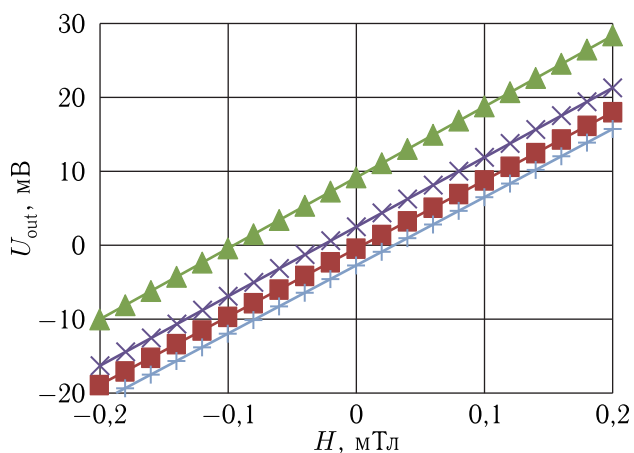


Рис. 9. Вид функций преобразования кристаллов магниторезистивных датчиков магнитного поля УЭМР в диапазоне $\pm 0,2$ мТл

также методом «кристалл-на-плате» устанавливается на дополнительную переходную плату размером 6×9 мм, которая в свою очередь вертикально устанавливается на основной плате блока электроники (рис. 12, а);

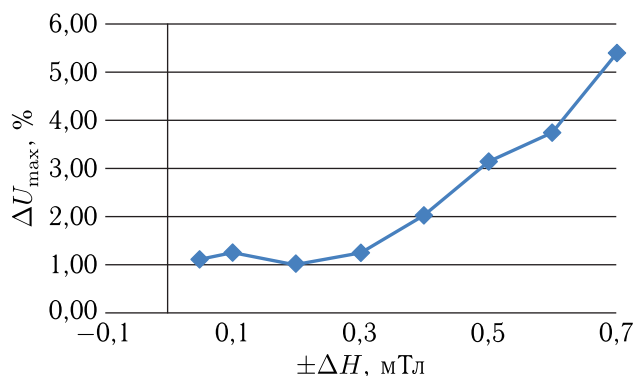


Рис. 10. Зависимость величины ошибки измерения от измеряемого диапазона магнитного поля для магниторезистивного датчика УЭМР

– все три УЭМР устанавливаются на переходные платы, причем у двух кристаллов ось чувствительности направлена вдоль длинной стороны платы, а у третьего — вдоль короткой. Переходные платы монтируются вертикально на основной плате, образуя в плане П-образную фигуру (рис. 12, б). При таком способе размещения 3 УЭМР занимают

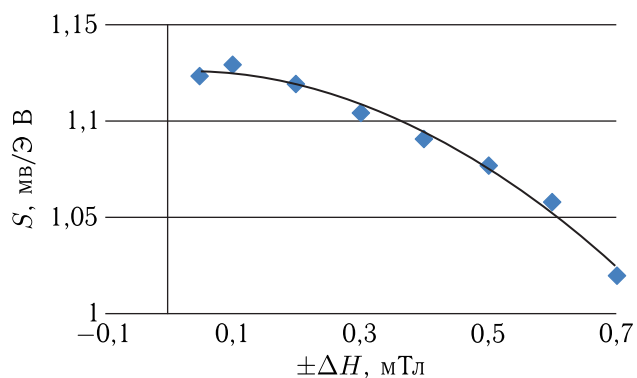


Рис. 11. Изменение чувствительности кристалла УЭМР при расширении диапазона измерения магнитного поля от ±0,05 мТл до ±0,7 мТл

на плате меньшую площадь, чем при размещении первым способом.

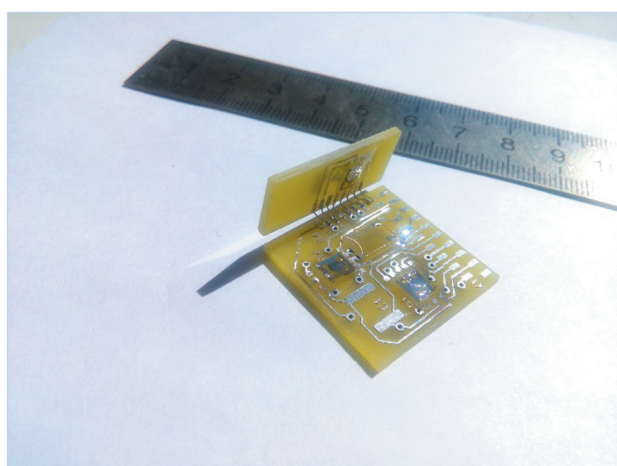
Таким образом обеспечивается трехкомпонентная чувствительность, направленная вдоль осей X, Y и Z при достаточно хорошей механической прочности конструкции сборки. Возможность монтажа трехкомпонентного АМР ЧЭ непосредственно на плату блока электроники ВОГ привела к разработке нового, алгоритмического способа компенсации магнитной погрешности. Данные измерений УЭМР напрямую вводятся в АЦП блока электроники ВОГ, и вычислительный модуль на основе эмпирической модели рассчитывает требуемую поправку и вносит ее в конечный результат.

Выводы

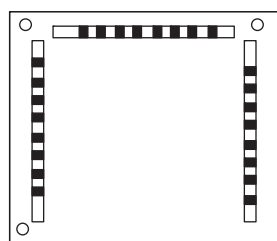
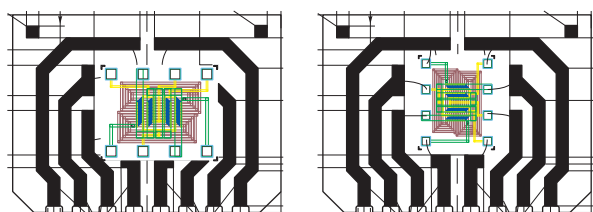
Доля магнитооптических эффектов может составлять до 40% от общей величины дрейфа ВОГ среднего класса точности. Экспериментальная обработка модели показала, что коэффициент влияния магнитного поля на дрейф для гироскопов среднего и тактического класса точности имеет величину $0,008 < \omega_x < 0,028$ °/ч/мкТл. Снизить влияние магнитооптических эффектов без увеличения массы прибора позволяет активная система компенсации магнитного поля. Для активной системы компенсации требуется трехкомпонентный датчик магнитного поля с разрешением не хуже 0,22 мкТл. Такой разрешающей способностью обладает анизотропный магниторезистивный чувствительный элемент с оптимизированной топологией УЭМР. УЭМР монтируется методом «кристалл-на-плате» непосредственно в блок электроники гироскопа и позволяет определить величину поправки на магнитную помеху.

Список литературы

1. Пестунов А.Н., Ковалева Е.В. Разработка канала измерения угловой скорости на основе цифрового волоконно-оптического гироскопа // Ракетно-космическое приборостроение, 2017, т. 4, вып. 1. С. 78–83.
2. Антонова М.В., Матвеев В.А. Модель погрешности волоконно-оптического гироскопа при воздействии тепловых и магнитных полей // Вестник



а



б

Рис. 12. Варианты изготовления трехкомпонентного датчика на основе УЭМР методом «кристалл-на-плате»

- МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение», 2014, № 3. С. 73–80.
3. Патент № US5, 896,199. High efficiency magnetic shield for a fiber optic gyroscope: Apr. 20, 1999 / John G. Mark, Daniel A. Tazartes, Amado Cordova, Agor H. Cherbetchian, Eric L. Goldner; патентообладатель "Litton Systems Inc.". 6 p.
 4. Патент № US7, 298,491. Magnetic compensators for fiber optic gyroscopes: Nov. 20, 2007 / Matthew A. Olson, Charles H. Lange; патентообладатель "Honeywell International Inc.". 12 p.
 5. *Urakseev M., Levina T., Filippov V., Daradkeh Y.I.* Mathematical Modeling of the Fiber-Optic Converter on the Magneto-Optical Faraday Effect // International Journal of Open Information Technologies, 2017, vol. 5, No. 9. P. 53–56.
 6. *Chen L., Zhao Y.X., Yang M.F. et al.* Cross-coupling drift between magnetic field and temperature in depolarized interferometric fiber optic gyroscope // OPTICS EXPRESS, 2019, vol. 27, No. 5. P. 6003–6011.
 7. *Михеева А.А., Грабов А.Б., Пестунов А.Н., Суханов В.И.* Исследование зависимости выходного сигнала волоконно-оптического гироскопа от напряженности магнитного поля // Отраслевая научно-техническая конференция «Информационно-управляющие и измерительные системы-2016». Королев, 2016. 135 с.
 8. Патент на полезную модель № 193692 Российской Федерации. Магнитный компенсатор для волоконно-оптического гироскопа / Грабов А.Б., Ковалева Е.В., Суханов В.И.; патентообладатель ОАО «НПО измерительной техники». 4 с.
 9. *Tumanski S.* Thin Film Magnetoresistive Sensors. IOP Publishing Ltd, 2001. 441 p.
 10. *Грабов А.Б., Бродин Е.В., Веселов А.В., Суханов В.И.* МРД-009 и МРД-010-магниторезистивные бортовые интеллектуальные магнитометры для КА // Авиакосмическое приборостроение, 2015, No 6. С. 14–21.
 11. *Суханов В.И., Грабов А.Б.* Тонкопленочные магниторезистивные датчики и измерительные преобразователи магнитной индукции // Информационно-технологический вестник, 2018, № 2 (16). С. 35–44.
 12. Патент № 2495514 Российской Федерации. Магниторезистивный датчик: № 2012118207: заявл. 03.05.2012; опубл. 10.10.2013 / Ажаева Л.А., Веселов А.В., Грабов А.Б., Касаткин С.И., Сергеева Л.В., Суханов В.И.; патентообладатель ОАО «НПО измерительной техники». 8 с.

Ушел из жизни Николай Семенович Данилин

31 августа 2020 года после непродолжительной болезни скончался член редакционной коллегии журнала, главный научный сотрудник экспертно-аналитического центра АО «Российские космические системы» Данилин Николай Семенович (20.11.1937–31.08.2020).

Генерал-майор, доктор технических наук, профессор, заслуженный испытатель космической техники, заслуженный инженер России, академик Российской и Международной инженерных академий, Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского, Академии проблем качества, заместитель председателя РНТОРЭС им. А. С. Попова, член правления Российского общества по неразрушающему контролю и технической диагностике (РОНКТД) Николай Семенович Данилин был одним из основоположников теории и методов неразрушающего контроля электронной компонентной базы. Такой контроль позволил обеспечить длительные сроки активного функционирования бортовой аппаратуры космических аппаратов и систем.

Николай Семенович был одним из ведущих разработчиков эксплуатационного обеспечения летно-конструкторских испытаний системы ГЛОНАСС, международных станций «Венера», «Марс» и ряда других систем.

Им подготовлено 35 кандидатов и 10 докторов технических наук. Он — автор более 250 научных трудов, в том числе 25 монографий и 3 учебников; лауреат премии Совета Министров СССР (1987 год). Награжден орденом «За службу Родине в ВС СССР» III степени (1984 год), а также многими медалями СССР и России.

С 1982 по 1992 гг. Николай Семенович был заместителем генерального директора РНИИ космического приборостроения (ныне АО «Российские космические системы»), затем возглавил научный центр сертификации элементов и оборудования.

Николай Семенович внес большой личный вклад в развитие ракетно-космической промышленности СССР и России. Он обладал уникальным опытом, который и сегодня помогает АО «Российские космические системы» поддерживать высокие стандарты производства.

Николай Семенович активно участвовал в общественной жизни, коллектив знал и будет долго помнить его как творческого и жизнерадостного человека.



*Редакционный совет и редакционная коллегия журнала
«Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы»*

Scientific and technical journal

ROCKET-SPACE DEVICE ENGINEERING AND INFORMATION SYSTEMS

Vol. 7. No. 3. 2020

Founder:
Joint Stock Company "Russian Space Systems"

Advisory Council

Chair:

Tyulin A.E., Dr. Sci. (Econ.), Cand. Sci. (Eng.), Corresponding Member of Russian Academy of Missile and Artillery Sciences, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Deputy Chairmen:

Erokhin G.A., Cand. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Romanov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician, International Academy of Astronautics, Moscow, Russian Federation

Nesterov E.A., Cand. Sci. (Econ.), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Members of the Advisory Council:

Artemyev V.Yu., Joint Stock Company "Scientific and Production Association of Measurement Equipment", Moscow, Russian Federation

Akhmedov D.Sh., Dr. Sci. (Eng.), Corresponding Member of National Engineering Academy of the Republic of Kazakhstan, SLLP "Institute of Space Systems and Technologies", Almaty, Republic of Kazakhstan

Baturin Yu.M., Doctor of Law, Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, S.I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Gabitov I.R., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., University of Arizona, the USA

Zhantayev Zh.Sh., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Academician of Kazakhstan National Academy of Natural Sciences, Joint-Stock Company "National Center of Space Research and Technology", Almaty, Republic of Kazakhstan

Zhmur V.V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Moscow Institute of Physics and Technology, Moscow, Russian Federation

Kolachevsky N.N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Lebedev Physical Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

A.P., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician, Russian Academy of Sciences, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russian Federation

Nosenko Yu.I., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company "Research Institute of Precision Instruments", Moscow, Russian Federation

Parminov A.N., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Member of International Academy of Astronautics, Russian Engineering Academy, Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Pobedonostsev V.A., Dr. Sci. (Eng.), branch of Joint Stock Company "United Rocket and Space Corporation"-"Institute of Space Device Engineering", Moscow, Russian Federation

Stupak G.G., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician of Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Chebotarev A.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Stock Company "Special research bureau of Moscow power engineering institute", Moscow, Russian Federation

Chernyavsky G.M., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Chetyrkin A.N., branch of Joint Stock Company "United Rocket and Space Corporation"-"Institute of Space Device Engineering", Moscow, Russian Federation

The publication frequency is four issues per year.

The journal is included into the Russian Science Citation Index.

The journal is included into the List of peer-reviewed scientific publications approved by the Higher Attestation Commission (VAK RF).

The opinions expressed by authors of the papers do not necessarily those of the editors.

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3

The subscription number of the journal in the united catalogue

"The Russian Press" is 94086.

Editorial Board

Editor-in-Chief:

Romanov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician, International Academy of Astronautics, Moscow, Russian Federation

Deputy Editor-in-Chief:

Fedotov S.A., Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Members of the Editorial Board:

Alekseyev O.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Alybin V.G., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Belokonov I.V., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Samara National Research University, Samara, Russian Federation

Betanov V.V., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member of Russian Academy of Missile and Artillery Sciences, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Bugaev A.S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Academician, Russian Academy of Sciences, Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Moscow, Russian Federation

Vasilkov A.P., Ph. Doctor in Physics and Mathematics, Science Systems and Applications Inc., Maryland, the USA

Vatutin V.M., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Daniilin N.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician of Russian and International Engineering Academies, Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Dvorkin V.V., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Zhodzishsky A.I., Dr. Sci. (Eng.), Academician of Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Zhukov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Kolachevsky N.N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Lebedev Physical Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Kukushkin S.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician of Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Corresponding Member of Russian Engineering Academy, Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Mikhaylov V.Yu., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Moscow Aviation Institution, Moscow, Russian Federation

Novikov D.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of RAS, Moscow, Russian Federation

Petrukovich A.A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Povalyayev A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Pulinets S.A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Rainer Sandau, Dr. Sci. (Eng.), Adjunct Professor, International Academy of Astronautics, Berlin, Germany

Rimskaya O.N., Cand. Sci. (Econ.), Assoc. Prof., Joint Stock Company "Research Institute of railway transport", Moscow, Russian Federation

Strelnikov S.V., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Scientific Production Association Orion", Krasnoznamensk, Russian Federation

Sychev A.P., Cand. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Research Institute of Precision Instruments", Moscow, Russian Federation

Tislenko V.I., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russian Federation

Tokarev A.S. (Executive Secretary), Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Tuzikov A.V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Correspondent Member of the National Academy of Sciences of Belarus, The State Scientific Institution "The United Institute of Informatics Problems of the National Academy of Sciences of Belarus", Minsk, Republic of Belarus

Joint Stock Company "Russian Space Systems",
ul. Aviamotornaya 53, Moscow, 111250 Russia

Tel. +7 (495) 673-96-29

www.spacedevice.ru

e-mail: journal@spacecorp.ru

© Joint Stock Company "Russian Space Systems"

© FIZMATLIT



Moscow
FIZMATLIT®
2020

