



РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Научно-технический журнал

**РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

Том 6. Выпуск 2. 2019



РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том 6. Выпуск 2. 2019

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 астронавтики,

АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Нестеров Е.А., 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

Батурин Ю.М., д.ю.н., проф., член-корр. РАН, Институт истории естествознания

и техники им. С.И. Вавилова РАН, Москва, Россия

Блинов А.В., к.т.н., член-корр. Российской инженерной академии,

АО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза, 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 астронавтики,

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 РИИЦ.

Журнал включен в Перечень рецензируемых

научных изданий ВАК.

Мнение авторов статей может не совпадать

с мнением редакции.

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2

Подписной индекс 94086

в Объединенном каталоге «Пресса России».

Редакционная коллегия

Главный редактор:

Романов А.А., д.т.н., проф., академик Международной академии астронавтики,

АО «Российские космические системы», 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

Алыбин 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

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

Жуков А.А., 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., 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 астронавтики,

Берлин, Германия

Римская О.Н., к.э.н., доцент, АО «Российские космические системы», 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

Тузиков 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.russianspacesystems.ru, www.spacedevice.ru

e-mail: journal@spacecorp.ru

© АО «Российские космические системы»

© ФИЗМАТЛИТ



Содержание

Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация

Определение временных корректирующих поправок для высокоточного абсолютного местоопределения по сигналам ГНСС с кодовым разделением каналов <i>Поваляев А. А., Подкорытов А. Н., Никитин С. А., Филимонова Д. В.</i>	3
О возможности собственного определения местоположения судна на основе сигналов системы АИС <i>Трусов С. В., Барaboшкин О. И., Кузнецов А. М., Бобровский С. А.</i>	17

Радиотехника и космическая связь

Моделирование маломощной части приемо-передающих модулей <i>C</i> -диапазона для АФАР в виде монолитной интегральной схемы <i>Будняев В. А., Кравченко И. В., Снегур Д. А., Тумко В. В., Филиппов И. Ф., Вертегел В. В.</i>	25
Цифровая обработка сигналов с применением RTL-SDR-приемника на примере ЧМ-сигнала <i>Губайдуллин И. Р., Мамедов Т. Т.</i>	38
Прохождение электромагнитных волн эллиптической поляризации через плоскую диэлектрическую пластину <i>Курдюмов О. А., Сагач В. Е.</i>	44
Радиочастотное обеспечение и международно-правовая защита частотных присвоений для малых космических аппаратов <i>Таланов А. А., Федотов С. А.</i>	51

Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии

Концепция построения технологической модели решения слабоструктурированных задач на основе теории множеств <i>Бетанов В. В., Ларин В. К.</i>	59
Алгоритм анализа спектральных характеристик снежного и облачного покрова по данным МСУ-МР/«Метеор-М» № 2 <i>Зубкова К. И., Гришанцева Л. А., Куревлева Т. Г., Скрипчук А. А., Морозов А. А.</i>	68
Пути повышения эффективности системы управления полетом космического аппарата <i>Пантелеймонов И. Н.</i>	80

Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах

Расчетно-экспериментальная оценка срока активного существования микроэлектронных устройств космического назначения <i>Безмен В. П., Жуков А. А., Ильин С. М., Степанов А. А., Вялов А. И.</i>	90
--	----

Исторические очерки

От одного бита до гигабита <i>Березкин В. В., Ершов А. Н., Петров С. В., Петров А. В.</i>	98
--	----

Contents

Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation

Determination of Clock Corrections for Precise Point Positioning with GNSS CDMA Signals <i>Povalyayev A. A., Podkorytov A. N., Nikitin S. A., Filimonova D. V.</i>	3
Possibility of Independent Self-Positioning of a Vessel Based on Signals from the AIS System <i>Trusov S. V., Baraboshkin O. I., Kuznetsov A. M., Bobrovskiy S. A.</i>	17

Radio Engineering and Space Communication

Simulation of the Low-Power Part of the C-Band Transceiving Modules for AESA in the MMIC Form <i>Budnyayev V. A., Kravchenko I. V., Snegur D. A., Tumko V. V., Filippov I. F., Vertegel V. V.</i>	25
Digital Signal Processing Using an RTL-SDR Dongle by the Example of FM signal <i>Gubaydullin I. R., Mamedov T. T.</i>	38
Passage of Electromagnetic Waves of Elliptical Polarization through a Flat Dielectric Plate <i>Kurdyumov O. A., Sagach V. E.</i>	44
Radio Frequency Provision and International Legal Protection of Frequency Assignments for Small Satellites <i>Talanov A. A., Fedotov S. A.</i>	51

Systems Analysis, Spacecraft Control, Data Processing, and Telemetry Systems

Concept of Constructing a Technological Model for Solving Semi-structured Problems on the Basis of Set Theory <i>Betanov V. V., Larin V. K.</i>	59
Algorithm to Analyze Spectral Characteristics of Snow and Cloud Cover Based on MSU-MR/Meteor-M No. 2 Data <i>Zubkova K. I., Grishantseva L. A., Kurevleva T. G., Skripchuk A. A., Morozov A. A.</i>	68
Ways to Improve the Efficiency of the Spacecraft Flight Control System <i>Panteleymonov I. N.</i>	80

Solid-State Electronics, Radio Electronic Components, Micro- and Nanoelectronics, Quantum Effect Devices

Calculated Experimental Evaluation of the Active Life of Microelectronic Devices for Space Purposes <i>Bezmen V. P., Zhukov A. A., Ilyin S. M., Stepanov A. A., Vyalov A. I.</i>	90
---	----

Historical Review

From One Bit to Gigabit <i>Berezkin V. V., Ershov A. N., Petrov S. V., Petrov A. V.</i>	98
--	----

Определение временных корректирующих поправок для высокоточного абсолютного местоопределения по сигналам ГНСС с кодовым разделением каналов

А. А. Поваляев, *д. т. н., профессор, rovalyaev_aa@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

*ФГБОУ «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»,
Москва, Российская Федерация*

А. Н. Подкорытов, *к. т. н., rovalyaev_aa@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

*ФГБОУ «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»,
Москва, Российская Федерация*

С. А. Никитин, *rovalyaev_aa@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Д. В. Филимонова, *filimonova.dv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Рассматриваются алгебраические основы решения так называемой сетевой задачи определения высокоточных временных корректирующих поправок по измерениям, осуществляемым сетью наземных станций по сигналам ГНСС с кодовым разделением каналов. Указанные поправки доставляются в навигационную аппаратуру потребителя по каналам связи и используются в ней для решения пользовательской задачи определения координат потребителя с ошибками, обычно не превышающими 1 см. Определение высокоточных корректирующих поправок осуществляется с разрешением неоднозначности целочисленностей псевдофазовых измерений, что приводит к значительному повышению точности оценивания поправок и, как следствие, резко сокращает время, необходимое для достижения сантиметровой точности местоопределения в пользовательской задаче. Алгебраические основы решения пользовательской задачи с разрешением целочисленностей псевдофазовых измерений по сигналам ГНСС с кодовым разделением каналов были рассмотрены в ранее опубликованной работе авторов [1].

Ключевые слова: высокоточные абсолютные местоопределения, ВАМО, разрешение целочисленностей псевдофазовых измерений, действительное и целочисленное ВАМО

Determination of Clock Corrections for Precise Point Positioning with GNSS CDMA Signals

A. A. Povalyaev, *Dr. Sci. (Engineering), Prof., povalyaev_aa@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation
Moscow Aviation Institute (national research university), Moscow, Russian Federation*

A. N. Podkorytov, *Cand. Sci. (Engineering), povalyaev_aa@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation
Moscow Aviation Institute (national research university), Moscow, Russian Federation*

S. A. Nikitin, *povalyaev_aa@spacecorp.ru*

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

D. V. Filimonova, *filimonova.dv@spacecorp.ru*

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

Abstract. Algebraic principles for computation of precise satellite clock corrections based on measurements from a ground network of GNSS CDMA signals (network solution) are considered in the paper. The precise satellite clock corrections are transmitted into the user receiver and applied to get the user coordinates with the errors usually not exceeding 1 cm. Ambiguity resolution of carrier phase measurements is used to get such precise satellite clock corrections; it leads to a considerable increase in positioning accuracy and a significant reduction of convergence time for user solution. Algebraic principles for precise point positioning with ambiguity resolution (user solution) were considered in a previous paper of the authors [1].

Keywords: precise point positioning, PPP, ambiguity resolution, float PPP, integer PPP

Введение

Основные понятия и терминология, используемые в данной статье, введены авторами в ранее опубликованной работе [1]. Укажем здесь только то, что в сетевой задаче так же, как и в пользовательской, основной проблемой обработки измерений является преодоление недостатка ранга системы линейных уравнений, получаемых путем линеаризации нелинейных математических моделей измерений псевдодальностей и псевдофаз с сохранением целочисленности псевдофазовых неоднозначностей. Сохранение этой целочисленности позволяет разрешать ее неоднозначность, что приводит к значительному повышению точности оценивания поправок и, как следствие, к резкому сокращению времени, необходимому для достижения сантиметровой точности местоопределения в пользовательской задаче.

Математические модели измерений псевдодальностей и псевдофаз в задачах целочисленного ВАМО на ионосферосвободных частотах ГНСС с кодовым разделением каналов

Математические модели измерений псевдодальностей $\rho_{ifr,i}^j$, псевдофаз $L_{ifr,i}^j$ и комбинаций Мельбурна–Вуббена mw_i^j в задачах целочисленного ВАМО на ионосферосвободных частотах ГНСС с кодовым разделением каналов (ГНСС–КРК), которые обеспечивают такую же вероятность правильного разрешения неоднозначности псевдофазовых целочисленностей, как и модели на исходных частотах, были рассмотрены в ранее опубликованной работе авторов [1] и имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \rho_{ifr,i}^j &= R_i^j + w_i^j \Delta D_i + dT_{\rho,ifr,i} - dt_{\rho,ifr,i}^j + \xi_{\rho,ifr,i}^j, \\ L_{ifr,i}^j &= R_i^j + w_i^j \Delta D_i + dT_{L,ifr,i} - dt_{L,ifr,i}^j - \\ &\quad - \lambda_{\Delta nifr} N1^j - \lambda_{n_2ifr} N_{mw}^j + \xi_{L,ifr,i}^j, \\ mw_i^j &= b_{mw} - b_{mw}^j - \lambda_{mw} N_{mw}^j + \xi_{mw,i}^j, \\ j &= \overline{1, J_i}. \end{aligned} \quad (1)$$

Смысловое содержание обозначений переменных и коэффициентов, входящих в (1), описано в [1].

Решение сетевой задачи

В описании решения сетевой задачи используются следующие обозначения: J_i — количество НКА в ГНСС–КРК, одновременно видимых всей сетью наземных станций в i -й момент времени; M — количество станций наземной сети; $J_{m,i}$ — количество НКА, видимых m -й станцией наземной сети $m = \overline{1, M}$ в i -й момент времени. В табл. 1, заимствованной из [2] и сокращенной нами для компактности, представлен пример видимости НКА GPS станциями наземной сети.

Видимым НКА соответствует 1, невидимым — 0. Смысл индексов при единицах и затенения некоторых единиц станет ясен далее. Для сценария, представленного в табл. 1, которую мы будем называть матрицей сценария, в i -й момент времени $M = 7$, $J_i = 12$, $J_{m,i}$ — равно количеству единиц в строках матрицы сценария, т. е. количеству НКА, видимых каждой m -й станцией наземной сети в i -й момент времени; $J_{\Sigma,i} = \sum_{m=1}^M J_{m,i}$ (для сценария, представленного в табл. 1, $J_{\Sigma,i} = 32$).

Целью решения сетевой задачи является оценивание смещений показаний ионосферосвободных кодовых $dt_{\rho,ifr,i}^j$, фазовых $dt_{L,ifr,i}^j$ часов и задержки b_{mw}^j Мельбурна–Вуббена $j = \overline{1, J_{m,i}}$ в аппаратуре всех J_i НКА, наблюдаемых всей сетью наземных станций по измерениям, осуществляемым одновременно всеми M станциями наземной сети. При этом координаты станций и координаты всех J_i НКА, по которым проводятся измерения, предполагаются известными с высокой точностью. Это позволяет систему нелинейных уравнений (1) для ионосферосвободных измерений, осуществляемых m -й станцией сети $m = \overline{1, M}$, представить в сетевой задаче в следующем линеаризованном виде (вместо нижнего индекса ifr , который опущен, используется индекс m номера станции):

$$\begin{aligned} \Delta \rho_{m,i}^j &= w_{m,i}^j \Delta D_{m,i} + dT_{\rho,m,i} - dt_{\rho,i}^j + \xi_{\rho,m,i}^j, \\ \Delta L_{m,i}^j &= w_{m,i}^j \Delta D_{m,i} + dT_{L,m,i} - dt_{L,i}^j - \\ &\quad - \lambda_{\Delta nifr} N1_m^j - \lambda_{n_2ifr} N_{mw,m}^j + \xi_{L,m,i}^j, \end{aligned}$$

Таблица 1. Видимость НКА станциями сети: 1 — НКА виден, 0 — НКА не виден

	m	Номера НКА системы GPS, видимые всей сетью наземных станций											$J_{m,i}$	
		1	2	3	10	16	17	21	22	23	26	27		31
		Номера НКА в порядке расположения их в едином массиве												
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Станции наземной сети	1	0	0	1 _{1,1}	0	0	1 ₂	1 ₃	0	1 ₄	1 _{5,2}	0	0	5
	2	1 _{6,3}	0	1 ₇	0	0	1 _{8,4}	1 _{9,5}	0	1 ₁₀	0	0	0	5
	3	1 ₁₁	0	1 ₁₂	0	0	1 ₁₃	1 _{14,6}	0	1 _{15,7}	0	0	0	5
	4	0	0	0	0	1 _{16,8}	0	0	1 _{17,9}	0	0	0	1 _{18,10}	3
	5	0	1 _{19,11}	0	1 _{20,12}	0	0	0	0	0	1 _{21,13}	1 ₂₂	0	4
	6	0	0	1 ₂₃	0	0	1 ₂₄	1 _{25,14}	0	1 ₂₆	1 _{27,15}	1 _{28,16}	1 _{29,17}	7
	7	0	1 ₃₀	0	1 ₃₁	1 _{32,18}	0	0	0	0	0	0	0	3

$$\Delta t w_{m,i}^j = b_{mw,m} - b_{mw}^j - \lambda_{mw} N_{mw,m}^j + \xi_{mw,m,i}^j, \quad (2)$$

$$m = \overline{1, M}, \quad j = \overline{1, J_{m,i}}$$

где $\Delta \rho_{m,i}^j = \rho_{m,i}^j - R_{m,i}^j$, $\Delta L_{m,i}^j = L_{m,i}^j - R_{m,i}^j$, $\Delta t w_{m,i}^j = t w_{m,i}^j$ — невязки ионосферосвободных комбинаций псевдодальностей $\rho_{m,i}^j$, псевдофаз $L_{m,i}^j$ и Мельбурна–Вуббена $t w_{m,i}^j$, сформированных по измерениям, осуществляемым m -й станцией; $R_{m,i}^j$ — расстояние между m -й станцией $m = \overline{1, M}$ и j -м НКА $j = \overline{1, J_{m,i}}$.

Система линейаризованных уравнений (2) для сетевой задачи может быть переписана в следующем матричном виде:

$$\mathbf{Y}_{net,i} = \mathbf{H}_{net,i} \cdot \mathbf{x}_{net,i} + \mathbf{\Xi}_{net,i}, \quad (3)$$

$$3J_{\Sigma,i} \times 1 \quad 3J_{\Sigma,i} \times nx_i \quad nx_i \times 1 \quad 3J_{\Sigma,i} \times 1$$

где $\mathbf{Y}_{net,i} = \left[(\Delta \rho_i)^T \quad (\Delta L_i)^T \quad (\Delta m w_i)^T \right]^T$ — вектор наблюдаемых параметров, в котором

$$\Delta \rho_i = \left[\Delta \rho_{1,i}^T \quad \Delta \rho_{2,i}^T \quad \dots \quad \Delta \rho_{M,i}^T \right]^T$$

$$J_{\Sigma,i} \times 1 \quad 1 \times J_{1,i} \quad 1 \times J_{2,i} \quad \dots \quad 1 \times J_{M,i}$$

— вектор невязок ионосферосвободных псевдодальностей, упорядоченный по станциям и внутри станций по НКА;

$$\Delta \rho_{m,i} = \left[\Delta \rho_{m,i}^1 \quad \Delta \rho_{m,i}^2 \quad \dots \quad \Delta \rho_{m,i}^{J_{m,i}} \right]^T, \quad m = \overline{1, M}$$

— вектор невязок ионосферосвободных

псевдодальностей, сформированных m -й станцией, упорядоченный по НКА; $\Delta \rho_{m,i}^j$, $m = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, J_{m,i}}$ — невязка ионосферосвободной псевдодальности, сформированной на m -й станции по j -му НКА;

$$\Delta \mathbf{L}_i = \left[\Delta L_{1,i}^T \quad \Delta L_{2,i}^T \quad \dots \quad \Delta L_{M,i}^T \right]^T$$

$$J_{\Sigma,i} \times 1 \quad 1 \times J_{1,i} \quad 1 \times J_{2,i} \quad \dots \quad 1 \times J_{M,i}$$

— вектор невязок ионосферосвободных псевдофаз, упорядоченный по станциям и внутри станций по НКА;

$$\Delta \mathbf{L}_{m,i} = \left[\Delta L_{m,i}^1 \quad \Delta L_{m,i}^2 \quad \dots \quad \Delta L_{m,i}^{J_{m,i}} \right]^T, \quad m = \overline{1, M}$$

— вектор невязок ионосферосвободных псевдофаз, сформированных m -й станцией, упорядоченный по НКА; $\Delta L_{m,i}^j$, $m = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, J_{m,i}}$ — невязка ионосферосвободной псевдофазы, сформированной на m -й станции по j -му НКА;

$$\Delta m w_i = \left[\Delta m w_{1,i}^T \quad \Delta m w_{2,i}^T \quad \dots \quad \Delta m w_{M,i}^T \right]^T$$

$$J_{\Sigma,i} \times 1 \quad 1 \times J_{1,i} \quad 2 \times J_{2,i} \quad \dots \quad 1 \times J_{M,i}$$

— вектор невязок комбинаций Мельбурна–Вуббена, упорядоченных по станциям и внутри станций по НКА;

$$\Delta m w_{m,i} = \left[\Delta m w_{m,i}^1 \quad \Delta m w_{m,i}^2 \quad \dots \quad \Delta m w_{m,i}^{J_{m,i}} \right]^T, \quad m = \overline{1, M}$$

— вектор невязок комбинаций Мельбурна–Вуббена, сформированный на m -й станции, упорядоченный по НКА; $\Delta t w_{m,i}^j$, $m = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, J_{m,i}}$ — невязка комбинации

Мельбурна–Вуббена, сформированной на m -й станции по j -му НКА;

$$\mathbf{x}_{net.i} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{D}_i^T & \mathbf{d} \mathbf{T}_{\rho,i}^T & \mathbf{d} \mathbf{T}_{L,i}^T & \mathbf{B}_{mw,i}^T \\ 1 \times M & 1 \times M & 1 \times M & 1 \times M \\ \mathbf{d} \mathbf{t}_{\rho,i}^T & \mathbf{d} \mathbf{t}_{L,i}^T & \mathbf{b}_{mw,i}^T & \mathbf{N} \mathbf{1}_i^T & \mathbf{N} \mathbf{T}_{mw,i}^T \\ 1 \times J_i & 1 \times J_i & 1 \times J_i & 1 \times J_{\Sigma,i} & 1 \times J_{\Sigma,i} \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

— вектор оцениваемых переменных сетевой задачи размерности $nx_i = 4M + 3J_i + 2J_{\Sigma,i}$, в котором $\Delta \mathbf{D}_i^T = [\Delta D_{1,i}^T \ \Delta D_{2,i}^T \ \dots \ \Delta D_{M,i}^T]^T$ —

M -вектор нескомпенсированных частей вертикальных тропосферных задержек (м) в точках расположения НАП M станций наземной сети; $\mathbf{d} \mathbf{T}_{\rho,i}^T$ —

M -вектор смещений показаний ионосферосвободных кодовых часов M станций наземной сети; $\mathbf{d} \mathbf{T}_{L,i}^T$ — M -вектор смещений показаний ионосферосвободных фазовых часов M станций наземной сети; $\mathbf{B}_{mw,i}^T$ — M -вектор смещений комбинаций Мельбурна–Вуббена в аппаратуре M станций наземной сети; $\mathbf{d} \mathbf{t}_{\rho,i}^T$ — J_i -вектор смещений показаний ионосферосвободных кодовых часов

всех видимых сетью J_i НКА в i -й момент времени; $\mathbf{d} \mathbf{t}_{L,i}^T$ — вектор смещений показаний ионосферосвободных фазовых часов всех видимых сетью J_i НКА в i -й момент времени; $\mathbf{b}_{mw,i}^T$ —

J_i -вектор смещений комбинаций Мельбурна–Вуббена в аппаратуре всех видимых сетью J_i НКА в i -й момент времени; $\mathbf{N} \mathbf{1}_i^T$ — $J_{\Sigma,i}$ -вектор целочисленностей $N1$, входящих в уравнения системы (2), упорядоченных вначале по станциям сети и затем по НКА внутри станций на i -й момент времени; $\mathbf{N} \mathbf{T}_{mw,i}^T$ — $J_{\Sigma,i}$ -вектор целочисленностей N_{mw} , входящих в уравнения системы (2), упорядоченных вначале по станциям сети и затем по НКА внутри станций на i -й момент времени; $\mathbf{\Xi}_{net.i}$ = $\begin{bmatrix} \mathbf{\Xi} \rho_i^T & \mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T & \mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T \\ 1 \times J_{\Sigma,i} & 1 \times J_{\Sigma,i} & 1 \times J_{\Sigma,i} \end{bmatrix}^T$ — вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

$\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$ — $3J_{\Sigma,i} \times 1$ вектор ошибок определения ионосферосвободных псевдодальностей $\mathbf{\Xi} \rho_i^T$, псевдофаз $\mathbf{\Xi} \mathbf{L}_i^T$ и комбинаций

Мельбурна–Вуббена $\mathbf{\Xi} m \mathbf{w}_i^T$, которые формируются по тому же принципу, что и вектор $\mathbf{Y}_{net.i}$;

$$\mathbf{H}_{net.i} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \mathbf{W}_i & \mathbf{d}_i & \mathbf{\Lambda}_i \\ 3J_{\Sigma,i} \times M & 3J_{\Sigma,i} \times 3(M+J_i) & 3J_{\Sigma,i} \times 2J_{\Sigma,i} \end{bmatrix} \quad (5)$$

— матрица связи вектора наблюдений $\mathbf{Y}_{net.i}$ с вектором оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net.i}$ (4), в которой

$$\mathbf{H} \mathbf{W}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \mathbf{w}_i^T & \mathbf{H} \mathbf{w}_i^T & \mathbf{0}_i^T \\ M \times J_{\Sigma,i} & M \times J_{\Sigma,i} & M \times J_{\Sigma,i} \end{bmatrix}^T$$

— $(3J_{\Sigma,i} \times M)$ -матрица коэффициентов $w_{m,i}^j$, $m = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, J_{m,i}}$ пересчета остаточных составляющих зенитных тропосферных задержек $\Delta D_{m,i}$, $m = \overline{1, M}$ (м) в наклонные задержки в соответствии с углом места каждого j -го НКА, видимого с m -й станции в каждый i -й момент времени;

$$\mathbf{H} \mathbf{w}_i = \begin{bmatrix} w_{1,i}^1 & \dots & w_{1,i}^{J_{1,i}} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & w_{M,i}^1 & \dots & w_{M,i}^{J_{M,i}} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{d}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{U} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times J_i & J_{\Sigma,i} \times J_i & J_{\Sigma,i} \times J_i \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{U} & \mathbf{0} \\ J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times J_k & J_{\Sigma,i} \times J_i & J_{\Sigma,i} \times J_i \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{U} \\ J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times M & J_{\Sigma,i} \times J_i & J_{\Sigma,i} \times J_i & J_{\Sigma,i} \times J_i \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{1} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ J_{1,i} \times 1 & J_{1,i} \times 1 & \dots & J_{1,i} \times 1 \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \dots & \mathbf{0} \\ J_{2,i} \times 1 & J_{2,i} \times 1 & \dots & J_{2,i} \times 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{1} \\ J_{M,i} \times 1 & \dots & \dots & J_{M,i} \times 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, \quad m = \overline{1, M};$$

$$\mathbf{U}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{1,i}^T & \mathbf{U}_{2,i}^T & \dots & \mathbf{U}_{M,i}^T \\ J_i \times J_{1,i} & J_i \times J_{2,i} & \dots & J_i \times J_{M,i} \end{bmatrix}^T$$

— матрица, состоящая из M подматриц $\mathbf{U}_{m,i}$, $m = \overline{1, M}$, стоящих одна под другой. Каждая

подматрица $\mathbf{U}_{m,i}^{J_{m,i} \times J_i}$ формируется из m -й ($m = \overline{1, M}$) где

строки матрицы сценария, представленной в табл. 1, путем ее расщепления на $J_{m,i}$ строк, все элементы которых равны 0, за исключением единственного элемента, равного 1. Элементы, равные 1, располагаются в последовательных расщепленных строках подматрицы $\mathbf{U}_{m,i}^{J_{m,i} \times J_i}$ на тех же

местах, где они располагаются в расщепляемой m -й строке матрицы сценария. На рис. 1 показан пример формирования подматрицы $\mathbf{U}_{1,i}^{J_{1,i} \times J_i}$

путем расщепления 1-й строки матрицы сценария на $J_{1,i} = 5$ строк.

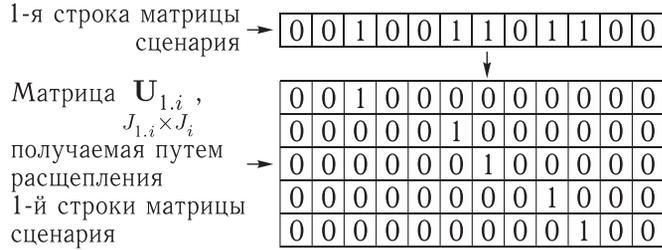


Рис. 1. Расщепление 1-й строки матрицы сценария на $J_{1,i} = 5$ строк

Остальные строки матрицы сценария расщепляются аналогично,

$$\mathbf{\Lambda}_i^{3J_{\Sigma,i} \times 2J_{\Sigma,i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times J_{\Sigma,i}} & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times J_{\Sigma,i}} \\ -\lambda_{\Delta nifr} \mathbf{E}_i & -\lambda_{n_2 ifr} \mathbf{E}_i \\ \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times J_{\Sigma,i}} & -\lambda_{mw} \mathbf{E}_i \end{bmatrix};$$

\mathbf{E}_i — единичная $(J_{\Sigma,i} \times J_{\Sigma,i})$ -матрица.

Для матрицы связи $\mathbf{H}_{net,i}^{3J_{\Sigma,i} \times nx_i}$ (5) была найдена матрица $\mathbf{V}_{net,i}$, столбцы которой являются базисными векторами ее ядра (нуль-пространства):

$$\mathbf{V}_{net,i}^{nx_i \times (2M+2J_i+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{V1}_{net,i}^{nx_i \times 3} & \mathbf{V2}_{net,i}^{nx_i \times M} & \mathbf{V3}_{net,i}^{nx_i \times M} & \mathbf{V4}_{net,i}^{nx_i \times (J_i-1)} & \mathbf{V5}_{net,i}^{nx_i \times (J_i-1)} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\mathbf{V1}_{net,i}^{nx_i \times 3} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{1}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{1}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{1}_{M \times 1} \\ \mathbf{1}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{1}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{1}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{2J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{2J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{2J_{\Sigma,i} \times 1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{V2}_{net,i}^{nx_i \times M} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^1 & \lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^2 & \dots & \lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^M \\ \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^1 & \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^2 & \dots & \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^M \\ \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{V3}_{net,i}^{nx_i \times M} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \lambda_{n_2 ifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^1 & \lambda_{n_2 ifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^2 & \dots & \lambda_{n_2 ifr} \mathbf{1}_{M \times 1}^M \\ \lambda_{mw} \mathbf{1}_{M \times 1}^1 & \lambda_{mw} \mathbf{1}_{M \times 1}^2 & \dots & \lambda_{mw} \mathbf{1}_{M \times 1}^M \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} \\ \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^1 & \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^2 & \dots & \mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^M \end{bmatrix}$$

— матрицы, в которых $\mathbf{1}_{M \times 1}^m$ — вектор, все элементы которого нулевые, за исключением единицы, стоящей в m -й, $m = \overline{1, M}$ позиции; $\mathbf{1}_{J_{\Sigma,i} \times 1}^m$ — $J_{\Sigma,i}$ -вектор,

образуемый из M подвекторов $\mathbf{1}_{J_{m,i} \times 1}^m$, $m = \overline{1, M}$. Все $J_{m,i}$ -подвектора $\mathbf{1}_{J_{m,i} \times 1}^m$ нулевые, за исключением m -го, состоящего из единиц.

$$\mathbf{V4}_{net,i} = \begin{matrix} nx_i \times (J_i - 1) \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{3M \times 1} & \mathbf{0}_{3M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{3M \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ -\lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^1 & -\lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^2 & \dots & -\lambda_{\Delta nifr} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^{J_i-1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{1s}_1^1 & \mathbf{1s}_1^2 & \dots & \mathbf{1s}_1^{J_i-1} \\ \mathbf{1s}_2^1 & \mathbf{1s}_2^2 & \dots & \mathbf{1s}_2^{J_i-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{1s}_M^1 & \mathbf{1s}_M^2 & \dots & \mathbf{1s}_M^{J_i-1} \\ \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$\mathbf{V5}_{net,i} = \begin{matrix} nx_i \times (J_i - 1) \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 1} & \mathbf{0}_{M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{M \times 1} \\ \mathbf{0}_{3M \times 1} & \mathbf{0}_{3M \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{3M \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \mathbf{0}_{J_i \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_i \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_k \times 1} & \mathbf{0}_{J_k \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_k \times 1} \\ \lambda_{mw} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^1 & \lambda_{mw} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^2 & \dots & \lambda_{mw} \mathbf{1}_{J_i \times 1}^{J_i-1} \\ -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_1^1 & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_1^2 & \dots & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_1^{J_i-1} \\ -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_2^1 & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_2^2 & \dots & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_2^{J_i-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_M^1 & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_M^2 & \dots & -\frac{\lambda_{n_2 ifr}}{\lambda_{\Delta nifr}} \mathbf{1s}_M^{J_i-1} \\ \mathbf{1s}_1^1 & \mathbf{1s}_1^2 & \dots & \mathbf{1s}_1^{J_i-1} \\ \mathbf{1s}_2^1 & \mathbf{1s}_2^2 & \dots & \mathbf{1s}_2^{J_i-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{1s}_M^1 & \mathbf{1s}_M^2 & \dots & \mathbf{1s}_M^{J_i-1} \\ \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{M,i} \times 1} \\ \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} & \dots & \mathbf{0}_{J_{\Sigma,i} \times 1} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

— матрицы, в которых $\mathbf{1s}_{m,i}^j$, $j = \overline{1, J_i - 1}$, $m = \overline{1, M}$ являются вектор-столбцами, за исключением последних, подматриц $\mathbf{U}_{m,i}$ матрицы \mathbf{U}_i , построение которых было рассмотрено ранее. Например, $J_{1,i} - 1$ вектор-столбцов $\begin{bmatrix} \mathbf{1s}_1^1 & \mathbf{1s}_1^2 & \dots & \mathbf{1s}_1^{J_i-1} \\ J_{1,i} \times 1 & J_{1,i} \times 1 & & J_{1,i} \times 1 \end{bmatrix}$ образуют матрицу $\mathbf{U}_{1,i}$, показанную на рис. 1, без последнего столбца, где $J_{1,i} = 5$ и $J_i = 12$.

Количество столбцов в матрице $\mathbf{V}_{net,i}$ $nx_i \times (2M + 2J_i + 1)$ (6) равно $2M + 2J_i + 1$, и поэтому недостаток ранга матрицы связи $\mathbf{H}_{net,i}$ (5) равен $dfh_i = 2M + 2J_i + 1$, а ее ранг $rnkh_i = nx_i - dfh_i = 2M + J_i + 2J_{\Sigma,i} - 1$. Видим, что в сетевой задаче, в отличие от пользовательской, недостаток ранга dfh_i матрицы $\mathbf{H}_{net,i}$ (5) зависит от числа J_i отслеживаемых НКА и количества M станций.

Как и в пользовательской задаче, система уравнений (3) сингулярна, т.е. имеет бесконечное множество решений, лежащих в dfh_i -мерном пространстве решений, смещенном параллельно ядру $\mathbf{V}_{net,i}$ (6). Однако, как видно из (6), первые M элементов базисных векторов-столбцов ядра $\mathbf{V}_{net,i}$ (6) равны нулю. Это означает, что пространство множества решений системы (3) ортогонально осям пространства переменных, вдоль которых откладываются первые M элементов вектора $\mathbf{x}_{net,i}$ (4). Как видно из (4), эти элементы образуют вектор $\Delta \mathbf{D}_i$. Поэтому первые M координат точек, лежащих в dfh_i -мерном пространстве решений, являются одинаковыми для всех точек этого пространства и, следовательно, все M элементов вектора $\Delta \mathbf{D}_i$, могут быть оценены однозначно. Остальные элементы вектора оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net,i}$ (4) являются со- переменными, т.е. могут быть оценены только в составе некоторых линейных комбинаций. К числу

сопеременных относятся и элементы целочисленных векторов $\mathbf{N1}$, \mathbf{N}_{mw} , а также векторов $\mathbf{dt}_{\rho,i}$, $\mathbf{dt}_{L,i}$, $\mathbf{b}_{mw,i}$, оценки которых являются целью решения сетевой задачи. Найдем выражения для вычисления линейных комбинаций, в которые будут входить элементы указанных векторов.

Определение линейных комбинаций, образуемых сопеременными, как и в пользовательской задаче, осуществляется с помощью теории S -преобразования [2–5], т. е. проектированием вдоль ядра $\mathbf{V}_{net,i}$ (6) всех точек пространства переменных на S -подпространство, размерность которого равна рангу матрицы $\mathbf{H}_{net,i}$ (5) системы линейных уравнений (3). Аналогично пользовательской задаче S -подпространство в сетевой задаче задается системой нормальных уравнений [2, 3]

$$(\mathbf{S}_{net,i}^\perp)^T \mathbf{x}_{net,i} = \mathbf{0}, \quad (7)$$

где $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$ — матрица ранга dfh_i , у которой все dfh_i вектор-столбцы ортогональны S -подпространству. Вектор координат точек проекций образует новый оцениваемый вектор переменных $\mathbf{x}_{net.s,i}$ той же размерности, что и исходный вектор $\mathbf{x}_{net,i}$ (4). Связь векторов переменных $\mathbf{x}_{net.s,i}$, $\mathbf{x}_{net,i}$ определяется выражением

$$\mathbf{x}_{net.s,i} = \mathbf{P}_{net,i} \mathbf{x}_{net,i}, \quad (8)$$

где

$$\mathbf{P}_{net,i} = \mathbf{E}_i - \mathbf{V}_{net,i} \left((\mathbf{S}_{net,i}^\perp)^T \mathbf{V}_{net,i} \right)^{-1} (\mathbf{S}_{net,i}^\perp)^T.$$

Для сохранения целочисленности линейных комбинаций целочисленных сопеременных, являющихся компонентами целочисленных векторов $\mathbf{N1}$, \mathbf{N}_{mw} , входящих в исходный вектор оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net,i}$ (4), столбцы матрицы $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$

следует задавать аналогично заданию столбцов в матрице \mathbf{S}_i^\perp в пользовательской задаче [1], а именно все элементы столбцов матрицы $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$ следует задавать нулевыми, за исключением единственного элемента, равного 1.

Оценка $\hat{\mathbf{x}}_{net.s,i}$ нового вектора переменных $\mathbf{x}_{net.s,i}$ в сетевой задаче может быть найдена из решения расширенной системы линейных уравнений, получаемой путем объединения систем (3) и (7):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{net,i} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{net,i} \\ (\mathbf{S}_{net,i}^\perp)^T \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_{net.s,i} + \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi}_{net,i} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Из равенства $(\mathbf{S}_{net,i}^\perp)^T \mathbf{x}_{net,i} = \mathbf{0}$ (7) с учетом специфического вида столбцов матрицы $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$

следует, что элементы вектора решения $\hat{\mathbf{x}}_{net.s,i}$ системы (9), стоящие на местах, определяемых положением единиц в dfh_i столбцах матрицы $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$, должны быть равны нулю. Но если заранее известно, что dfh_i элементов вектора решения $\hat{\mathbf{x}}_{net.s,i}$ системы (9) являются нулевыми, то оценка остальных $rnkh_i$ элементов вектора решений системы (3) может быть получена путем решения более простой системы линейных уравнений

$$\mathbf{Y}_{net,i} = \mathbf{H}_{net.cmpr,i} \mathbf{x}_{net.cmpr,i} + \mathbf{\Xi}_i, \quad (10)$$

где $\mathbf{H}_{net.cmpr,i}$ — сжатая матрица, получаемая из исходной матрицы $\mathbf{H}_{net,i}$ (5), где отброшены dfh_i столбцов с номерами равны номерам позиций, в которых расположены единицы в dfh_i столбцах матрицы $\mathbf{S}_{net,i}^\perp$; $\mathbf{x}_{net.cmpr,i}$ — сжатый вектор оцениваемых переменных, получаемый из исходного вектора $\mathbf{x}_{net.s,i}$, в котором исключены все нули. Таким образом, мы видим, что положение единиц в dfh_i столбцах

матрицы $\mathbf{S}_{net.i}^\perp$ определяет номера отбрасываемых dfh_i столбцов исходной матрицы $\mathbf{H}_{net.i}$ (5).

Но это отбрасывание столбцов должно быть таким, чтобы ранг сжатой матрицы $\mathbf{H}_{net.cmpr.i}$ оставался равным рангу $rnkh_i$ исходной матрицы $\mathbf{H}_{net.i}$ (5). Это требование удовлетворяется, если одну из M станций наземной сети с номером r (reference) $1 \leq r \leq M$ определить как опорную и формировать матрицу $\mathbf{S}_{net.i}^\perp$ как составную в виде объединения трех подматриц $\mathbf{S}_{net.i}^\perp =$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{net.time.i}^\perp & \mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp & \mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp \\ nx_i \times 3 & nx_i \times (dfh_i - 3)/2 & nx_i \times (dfh_i - 3)/2 \end{bmatrix}. \text{ Единицы в трех столбцах первой подматрицы } \mathbf{S}_{net.time.i}^\perp$$

располагаются соответственно на позициях $M + r$, $2M + r$, $3M + r$. Такое расположение единиц в столбцах подматрицы $\mathbf{S}_{net.time.i}^\perp$ соответствует положению в векторе исходных переменных $\mathbf{x}_{net.i}$ (4)

смещений показаний соответственно ионосферосвободных кодовых $dT_{\rho.r.i}$, фазовых $dT_{L.r.i}$ часов и смещению комбинации Мельбурна–Вуббена $b_{mw.r.i}$ r -й станции наземной сети. Расположение единиц в $(dfh_i - 3)/2 = M + J_i - 1$ столбцах подматриц $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ определяется

расположением единиц в так называемой матрице остоного дерева \mathbf{STM} (*spanning tree matrix*), элементы которой равны 0 либо 1. \mathbf{STM} имеет ту же размерность $M \times J_i$, что и матрица сценария, количество единиц в \mathbf{STM} равно $M + J_i - 1$, и все эти единицы являются подмножеством единиц матрицы сценария. Таким образом, \mathbf{STM} можно изобразить путем выделения, например затенением, части единиц матрицы сценария. Пример такого выделения показан в табл. 1.

\mathbf{STM} находится по матрице сценария с помощью специального алгоритма. К сожалению, ограничения на объем статьи не позволяют авторам его описать. При желании читатель может заимствовать его из [2, 6–9].

Число единиц $M + J_i - 1$ в \mathbf{STM} равно количеству столбцов в подматрицах $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$, т. е. каждая единица \mathbf{STM} размещается определенным образом в строках с номерами $l = 4M + 3J_i + 1$, $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ и в строках с номерами $l = 4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + 1$, $4M + 3J_i + 2J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ в соответствии со следующим алгоритмом. Все единицы, входящие в матрицу сценария, индексируются первым нижним индексом в порядке их расположения слева направо и по строкам сверху вниз в пределах от 1 до $J_{\Sigma.i}$. Затем те единицы матрицы сценария, которые входят в матрицу \mathbf{STM} , индексируются вторым нижним индексом в том же порядке в пределах от 1 до $M + J_i - 1$. В результате единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , будут иметь два индекса, а остальные единицы только один. Пример такой индексации показан в табл. 1. Дважды индексированные единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , выделены затенением.

Обозначим первый индекс дважды индексированных единиц как μ ($\mu = \overline{1, J_{\Sigma.i}}$), а второй индекс — как ν ($\nu = \overline{1, M + J_i - 1}$). Каждой двухиндексной единице ставим в соответствие столбец из матриц $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ с номером ν . В элемент $nx_i \times (M + J_i - 1)$ $nx_i \times (M + J_i - 1)$ с номером $4M + 3J_i + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые. Аналогично в элемент с номером $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые.

Единственное решение системы (10) может быть получено при условии, что число строк сжатой матрицы $\mathbf{H}_{net.cmpr.i}$ больше или равно размерности сжатого вектора оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net.cmpr.i}$, т. е. должно выполняться условие $(nx_i - dfh_i) \times 1$

Число единиц $M + J_i - 1$ в \mathbf{STM}

равно количеству столбцов в подматрицах $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$, т. е. каждая

единица \mathbf{STM} размещается определенным образом в строках с номерами $l =$

$4M + 3J_i + 1$, $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ и в строках с номерами $l = 4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + 1$, $4M + 3J_i + 2J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$

в соответствии со следующим алгоритмом. Все единицы, входящие в матрицу сценария, индексируются первым нижним индексом в порядке их расположения слева направо и по строкам сверху вниз в пределах от 1 до $J_{\Sigma.i}$. Затем те единицы матрицы сценария, которые входят в матрицу \mathbf{STM} , индексируются вторым нижним индексом в том же порядке в пределах от 1 до $M + J_i - 1$. В результате единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , будут иметь два индекса, а остальные единицы только один. Пример такой индексации показан в табл. 1. Дважды индексированные единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , выделены затенением.

Обозначим первый индекс дважды индексированных единиц как μ ($\mu = \overline{1, J_{\Sigma.i}}$), а второй индекс — как ν ($\nu = \overline{1, M + J_i - 1}$). Каждой двухиндексной единице ставим в соответствие столбец из матриц $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ с номером ν . В элемент $nx_i \times (M + J_i - 1)$ $nx_i \times (M + J_i - 1)$ с номером $4M + 3J_i + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые. Аналогично в элемент с номером $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые.

Единственное решение системы (10) может быть получено при условии, что число строк сжатой матрицы $\mathbf{H}_{net.cmpr.i}$ больше или равно размерности сжатого вектора оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net.cmpr.i}$, т. е. должно выполняться условие $(nx_i - dfh_i) \times 1$

Число единиц $M + J_i - 1$ в \mathbf{STM}

равно количеству столбцов в подматрицах $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$, т. е. каждая

единица \mathbf{STM} размещается определенным образом в строках с номерами $l =$

$4M + 3J_i + 1$, $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ и в строках с номерами $l = 4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + 1$, $4M + 3J_i + 2J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$

в соответствии со следующим алгоритмом. Все единицы, входящие в матрицу сценария, индексируются первым нижним индексом в порядке их расположения слева направо и по строкам сверху вниз в пределах от 1 до $J_{\Sigma.i}$. Затем те единицы матрицы сценария, которые входят в матрицу \mathbf{STM} , индексируются вторым нижним индексом в том же порядке в пределах от 1 до $M + J_i - 1$. В результате единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , будут иметь два индекса, а остальные единицы только один. Пример такой индексации показан в табл. 1. Дважды индексированные единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , выделены затенением.

Обозначим первый индекс дважды индексированных единиц как μ ($\mu = \overline{1, J_{\Sigma.i}}$), а второй индекс — как ν ($\nu = \overline{1, M + J_i - 1}$). Каждой двухиндексной единице ставим в соответствие столбец из матриц $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ с номером ν . В элемент $nx_i \times (M + J_i - 1)$ $nx_i \times (M + J_i - 1)$ с номером $4M + 3J_i + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые. Аналогично в элемент с номером $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые.

Единственное решение системы (10) может быть получено при условии, что число строк сжатой матрицы $\mathbf{H}_{net.cmpr.i}$ больше или равно размерности сжатого вектора оцениваемых переменных $\mathbf{x}_{net.cmpr.i}$, т. е. должно выполняться условие $(nx_i - dfh_i) \times 1$

Число единиц $M + J_i - 1$ в \mathbf{STM}

равно количеству столбцов в подматрицах $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$, т. е. каждая

единица \mathbf{STM} размещается определенным образом в строках с номерами $l =$

$4M + 3J_i + 1$, $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ и в строках с номерами $l = 4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + 1$, $4M + 3J_i + 2J_{\Sigma.i}$ одного из столбцов подматрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$

в соответствии со следующим алгоритмом. Все единицы, входящие в матрицу сценария, индексируются первым нижним индексом в порядке их расположения слева направо и по строкам сверху вниз в пределах от 1 до $J_{\Sigma.i}$. Затем те единицы матрицы сценария, которые входят в матрицу \mathbf{STM} , индексируются вторым нижним индексом в том же порядке в пределах от 1 до $M + J_i - 1$. В результате единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , будут иметь два индекса, а остальные единицы только один. Пример такой индексации показан в табл. 1. Дважды индексированные единицы, входящие в матрицу \mathbf{STM} , выделены затенением.

Обозначим первый индекс дважды индексированных единиц как μ ($\mu = \overline{1, J_{\Sigma.i}}$), а второй индекс — как ν ($\nu = \overline{1, M + J_i - 1}$). Каждой двухиндексной единице ставим в соответствие столбец из матриц $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$, $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ с номером ν . В элемент $nx_i \times (M + J_i - 1)$ $nx_i \times (M + J_i - 1)$ с номером $4M + 3J_i + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.N1.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые. Аналогично в элемент с номером $4M + 3J_i + J_{\Sigma.i} + \mu$ ν -го столбца матрицы $\mathbf{S}_{net.Nmw.i}^\perp$ помещаем 1, остальные элементы этого столбца нулевые.

$3J_{\Sigma.i} \geq (nx_i - dfh_i) = 2M + J_i + 2J_{\Sigma.i} - 1$. Отсюда получаем следующее ограничение: $J_{\Sigma.i} \geq 2M - J_i - 1$, которое должно выполняться для получения единственного решения сетевой задачи.

В общем случае аналитическое вычисление по формуле (8) вектора переменных $\mathbf{x}_{net.s.i}$, в кото-

рый будут входить линейные комбинации элементов векторов $\mathbf{N1}$, \mathbf{N}_{mw} , а также векторов $\mathbf{dt}_{\rho.i}$,

$\mathbf{dt}_{L.i}$ и $\mathbf{b}_{mw.s.i}$, является очень громоздким. Для

уменьшения громоздкости рассмотрим вычисление вектора $\mathbf{x}_{net.s.i}$ для предельно упрощенного случая

$M = 3$, $J_i = 4$ с матрицами сценария и \mathbf{STM} ,

представленными в табл. 2.

Таблица 2. Видимость НКА станциями сети для упрощенного случая $M = 3$, $J_i = 4$, $J_{\Sigma.i} = 9$

	m	Номера НКА, видимые всеми станциями наземной сети				J_m
		1	2	3	4	
Станции наземной сети	1	1 ₁₁	1 ₂₂	1 ₃₃	0	3
	2	1 ₄₄	0	1 ₅	1 ₆₅	3
	3	0	1 ₇	1 ₈	1 ₉₆	3

Для случая $M = 3$, $J_i = 4$, $J_{\Sigma.i} = 9$ вектор переменных $\mathbf{x}_{net.s.i}$ (8) и соответствующая

ему матрица проекции $\mathbf{P}_{net.i}$ даже в рассматриваемом упрощенном случае будут очень громоздкими.

Поэтому далее приводятся выражения только для интересующих нас подвекторов $\Delta \mathbf{D}_{s.i}$, $\mathbf{dt}_{\rho.s.i}$,

$\mathbf{dt}_{L.s.i}$, $\mathbf{b}_{mw.s.i}$, $\mathbf{N1}_{s.i}$, $\mathbf{N}_{mw.s.i}$ векторы переменных

$\mathbf{x}_{net.s.i}$ (8) при $r = 1$, полученных с помощью аппарата символьных вычислений MATLAB.

$$\Delta \mathbf{D}_{i,k} = \begin{bmatrix} \Delta D_{1,i} \\ \Delta D_{2,i} \\ \Delta D_{3,i} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{dt}_{\rho.s.i} = \begin{bmatrix} dt_{\rho.i}^1 - dT_{\rho.r.i} \\ dt_{\rho.i}^2 - dT_{\rho.r.i} \\ dt_{\rho.i}^3 - dT_{\rho.r.i} \\ dt_{\rho.i}^4 - dT_{\rho.r.i} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{dt}_{L.s.i} =$$

$$= \begin{bmatrix} dt_{L.i}^1 - dT_{L.r.i} + \lambda_{\Delta nifr} N1_1^1 + \lambda_{n2ifr} N_{mw1}^1 \\ dt_{L.i}^2 - dT_{L.r.i} + \lambda_{\Delta nifr} N1_1^2 + \lambda_{n2ifr} N_{mw1}^2 \\ dt_{L.i}^3 - dT_{L.r.i} + \lambda_{\Delta nifr} N1_1^3 + \lambda_{n2ifr} N_{mw1}^3 \\ dt_{L.i}^4 - dT_{L.r.i} + \lambda_{\Delta nifr} (N1_1^1 - N1_2^1 + N1_2^4) + \\ + \lambda_{n2ifr} (N_{mw1}^1 - N_{mw2}^1 + N_{mw2}^4) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}_{mw.s.i} =$$

$$= \begin{bmatrix} b_{mw}^1 - b_{mw.r} + \lambda_{mw} N_{mw.1}^1 \\ b_{mw}^2 - b_{mw.r} + \lambda_{mw} N_{mw.1}^2 \\ b_{mw}^3 - b_{mw.r} + \lambda_{mw} N_{mw.1}^3 \\ b_{mw}^4 - b_{mw.r} + \lambda_{mw} (N_{mw.1}^1 - N_{mw.2}^1 + N_{mw.2}^4) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{N1}_{s.i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ N1_2^3 - N1_2^1 + N1_1^1 - N1_1^3 \\ 0 \\ N1_3^2 - N1_3^4 + N1_2^4 - N1_2^1 + N1_1^1 - N1_1^2 \\ N1_3^3 - N1_3^4 + N1_2^4 - N1_2^1 + N1_1^1 - N1_1^3 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{N}_{mw.s.i} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ N_{mw2}^3 - N_{mw2}^1 + N_{mw1}^1 - N_{mw1}^3 \\ 0 \\ N_{mw3}^2 - N_{mw3}^4 + N_{mw2}^4 - \\ - N_{mw2}^1 + N_{mw1}^1 - N_{mw1}^2 \\ N_{mw3}^3 - N_{mw3}^4 + N_{mw2}^4 - \\ - N_{mw2}^1 + N_{mw1}^1 - N_{mw1}^3 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Как видно из выражений (11), элементы вектора $\Delta \mathbf{D}_{M \times 1}^T = [\Delta D_{1,i} \ \Delta D_{2,i} \ \Delta D_{3,i}]^T$ нескомпенсированных частей вертикальных тропосферных задержек (м) в точках расположения трех станций

наземной сети, как и ожидалось, оцениваются без смещений, исходные целочисленные неоднозначности $\mathbf{N}_{1,i}$, $\mathbf{N}_{mw,i}$ оцениваются со смещениями, т. е. в составе линейных комбинаций $\mathbf{N}_{1,s,i}$, $\mathbf{N}_{mw,s,i}$, которые также являются целочисленными. Интересующие нас векторы переменных $\mathbf{dt}_{\rho,i}$, $\mathbf{dt}_{L,i}$, $\mathbf{b}_{mw,i}$ также оцениваются со смещениями, т. е. в составе линейных комбинаций $\mathbf{dt}_{\rho,s,i}$, $\mathbf{dt}_{L,s,i}$, $\mathbf{b}_{mw,s,i}$. Однако, как видно из (11), для всех J_i НКА смещения оценок переменных, входящих в вектор $\mathbf{dt}_{\rho,i}$, одинаковы и равны смещению $dT_{\rho,r,i}$ показаний кодовых часов опорной (*reference*) станции; смещения оценок переменных, входящих в вектор $\mathbf{dt}_{L,i}$, одинаковы с точностью до целочисленной комбинации длин волн $\lambda_{\Delta niffr}$, λ_{n_2iffr} и смещения оценок переменных, входящих в вектор $\mathbf{b}_{mw,i}$, одинаковы с точностью до целого числа длин волн λ_{mw} . Это приводит к соответствующим смещениям в значениях невязок ионосферосвободных комбинаций псевдодальностей $\Delta\rho_{iffr,i}^j = \rho_{iffr,i}^j - R_{c,i}^j + dt_{\rho,iffr,i}^j$, псевдофаз $\Delta L_{iffr,i}^j = L_{iffr,i}^j - R_{c,i}^j + dt_{L,iffr,i}^j$ и комбинаций Мельбурна–Вуббена $\Delta mw_i^j = mw_i^j + b_{mw,i}^j$, входящих в левые части системы уравнений, которую необходимо решать в пользовательской задаче. Но свойства этой системы таковы, что внесение указанных смещений в ее левые части не изменяет оценок однозначно оцениваемых переменных Δx , Δy , Δz , ΔD_i . Таким образом, для получения оценок переменных Δx , Δy , Δz , ΔD_i вместо оценок переменных, являющихся компонентами векторов $\mathbf{dt}_{\rho,i}$, $\mathbf{dt}_{L,i}$, $\mathbf{b}_{mw,i}$, в пользовательской задаче можно использовать их смещенные эквиваленты, являющиеся компонентами векторов $\mathbf{dt}_{\rho,s,i}$,

$$\mathbf{dt}_{L,s,i}, \mathbf{b}_{mw,s,i} \quad (11).$$

Алгоритмы решения системы линейных уравнений (10) с учетом целочисленности части ее переменных лежат в основе алгоритмов оценивания переменных, служащих элементами векторов $\mathbf{dt}_{\rho,s,i}$, $\mathbf{dt}_{L,s,i}$, $\mathbf{b}_{mw,s,i}$, которые являются целью

решения сетевой задачи целочисленного ВАМО. К сожалению, ограничения на объем статьи не позволяют авторам рассмотреть в статье эти алгоритмы. Мы можем только рекомендовать читателю соответствующую литературу по методам линейного рекуррентного оценивания [10, 11] и разрешения неоднозначности целочисленностей псевдофазовых измерений [12–15].

Примеры определения высокоточных корректирующих поправок и их свойства

Было реализовано два варианта сетевого решения. Первое решение получено по 5 европейским станциям в предположении неизменности созвездия НКА (все станции сети принимают измерения с одного и того же набора из 6 НКА). На рис. 2 в качестве примера показана зависимость от времени кодовых и фазовых разделенных спутниковых поправок, вычисленных для одного из 6 НКА в первом варианте сетевого решения.

В соответствии с (11) смещение между кодовыми и фазовыми поправками, показанное на рис. 2, может отличаться от истинного на целое число длин волн $\lambda_{\Delta niffr}$, λ_{n_2iffr} . Видно, что данное смещение является постоянным в течение неизменного сценария наблюдений.

Во втором варианте сетевого решения использовались измерения с 10 станций сети СДКМ (выделены на рис. 3 зелеными кружками) при меняющемся созвездии НКА. На разных станциях сети СДКМ применяется НАП с неидентичными характеристиками, что приводит к снижению точности оценивания разделенных поправок к показаниям часов НКА и соответственно к существенному понижению точности решения пользовательской задачи.

На рис. 4 [16] показана зависимость от времени кодовых и фазовых разделенных спутниковых поправок, вычисленных для одного из НКА во втором варианте сетевого решения. На графике видны скачки в фазовых поправках $dt_{L,s,i}^j$ в моменты смены сценария наблюдения и/или смены матрицы $\mathbf{STM}_{M \times J_i}$ связанные с изменением состава оцениваемых линейных комбинаций в компонентах вектора $\mathbf{dt}_{L,s,i}$.



Рис. 2. Разнесенные спутниковые поправки (кодовая и фазовая) для одного из 6 НКА, вычисленные в первом варианте сетевого решения

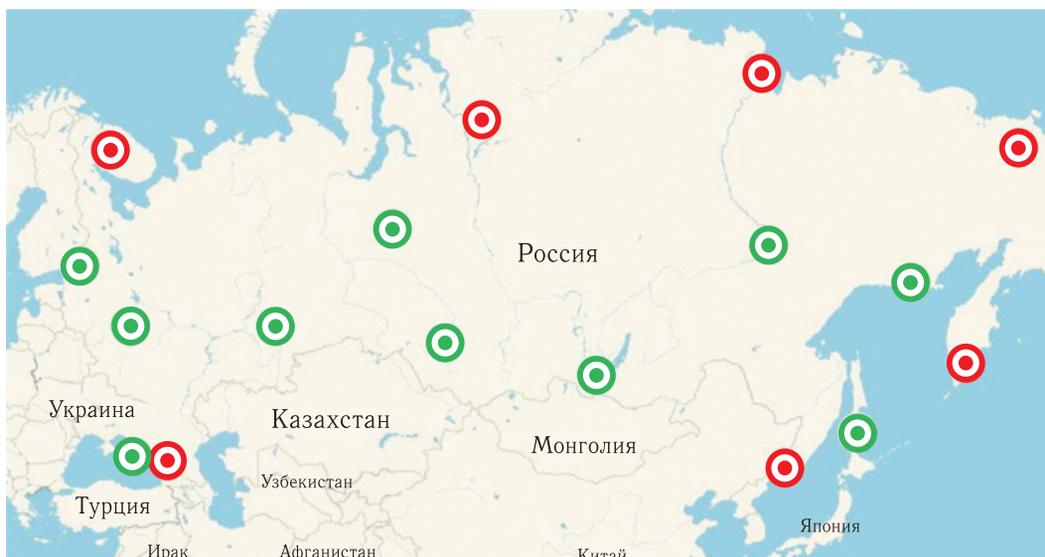


Рис. 3. Станции сети СДКМ, используемые во втором варианте сетевого решения [1]

Результаты решения пользовательских задач с использованием поправок, представленных на рис. 2 и 3, приведены в [1].

Заключение

Рассмотрены алгебраические основы решения сетевой задачи с разрешением неоднозначности

целочисленностей псевдофазовых измерений при ВАМО по сигналам ГНСС-КРК.

Приведены примеры результатов определения высокоточных корректирующих поправок по измерениям параметров навигационных сигналов GPS-методом целочисленного ВАМО. Использование этих поправок в пользовательской задаче приводит к значительному сокращению интервала проведения измерений, необходимого для достижения

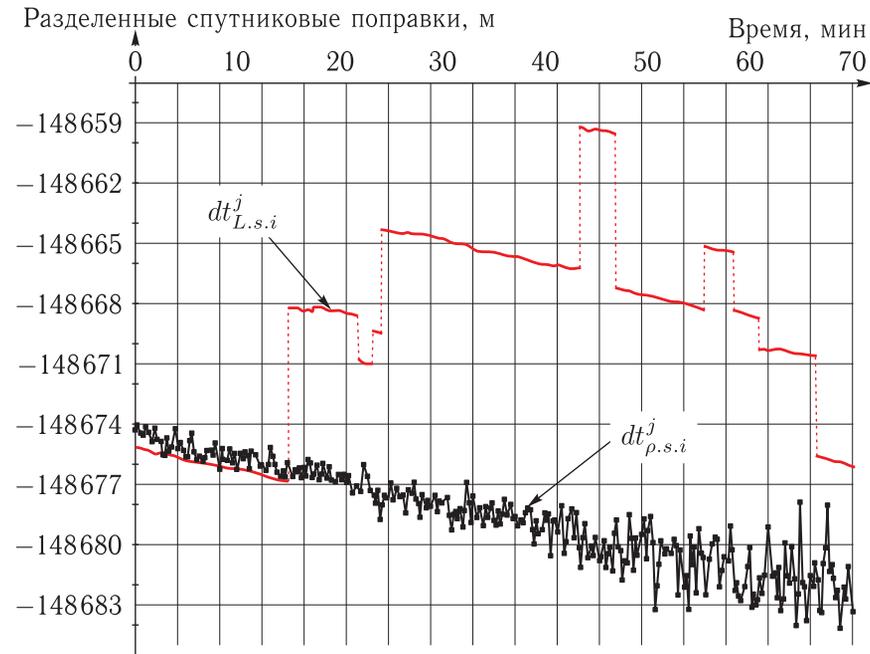


Рис. 4. Разделенные спутниковые поправки (кодированная и фазовая) для одного из НКА, вычисленные во втором варианте сетевого решения

высокоточного местоопределения, по сравнению с методом действительного ВАМО.

Как следует из выражения для вектора $dt_{\rho.s.i}^j$, 4×1

входящего в (11), в случае оперативного определения смещения $dT_{\rho.r.i}$ показаний ионосферосвободных кодовых часов опорной (*reference*) станции наземной сети относительно показаний часов ГНСС открывается возможность оперативной оценки смещений $dt_{\rho.i}^j$ $j = \overline{1, J_i}$ показаний ионосферосвободных кодовых часов всех J_i НКА, находящихся в зоне видимости станций наземной сети в i -й момент времени. Эта информация может использоваться для повышения точности частотно-временных поправок, передаваемых в навигационных сообщениях НКА.

Список литературы

1. Поваляев А. А., Подкорытов А. Н., Никитин С. А., Филимонова Д. В. Алгебраические основы обработки измерений при высокоточном абсолютном местоопределении по сигналам ГНСС с кодовым разделением каналов // *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*, 2019, т. 6, вып. 1. С. 4–16.
2. *de Jonge P. J.* A Processing Strategy for the Application of the GPS in Networks, Netherlands Geodetic Commission, Publications on Geodesy, 1998, 46. 225 pp.
3. *Teunissen P. J. G.* Generalised Inverses, Adjustment the Datum Problem and S-transformations. Preprint. Delft University of Technology // Reports of the Department of Geodesy Mathematical and Physical Geodesy, 1984.
4. *Bisnath S., Collins P.* Recent Developments in Precise Point Positioning // *Geomatica*, 2012, vol. 66, No. 2. P. 103–111.
5. *Teunissen P. J. G., Khodabandeh A.* Review and principles of PPP-RTK methods // *J. Geod.*, 2014. https://www.researchgate.net/publication/268520221_Review_and_principles_of_PPP-RTK_methods (Дата обращения 29.04.2019).
6. *Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р., Штайн К.* Минимальные остовные деревья // *Алгоритмы: построение и анализ* / Под ред. И. В. Красикова. 2-е изд. М.: Вильямс, 2005. Гл. 23. С. 644–662. ISBN 5-8459-0857-4.
7. *Харари Ф.* Теория графов / Пер. с англ. и предисл. В. П. Козырева; под ред. Г. П. Гаврилова. Изд. 2-е. М.: Едиториал УРСС, 2003. 296 с.

8. *Lannes A., Gratton S.* GNSS Networks in Algebraic Graph Theory // *Journal of Global Positioning Systems*, 2009, vol. 8, No. 1. P. 53–75.
9. *Lannes A., Teunissen P.J.G.* GNSS algebraic structures // *Journal of Geodesy*, 2011, vol. 85, Iss. 5. P. 272–290.
10. *Сейдж Э. и Мэлс Дж.* Теория оценивания и ее применения в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. (Статистическая теория связи. Вып. 6).
11. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 2004. 608 с.
12. *Поваляев А.А.* Спутниковые радионавигационные системы. Время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника, 2008. 328 с.
13. *Hassibi A., Boyd S.* Integer Parameter Estimation in Linear Models with Applications to GPS // *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control*, 1996, vol. 3. P. 3245–3251. http://www.stanford.edu/~boyd/int_est.html
14. *De Jonge P. and Tiberius C.* The LAMBDA method for integer ambiguity estimation: implementation aspects. August 1996. LGR. Delft Geodetic Computing Centre. Delft University of Technology. Faculty of Geodetic Engineering. Thisseweg 11. 2629 JA Delft. The Netherlands. <https://www.tudelft.nl/en/ceg/about-faculty/departments/geoscience-remote-sensing/> (Дата обращения 29.04.2019).
15. Радиосистемы и комплексы управления: учебник / В. А. Архангельский, В. А. Вейцель, А. С. Волковский и др.; под ред. В. А. Вейцеля. М.: Вузовская книга, 2016. 574 с.
16. *Подкорытов А.Н.* Повышение оперативности высокоточного абсолютного местоопределения в ГНСС: Сб. трудов IX Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» (5–7 июня 2018 г.). М.: АО «Российские космические системы», 2018. С. 37–43.

УДК 629.5.069 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.17.24

О возможности собственного определения местоположения судна на основе сигналов системы АИС

С. В. Трусов, к. т. н., trusov_sv@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

О. И. Барабошкин, baraboshkin_oi@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. М. Кузнецов, к. т. н., kuznetsov_am@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. А. Бобровский, bobrovsky_sa@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается вопрос об альтернативном способе вычисления местоположения судна для детектирования преднамеренного локального искажения навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS («спуфинг»). Предложен способ определения координат судна на основе комплексирования измерений углов прихода сигналов системы АИС от соседних судов и содержащихся в этих сигналах координат судов. Рассмотрен вариант схемы приемного устройства для осуществления данного способа на основе фазовой радиопеленгации простой двухантенной системой. Показана возможность определения направления прихода сигнала со средней ошибкой 2° при расстоянии между двумя антеннами (каждая длиной $\lambda/4$), равном λ . Исходя из ошибок радиопеленгации проведена оценка точности методов определения координат по двум и трем источникам сигнала. Построены карты применимости данного способа определения координат для региона Охотского моря. Показано, что при ошибке радиопеленгации 2° ошибка определения координат судна составит не более 4 км в зависимости от количества и взаимного расположения источников сигналов АИС. Предложенное решение может быть использовано в составе технических средств контроля рыбопромыслового флота.

Ключевые слова: АИС, ОСМ Росрыболовства, ГНСС-спуфинг, радиопеленгация

Possibility of Independent Self-Positioning of a Vessel Based on Signals from the AIS System

S. V. Trusov, *Cand. Sci. (Engineering)*, trusov_sv@spacecorp.ru

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

O. I. Baraboshkin, baraboshkin_oi@spacecorp.ru

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

A. M. Kuznetsov, *Cand. Sci. (Engineering)*, kuznetsov_am@spacecorp.ru

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

S. A. Bobrovskiy, bobrovsky_sa@spacecorp.ru

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

Abstract. The work aims to find an alternative method of calculating the position of a vessel in order to detect the deliberate local distortion of the GLONASS and GPS navigation signals (spoofing). A method for determining the coordinates of the vessel based on the combination of measurements of the AIS signal arrival angles from neighboring vessels, as well as the coordinates of the vessels contained in these signals, is proposed. A variant of the receiver circuit for implementing this method based on phase direction finding by a simple two-antenna system is considered. The possibility of determining the direction of arrival of a signal with an average error of 2° is shown with the distance between the two antennas equal to λ (with each antenna $\lambda/4$ long). Based on the radio direction finding errors, the accuracy of the methods for determining the coordinates was estimated from two and three signal sources. The maps of the applicability of this method of location for the Sea of Okhotsk region have been constructed. It is shown that within a 2° radio direction finding error, the error in determining the coordinates of the vessel will be no more than 4 km, depending on the number and relative position of the sources of AIS signals. The proposed solution can be used as part of the technical means of control of the fishing fleet.

Keywords: AIS, Fishing Industry Monitoring System, GNSS-spoofing, radio direction finding

Введение

Для предотвращения незаконного, несообщаемого и нерегулируемого промысла морских биоресурсов с 1999 г. в Российской Федерации эксплуатируется отраслевая система мониторинга водных биологических ресурсов, наблюдения и контроля за деятельностью судов рыбопромыслового флота (ОСМ). Под контролем системы находятся 3500 судов [1].

Контроль за передвижением судов осуществляется с помощью технических средств контроля (ТСК), обязательных к установке на промысловых судах. В состав ТСК, согласно [2], должны входить: приемник сигналов ГЛОНАСС/GPS, судовой терминал спутниковой связи (Гонец, Inmarsat), приемо-передатчик системы АИС. ТСК должен обеспечивать точность определения местоположения судна не хуже 100 м и передачу данной некорректируемой информации через спутниковый терминал в региональный центр мониторинга (РЦМ) ОСМ [2].

Проблемным моментом при использовании данного метода контроля местоположения судов является возможное искажение реальных перемещений судна за счет локальной подмены навигационного ГЛОНАСС/GPS-сигнала («спуфинг»). Оборудование для проведения спуфинг-атак становится все более доступным и может стать распространенным инструментом при браконьерстве, поскольку при его применении не нарушаются требования законодательства [2]: целостность ТСК не нарушается, в процессе передачи информация не корректируется.

В системе ARGOS, передатчики которой использовались ранее в качестве ТСК, существует альтернативная возможность определения местоположения на основе доплеровских измерений характеристик сигнала с точностью 150–300 м, но с 2016 г. передатчики ARGOS не могут быть использованы в качестве ТСК на российских судах. В связи с этим актуальной задачей является нахождение альтернативного способа определения и автоматической регистрации координат судна.

В данной работе рассматривается подход к определению координат судна с использованием специальной приемной аппаратуры сигналов АИС, которую предлагается включить в состав ТСК.

Основным отличием данной аппаратуры от обычного приемника сигналов АИС является антенная система, позволяющая определить углы прихода сигналов. Эта информация в комплексе с данными о расположении источников этих сигналов позволяет определить собственное местоположение судна. Рассматриваются проблемы точности определения местоположения судна в зависимости от ряда факторов.

Принципиальная возможность определения собственного местоположения судна по сигналам АИС

Предлагаемый подход к определению координат основывается на следующих положениях:

1. Знание координат источников сигнала и направления прихода этих сигналов позволяет определить положение приемника и соответственно судна.

2. Вокруг рыболовного судна в зоне радиовидимости приемника АИС (20–40 миль) есть как минимум один источник сигналов АИС (судно или береговая станция), передающий свои координаты (сообщения АИС типов 1, 2, 3, 4, 11, 18, 21, 27) и не подверженный воздействию средств спуфинга.

3. Известен ряд методов радиопеленгации [3], позволяющих определить направления прихода сигналов от каждого из судов.

Исходными данными для выбора метода определения местоположения целевого судна могут быть: информация о скорости, курс судна и количество судов в зоне радиовидимости. В зависимости от набора доступных исходных данных для определения местоположения судна могут быть использованы следующие известные методы вычисления:

1. При наличии данных о скорости и курсе данного судна и регистрации углов прихода сигналов АИС от одного источника можно определить местоположение данного судна методом крьюис-пеленга, путем обработки разновременных измерений [4];

2. При наличии данных о курсе и углах прихода АИС-сигналов от двух источников можно использовать метод пеленга двух ориентиров [4];

3. При регистрации углов прихода сигналов АИС от трех источников можно определить местоположение методом обратной однократной засечки [5];

4. При регистрации углов прихода сигналов АИС от четырех источников и более используется метод обратной многократной засечки [5].

В данной работе рассматриваются характеристики второго и третьего методов, поскольку первый метод требует движения определяемого судна и неподвижности судна — источника сигнала АИС, что по экспертным оценкам является маловероятной ситуацией, а четвертый — требует большого количества источников сигнала АИС.

В общем случае точность методов определяется точностью координат источников сигнала АИС и точностью определения углов прихода этих сигналов. Точность координат источников составляет 10–100 м и в данной работе не рассматривается.

Точность определения углов прихода сигналов АИС зависит от системы регистрации сигналов и относительного расположения источников сигналов АИС. Детальнее эти факторы рассматриваются в следующих разделах.

Система определения углов прихода сигналов АИС

Согласно [3] методы определения углов прихода сигнала АИС разделяются на амплитудные, фазовые и комплексные. Для метода, использующего амплитудные характеристики сигнала (амплитудный и комплексный методы), требуются антенная система, состоящая из антенн с некруговой диаграммой направленности. При длине волны $\lambda = 1,85$ м на частотах АИС такая антенная система будет очень громоздкой, сложной для установки на судно и достаточно дорогой. В связи с чем предпочтительнее использовать фазовый метод пеленгации.

В [3] представлен метод фазовой пеленгации с использованием двух антенн. Антенны расположены на расстоянии друг от друга, называемом базой. Каждая из антенн может иметь круговую диаграмму направленности и представлять собой четвертьволновый штырь. От длины базы зависит

точность пеленгации и сложность размещения на судне. Чем база больше, тем точнее можно определить направление, но сложнее установка. Недостатком рассматриваемого метода является неоднозначность определения направления — при длине базы $l < \lambda / 2$ таких направлений два, при $\lambda / 2 < l < \lambda$ — четыре и т. д. Для решения задачи **контроля** полученной от другого судна информации неоднозначность не играет существенной роли, т. к. информация АИС от обоих судов позволяет разрешить эту неоднозначность.

Таким образом, предлагается следующая схема приемника АИС, совмещенного с системой радиопеленгации. Сигналы от двух антенн, находящихся на расстоянии l друг от друга, передаются в ВЧ-тракт приемника, где независимо фильтруются и оцифровываются двумя аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) с общим тактовым генератором. Один из сигналов обрабатывается так же, как и в обычном приемнике АИС, при этом определяется начало и конец каждого сообщения АИС. Эта информация передается в модуль приемного устройства, содержащий фазовый пеленгатор. Данный модуль совместно обрабатывает два сигнала, содержащих одно и то же сообщение АИС, осуществляет демодуляцию сообщения и выдает искомым угол (рис. 1).

Расчет точности определения углов прихода сигнала АИС

На точность определения углов прихода сигналов АИС при использовании предложенной схемы приемника АИС влияет множество факторов: длина базы антенной системы, шумовые характеристики приемника, формат сообщений АИС, расстояние до передатчика, качка судна, ошибки длины базы антенной системы (температурные флуктуации, точность установки), погрешность определения курса судна и др. В данном разделе рассматривается влияние первых трех.

Для расчета точности пеленгации использовалось численное моделирование по следующей схеме (рис. 2). Формируется сигнал АИС с модуляцией GMSK, кодированием NRZI и скоростью передачи данных 9600 бит/с, содержащий случайный

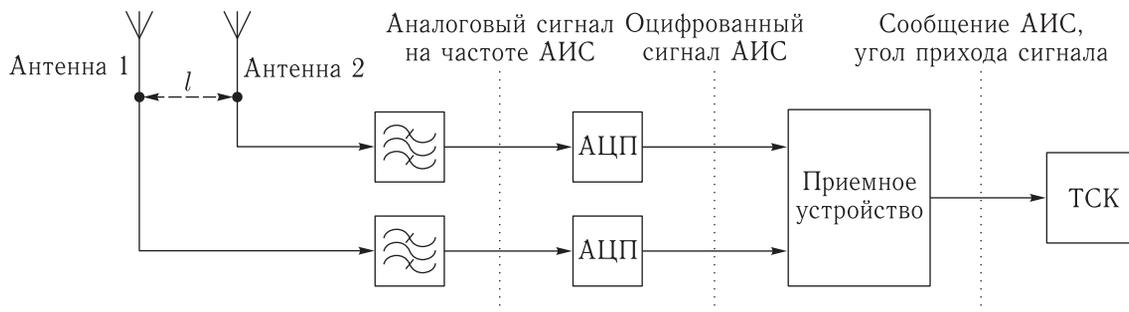


Рис. 1. Схема приемника АИС с функцией определения угла прихода сигнала АИС

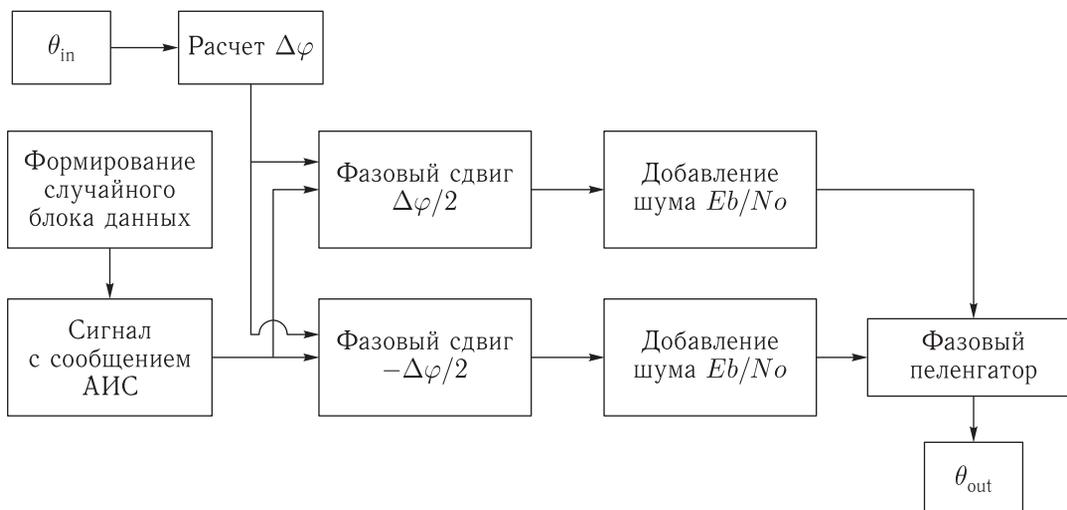


Рис. 2. Блок-схема модели системы пеленгации сигналов АИС

блок данных [6]. Данный сигнал дублируется, каждый сигнал независимо суммируется с белым шумом, задаваемым отношением энергии бита к спектральной плотности мощности E_b/N_0 . Нижний порог E_b/N_0 , при котором возможен прием сообщений АИС, определен в [6] и составляет 10 дБ. Далее осуществляется фазовый сдвиг первого сигнала на $\Delta\varphi/2$, а второго — на $-\Delta\varphi/2$. $\Delta\varphi$ рассчитывается исходя из предварительно заданного угла прихода радиосигнала $\theta_{in} = [-\pi/2 \dots \pi/2]$ по формуле

$$\Delta\varphi = 2\pi l/\lambda \cdot \sin(\theta_{in}).$$

Фазовый пеленгатор построен по схеме с суммарно-разностной обработкой [3]. Длина сигнала, на которой при моделировании производится расчет угла прихода радиосигнала θ_{out} , имеет длину 224 бита и состоит из настроечной последовательности (24 бита), указателя начала (8 бит), блока

данных (184 бит) и указателя конца сообщения АИС (8 бит).

Результаты моделирования определения θ_{out} для 75 тыс. случайных сообщений при длине базы $l = \lambda/2$ и $l = \lambda$, $E_b/N_0 = 10$ дБ и 20 дБ для каждого θ_{in} с шагом 5° представлены на рис. 3. На графиках отмечены средние ошибки ζ_{out} определения угла θ_{out} в зависимости от θ_{in} .

При длине базы $l = \lambda/2$ точность пеленгации сильно зависит от направления на источник сигнала — ошибки сильно растут при приближении θ_{in} к 90° и 270° . Даже при высоком соотношении сигнал/шум ошибки не позволяют уверенно различать разные направления прихода сигналов АИС при $70^\circ < \theta_{in} < 110^\circ$ и $250^\circ < \theta_{in} < 290^\circ$. Для остальных направлений при $E_b/N_0 = 10$ дБ средняя ошибка составляет менее 5° , а для $E_b/N_0 = 20$ дБ — менее 2° .

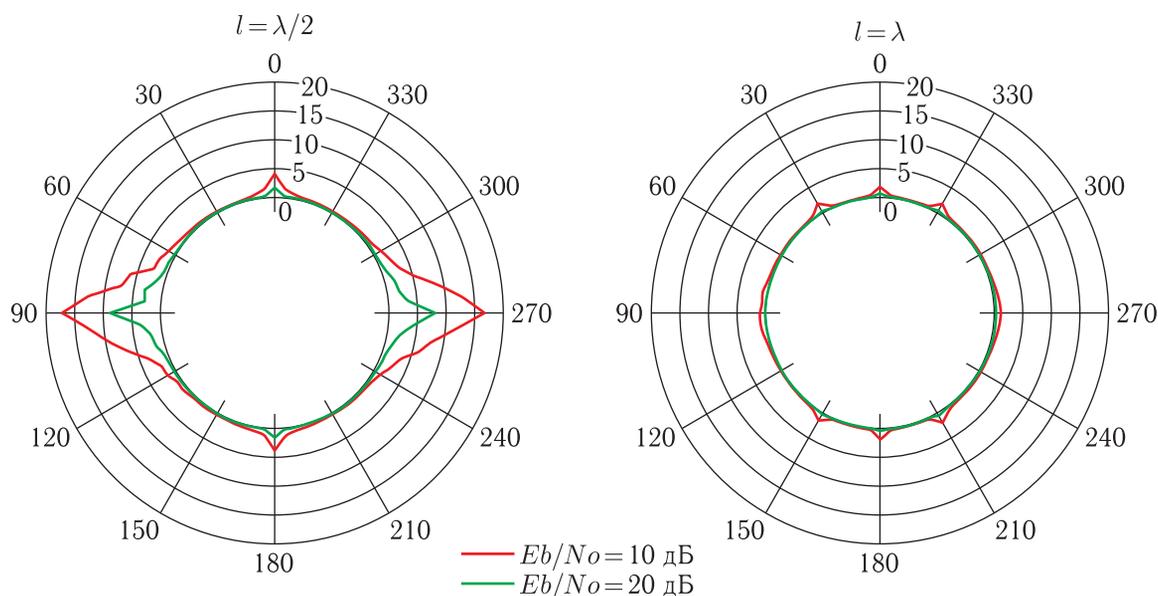


Рис. 3. Средняя ошибка ζ_{out} расчетного направления прихода сигнала θ_{out} в зависимости от действительного направления θ_{in} для сигнала АИС

Использование базы сигнала $l = \lambda$ дает меньшую ошибку и более стабильные характеристики системы пеленгации во всем диапазоне углов. Для $E_b/N_0 = 10$ дБ средняя ошибка составляет менее 2° , а для $E_b/N_0 = 20$ дБ — менее 1° .

Полученные результаты показывают, что антенная система с длиной базы $l = \lambda$ более предпочтительна для построения системы контроля местоположения судна.

Моделирование ошибки определения координат в зависимости от точности определения углов прихода сигнала

Определение местоположения судна по трем сигналам АИС. Для оценки влияния точности определения углов прихода сигналов на определение координат судна было проведено численное моделирование определения координат методом обратной однократной засечки. Определяемое судно находилось в окружности диаметром 36 км (~ 20 миль). Это в среднем соответствует предельному расстоянию при распространении сигналов АИС между судами. В данную область случайным

образом помещались три судна с известными координатами, определялись углы прихода, в каждый из углов вносилась случайная погрешность до 2° и решалась задача обратной засечки [5]. После расчета определялась ошибка определения координат как расстояние между известной и рассчитанной точками.

Результаты моделирования 10^4 случаев распределения судов (рис. 4) свидетельствуют о том,

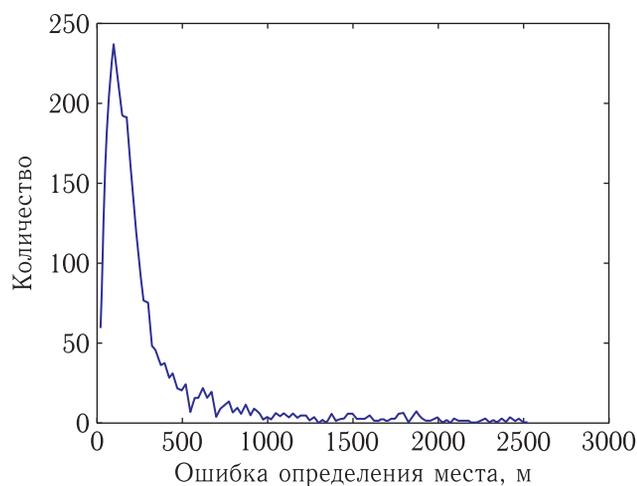


Рис. 4. Зависимость количества измерений от ошибки определения координат при случайной ошибке угла прихода сигнала АИС в пределах 2° для 10^4 измерений

что регистрация трех источников сигнала АИС с ошибкой до 2° позволяет в 85% случаев получить ошибку в определении местоположения судна до 2 км.

Ошибка определения координат уменьшается с повышением точности определения углов прихода и уменьшением среднего расстояния между источниками сигнала и приемником.

Определение местоположения судна по двум сигналам АИС. Определение местоположения судна возможно при наличии двух сигналов АИС и курса движения судна. В этом случае точность определения местоположения зависит от точности определения курса и точности определения углов прихода сигналов АИС. В данном методе могут быть использованы ориентиры (источники сигнала АИС), отстоящие друг от друга на $30\text{--}150^\circ$. Зависимость ошибки определения места от угла между ориентирами (при точности определения 2°), приведенная на рис. 5, показывает, что для рабочего диапазона углов ошибка определения в среднем соответствует 4 км.

Данный метод менее точный, чем обратная засечка, однако условия для его применения встречаются чаще, чем для обратной засечки (см. рис. 6).

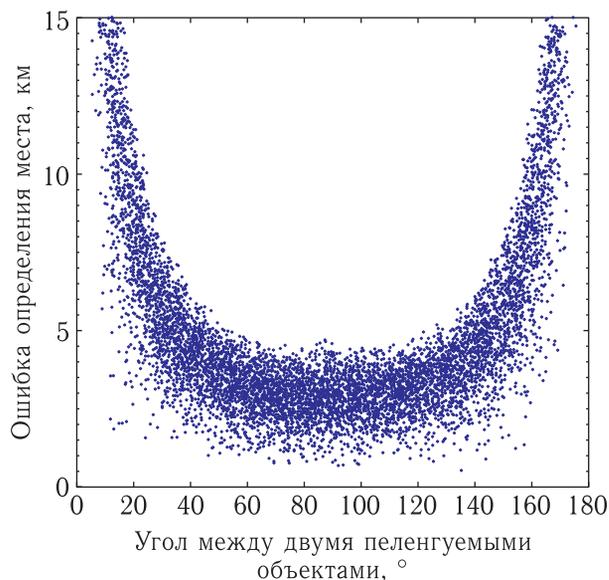
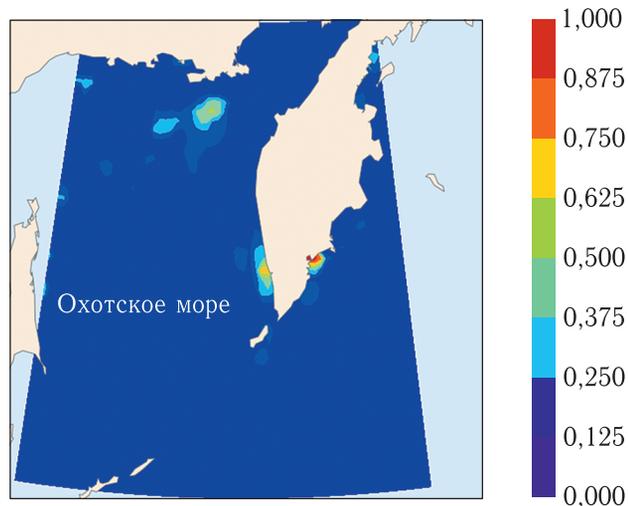
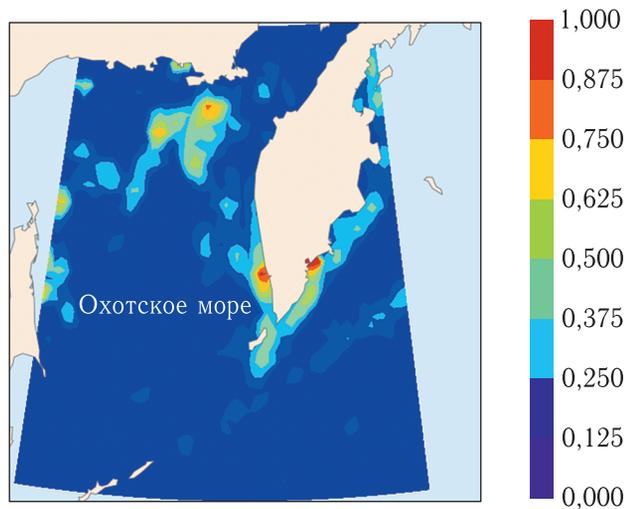


Рис. 5. Зависимость ошибки определения места судна методом пеленга двух ориентиров от угла между объектами при погрешности измерения направлений 2°



a



б

Рис. 6. Карта распределения вероятности наличия сигналов АИС от N судов в акватории Охотского моря: *a)* $N = 3$, *б)* $N = 2$

Определение ложного курса по одному источнику сигнала АИС. При наличии одного сигнала АИС можно осуществить проверку корректности координат и курса судна, определяемых приемником ГЛОНАСС/GPS. Для этого исходя из координат судна-передатчика, содержащихся в сообщении АИС, достаточно рассчитать угол прихода сигнала и сравнить его с измеренным углом. Если измеренный угол не совпадает с рассчитанным с точностью до погрешности, то координаты одного из двух судов неверны. Однозначно определить судно с неправильными координатами

можно при появлении в окрестности других судов: на судне с неправильными координатами будет наблюдаться несоответствие рассчитываемых и определяемых углов прихода сигнала и для других судов.

Оценка вероятности присутствия других судов в окрестности произвольного судна

Для оценки вероятности присутствия двух и более судов в окрестности произвольного судна, необходимых для применения предлагаемого способа, была проведена обработка данных о расположении судов в акваториях Охотского и Берингова морей с ограничениями по широте $45\text{--}60^\circ$ С. Ш. и по долготе $144\text{--}164^\circ$ В. Д. Использовались данные за май–июль 2016 г. [7]. Расчет производился для сетки с шагом $0,33^\circ$. Для каждой точки сетки рассчитывалось отношение дней, в которые было зарегистрировано не менее N судов в радиусе 20 миль от данной точки, к общему количеству дней наблюдения; $N = [2,3]$. В расчете не использовались сигналы береговых станций АИС, имеющих радиус действия порядка 40 миль.

Результаты расчета (рис. 6) показывают, что вероятность регистрации сигналов АИС от трех судов одновременно на уровне единицы в рассматриваемой области существует только в районе Петропавловска-Камчатского. Высокой вероятностью ($> 0,5$) характеризуются основные рыбопромысловые участки Северо-Охотоморской и Западно-Камчатской подзон Охотского моря (рис. 6, а). В остальных акваториях вероятность наличия трех сигналов АИС от различных судов менее 0,12.

Аналогичный расчет для вероятности приема сигналов АИС от двух судов (рис. 6, б) показывает, что площадь районов с соответствующей вероятностью увеличивается в среднем в 4,5 раза. Районы с вероятностью более 0,33 соответствуют районам основного рыбного промысла в Охотоморском бассейне [8].

Заключение

Результаты проведенных исследований подтвердили предположение авторов, что использование сигналов АИС от других судов и специальная приемная система дают возможность определять местоположение судна при выполнении ряда условий.

Численное моделирование приемного устройства показало, что система из двух антенн, разнесенных на λ , позволяет методом фазовой радиопеленгации определять угол прихода сигнала АИС с точностью $1\text{--}2^\circ$. Измеренные с такими погрешностями направления приходов сигналов АИС дают возможность при наличии двух сигналов определять местоположение судна с точностью 2–4 км, а при наличии трех сигналов — 1–2 км. В районах интенсивного рыболовства вероятность определения местоположения судна по сигналам двух судов составляет более 33%.

В случаях когда имеется только один сигнал АИС, может быть использован метод детектирования ложного курса. Все методы должны работать в едином устройстве, применяться в зависимости от обстановки и выдавать в ТСК данные о положении судна с соответствующей точностью.

Предлагаемый способ определения координат судна может быть применен при проектировании усовершенствованного ТСК для использования в фискальных системах контроля местоположения судов, в частности для детектирования локальной подмены навигационного поля ГНСС, а также для определения местоположения судна при отключении судового транспондера АИС.

Список литературы

1. Пырков В.Н., Солодилов А.В., Дегай А.Ю. Отраслевая система мониторинга водных биологических ресурсов, наблюдения и контроля за деятельностью судов рыбопромыслового флота (ОСМ) // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2015, т. 12, № 5. С. 251–262.
2. Приказ Министерства сельского хозяйства РФ от 13 июля 2016 г. № 294 «Об утверждении Порядка оснащения судов техническими средствами контроля и их видов» (не вступил в силу). <http://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/71439614/> (Дата обращения 14.05.2019).

3. Тимофеев В.А. Амплитудные и фазовые методы определения углового положения источника электромагнитных волн: Метод. указания по выполнению лабораторной работы. Ярославль: ЯрГУ, 2006. 56 с.
4. Рудьков Д.И. Навигация и лоция. М.: Транспорт, 1973. 232 с.
5. Кусов В.С. Геодезия и основы аэрометодов. М.: Изд-во Московского Университета, 1995. 160 с.
6. МСЭ-Р М.1371-5 (02/2014) «Технические характеристики автоматической системы опознавания, использующей многостанционный доступ с временным разделением в полосе ОВЧ морской подвижной службы». https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1371-5-201402-I!!PDF-R.pdf (Дата обращения 14.05.2019).
7. Кузнецов А.М., Трусов С.В., Барабошкин О.И., Бобровский С.А., Романов А.А., Романов А.А. Анализ результатов, полученных за три года работы аппаратуры мониторинга судов БРК АИС, размещенной на КА «Ресурс-П» №2 // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 4. С. 80–87.
8. Обзор снюрреводного промысла в период с 5 по 11 марта 2012 года. http://www.kamniro.ru/presscenter/obzory_promysla/promysel/obzory_promysla3 (Дата обращения 14.05.2019).

УДК 621.3.049.774 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.25.37

Моделирование маломощной части приемо-передающих модулей *C*-диапазона для АФАР в виде монолитной интегральной схемы

В. А. Будняев, *VABudnyaev@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

И. В. Кравченко, *IVKrauchenko@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

Д. А. Снегур, аспирант, *DASnegur@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

В. В. Тумко, *VVTumko@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

И. Ф. Филиппов, аспирант, *IFFilippov@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

В. В. Вертегел, к. т. н., *VVVertegel@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены результаты разработки электрических схем функциональных блоков и топологии интегрального приемо-передающего модуля активных фазированных антенных решеток *C*-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Интегральная схема включает в себя блоки управления амплитудой и фазой СВЧ-сигнала, коммутаторы режимов приема и передачи, усилители, цифровой блок управления, блоки температурной коррекции параметров. Среднеквадратическое отклонение (СКО) по амплитуде не превышает 0,4 дБ. СКО по фазе не превышает 4,2 град. Значение коэффициента шума приемного тракта не превышает 5,2 дБ. Выходная мощность в точке компрессии 1 дБ в режиме передачи составляет 8,5 дБм. Потребляемая мощность в режимах приема и передачи не превышает 195 мВт и 365 мВт соответственно. Площадь топологии — 6 мм².

Ключевые слова: микроволновая монолитная интегральная схема (МИС), приемо-передающий модуль (ППМ), активная фазированная антенная решетка (АФАР), *SiGe*, БиКМОП, *C*-диапазон

Simulation of the Low-Power Part of the C-Band Transceiving Modules for AESA in the MMIC Form

V. A. Budnyaev, *VABudnyaev@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

I. V. Kravchenko, *IVKravchenko@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

D. A. Snegur, *postgraduate student, DASnegur@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

V. V. Tumko, *VVTumko@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

I. F. Filippov, *postgraduate student, IFFilippov@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

V. V. Vertegel, *Cand. Sci. (Engineering), VVVertegel@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

Abstract. The paper presents the development results of electric circuits of functional units and layout of the integrated transceiver module of active electronically scanned arrays (AESA) of the C-band based on the 0.18 μm SiGe BiCMOS technology. The integrated circuit consists of control units for amplitude and phase of a microwave signal, reception and transmission modes switchers, amplifiers, digital control unit, and units for parameter temperature corrections. The root mean square (RMS) deviation in amplitude does not exceed 0.4 dB. The RMS deviation in phase is below 4.2 degree. The noise factor value of the reception path does not exceed 5.2 dB. The output power in the compression point 1 dB in the transmission mode is 8.5 dBm. The power consumption in the reception and transmission modes is below 195 mW and 365 mW, respectively. The layout area is 6 mm².

Keywords: monolithic microwave integrated circuit (MMIC), transceiver module, active electronically scanned array (AESA), SiGe, BiCMOS, C-band

Введение

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) широко используются в системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, телекоммуникационных системах специального назначения. Одним из ключевых направлений развития отечественной электроники является наращивание производства радиоэлектронных компонентов, систем двойного и сугубо гражданского назначения. Системы АФАР обладают перспективами применения в телекоммуникационных системах пятого поколения, системах спутниковой связи и пр.

В настоящее время приемо-передающие модули (ППМ) АФАР строятся, как правило, на основе микроволновых монолитных интегральных схем (МИС) различных групп технологий. Мировой объем продаж МИС для систем АФАР в последние годы обладает значительными темпами роста. Однако, несмотря на огромную функциональность подобных систем, они обладают рядом недостатков. Ключевым недостатком, ограничивающим их широкое применение в гражданском секторе, является крайне высокая стоимость МИС ППМ, выпускаемых преимущественно по *GaAs*-технологии.

Снижение стоимости ППМ может быть достигнуто применением интегральных приемо-передающих устройств (англ. *Core Chip*), изготовленных по кремниевым (англ. *silicon, Si*) и кремний-германиевым (англ. *silicon-germanium, SiGe*) технологиям. Применение *SiGe* БиКМОП-технологического процесса может решить задачу интеграции цифровой и аналоговой частей приемопередатчика, что положительно скажется на конечной стоимости системы при сохранении приемлемых для гражданских приложений характеристик ППМ.

В статье представлены результаты разработки электрических схем и топологий функциональных блоков интегрального ППМ С-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Актуальность исследования заключается в достижении важных для систем с АФАР миниатюризации, стабильности параметров при воздействии внешних климатических факторов, а также снижения стоимости при серийном производстве.

В статье представлены результаты разработки электрических схем и топологий функциональных блоков интегрального ППМ С-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Актуальность исследования заключается в достижении важных для систем с АФАР миниатюризации, стабильности параметров при воздействии внешних климатических факторов, а также снижения стоимости при серийном производстве.

Структурная схема МИС

На основе аналитического обзора серийно выпускаемой продукции [1–3] и литературных источников [4–9], содержащих результаты исследований ППМ АФАР, разработана структурная схема сложнофункциональной МИС (СФ МИС), представленная на рис. 1.

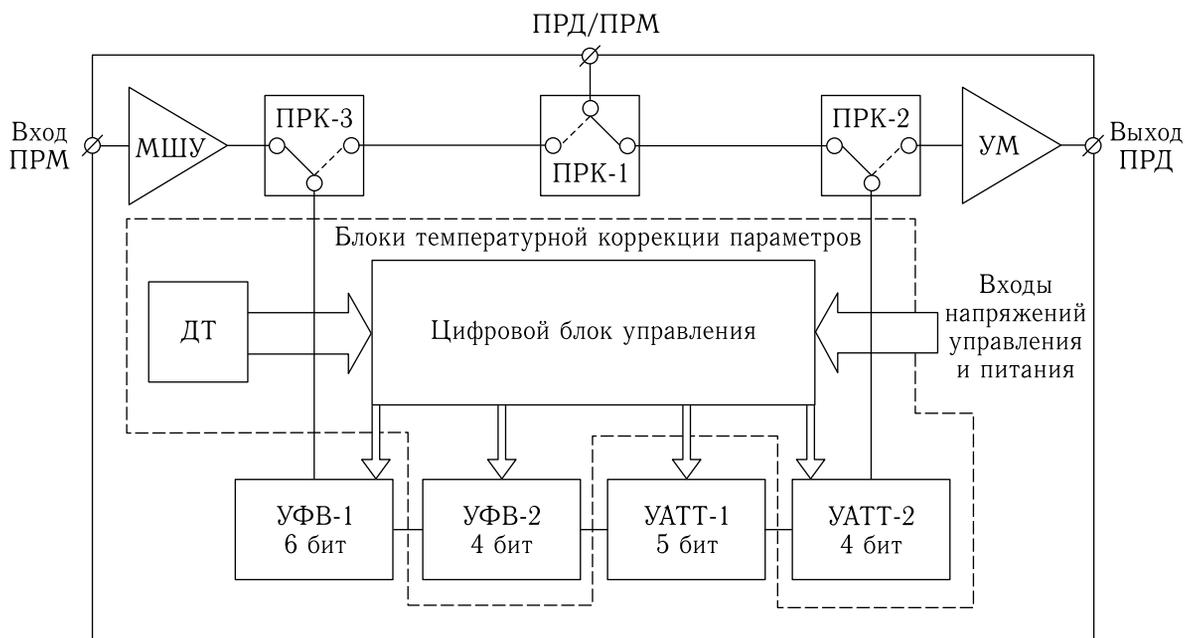


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемой СФ МИС

В отличие от типовой структурной схемы СФ МИС приемо-передающих модулей она содержит цифровой датчик температуры, а также корректирующие фазовращатель и аттенюатор, позволяющие уменьшить погрешности установки амплитуды и фазы сигналов, обусловленные изменениями температуры.

Управляемые фазовращатель УФВ-1 и аттенюатор УАТТ-1 являются общими блоками приемо-передающего тракта. Переключение режимов работы прием/передача (ПРМ/ПРД) СФ МИС осуществляется двухпозиционными переключателями ПРК-1, ПРК-2 и ПРК-3. Малошумящий усилитель (МШУ) обеспечивает повышение уровня сигнала на входе приемного тракта до требуемого значения, обладая минимально возможным значением коэффициента шума. Усилитель мощности (УМ) обеспечивает требуемый уровень СВЧ-сигнала на выходе передающего тракта.

Интегральный датчик температуры (ДТ) формирует температурно-зависимое напряжение и преобразует его в цифровые коды. На основе этих кодов цифровой блок управления (ЦБУ) осуществляет коррекцию сдвига фазы и ослабления фазовращателем УФВ-2 и аттенюатором УАТТ-2. Для обмена данными между СФ МИС и управляющим микроконтроллером в состав ЦБУ включен последовательный периферийный интерфейс. С помощью

внешних цифровых сигналов ЦБУ обеспечивает переключение между режимами работы, управление параметрами фазовращателя УФВ-1 и аттенюатора УАТТ-1.

На структурной схеме не представлен функциональный блок источника опорного напряжения (ИОН), при помощи которого обеспечиваются заданные режимы работы по постоянному току всех функциональных блоков СФ МИС.

Функциональные узлы МИС и их характеристики

Малошумящий усилитель

Упрощенная электрическая схема МШУ приведена на рис. 2.

Транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой для обеспечения согласования входного импеданса первого каскада МШУ с сопротивлением 50 Ом в широкой полосе частот. Каскодный усилитель на полевых транзисторах $VT2$ и $VT3$, благодаря частичному устранению влияния эффекта Миллера, обладает высоким коэффициентом усиления по напряжению без сужения рабочей полосы частот. Фильтр нижних частот в цепи базы транзистора $VT1$ необходим для предотвращения

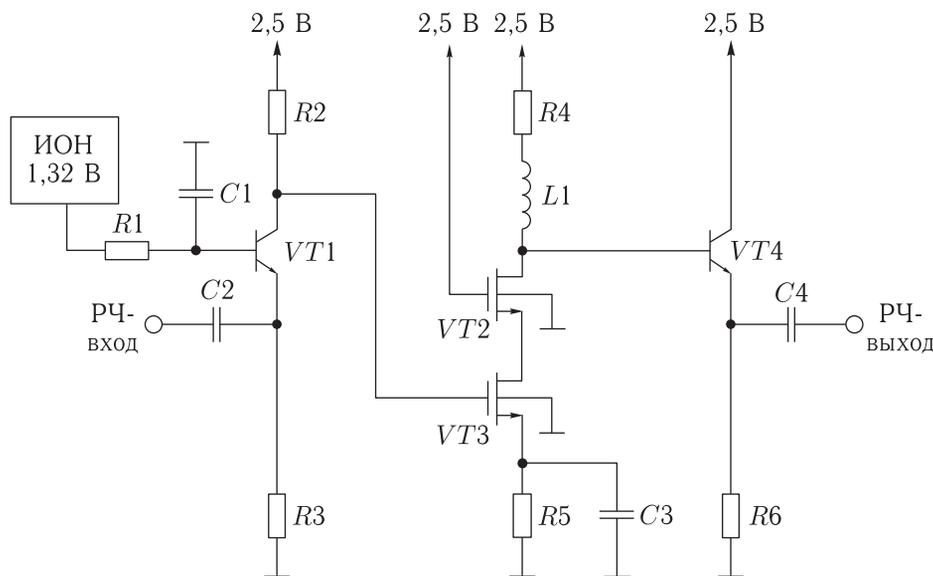


Рис. 2. Электрическая схема МШУ

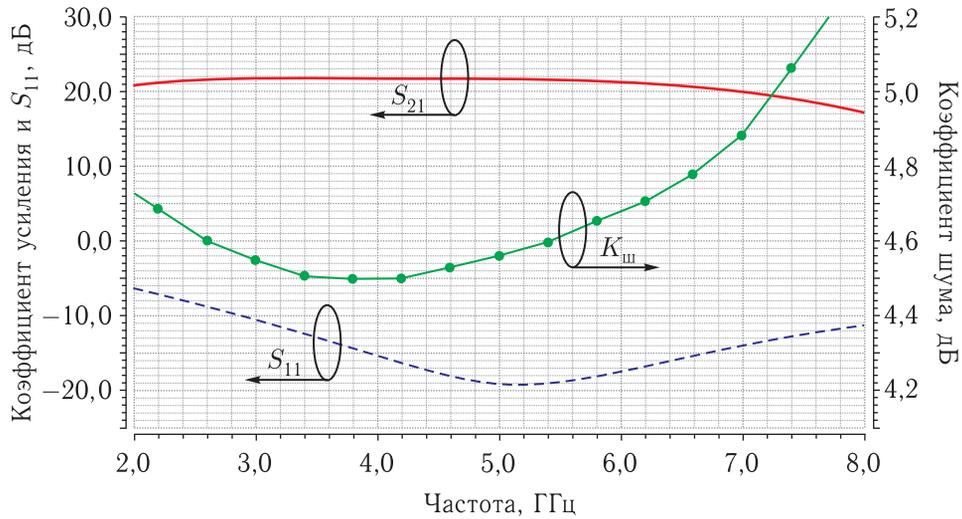


Рис. 3. Частотные зависимости малосигнальных параметров МШУ

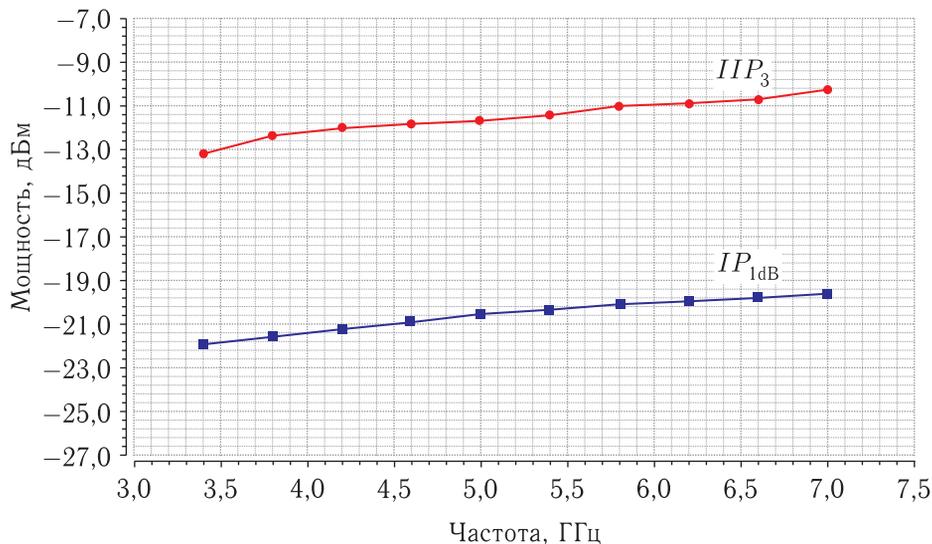


Рис. 4. Зависимость IP_{1dB} и IIP_3 от частоты

попадания переменной составляющей напряжения на выход источника опорного напряжения. Таким образом, достигается стабилизация рабочей точки транзистора $VT1$, а также уменьшение коэффициента шума каскада.

На рис. 3–4 приведены результаты схемотехнического моделирования МШУ с учетом паразитных элементов топологии.

Коэффициент усиления в диапазоне частот 4–6 ГГц составляет 21–22 дБ, а коэффициент шума не превышает 4,7 дБ. Величина возвратных потерь по входу в рабочем диапазоне частот превышает 15 дБ.

Точка компрессии 1 дБ по входу (IP_{1dB}) в рабочем диапазоне частот превышает -22 дБм. Точка пересечения интермодуляции 3-го порядка по входу (IIP_3) — не менее -12 дБм.

Управляемый фазовращатель

В состав УФВ-1 входят (рис. 5):

- симметрирующее устройство (СУ), выполняющее преобразование несимметричного входного сигнала в симметричный (балансный) выходной сигнал;

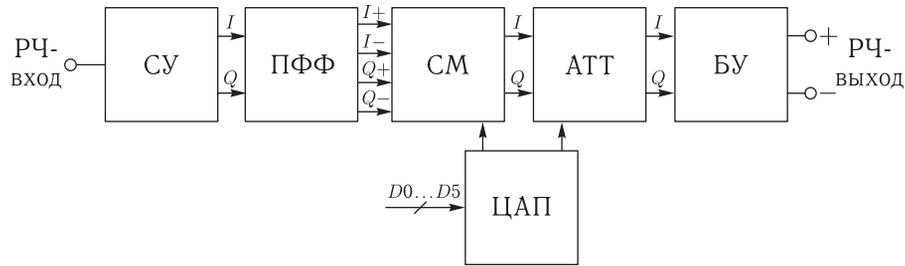


Рис. 5. Структурная схема УФВ-1

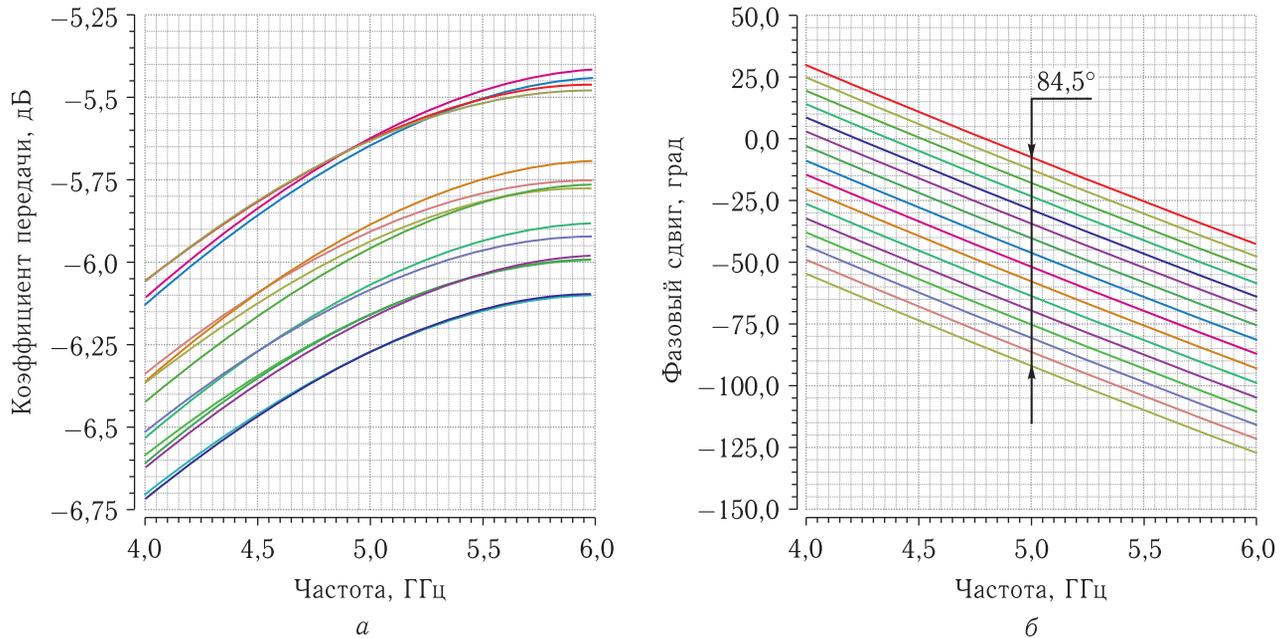


Рис. 6. Амплитудная (а) и фазовая (б) частотные характеристики УФВ-1 при перестройке фазы в пределах одного квадранта

- полифазный фильтр (ПФФ), разделяющий балансный сигнал на ортогональные составляющие;
- двоянный сумматор на основе ячеек Гильберта (СМ), осуществляющий взвешенное суммирование составляющих;
- управляемый аттенюатор (АТТ);
- схема формирователя аналоговых управляющих сигналов сумматором в виде токового цифроаналогового преобразователя (ЦАП);
- буферный усилитель (БУ) на выходе схемы, который необходим для компенсации ослабления сигнала, вносимого указанными блоками УФВ-1.

Ключевой особенностью данного фазовращателя является использование дополнительного каска-

да управляемого аттенюатора, позволяющее уменьшить вносимую при переключении фазовых дискретов амплитудную ошибку. Применение в аттенюаторе частотно- и термозависимой обратной связи позволяет скорректировать амплитудно-частотную и температурную характеристики фазовращателя.

Управление сумматором и аттенюатором осуществляется одновременно при помощи схем токовых ЦАП, представляющих собой двоичную токовую матрицу, управляемую транзисторами в ключевом режиме. При этом входы каждого токового ЦАП соединены параллельно. Таким образом, для корректировки не требуется дополнительных разрядов управления [10]. На рис. 6 приведены частотные зависимости коэффициента передачи и фазовых состояний УФВ-1 при переключении фазовых дискретов.

Таблица 1. Параметры разработанных фазовращателей

Параметр, единица измерения	УФВ-1	УФВ-2
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–60–85	
Диапазон перестройки фазы, град	360	8
Шаг перестройки, град	5,625	0,5
Погрешность установки фазы, град	<1,005	<0,25
Коэффициент передачи, дБ	–6	5,9
Амплитудная погрешность, дБ	<0,703	<0,1
Напряжение питания, В	2,5; 5	
Потребляемый ток, мА	<35	<27

Схема корректирующего фазовращателя УФВ-2 аналогична схеме основного УФВ-1. Корректирующий фазовращатель не включает в себя схему управляемого аттенюатора, поскольку обладает относительно малым значением амплитудной погрешности в пределах диапазона рабочих частот и температур.

Основные параметры фазовращателей, полученные в результате их моделирования, приведены в табл. 1.

Управляемый аттенюатор

При разработке СФ МИС на основе кремний-германиевой технологии для управления амплитудой выходного сигнала целесообразно применить активный управляемый аттенюатор (усилитель с изменяемым коэффициентом передачи), поскольку он обладает относительно низкой амплитудной погрешностью, позволяет исключить вносимые потери и занимает относительно небольшую площадь на кристалле. Функциональная схема разработанного УАТТ-1 представлена на рис. 7.

Ключевым элементом схемы является ядро УАТТ, которое осуществляет изменение амплитуды дифференциального СВЧ-сигнала на входе аттенюатора. Ядро состоит из классического дифференциального каскада с парой встречновключенных транзисторов с «плавающим эмиттером» [11]. Такое включение позволяет расширить диапазон регулирования коэффициента ослабления схемы. Для согла-

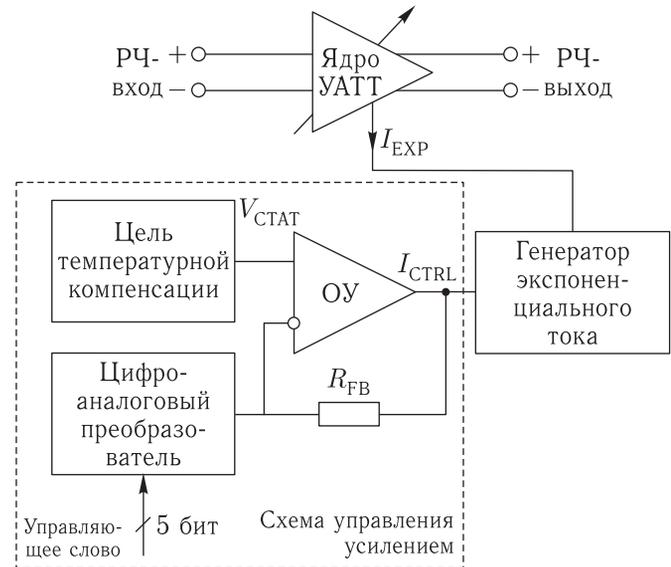


Рис. 7. Функциональная схема УАТТ-1

сования УАТТ-1 со следующим каскадом ППМ на выходе схемы применены эмиттерные повторители.

Для обеспечения равномерного шага изменения коэффициента передачи аттенюатора в схему введен генератор нелинейного тока, использующий экспоненциальную форму передаточной характеристики биполярного транзистора.

Схема управления формирует управляющий сигнал для генератора экспоненциального тока и включает ЦАП, цепь температурной компенсации и операционный усилитель (ОУ). Напряжение на выходе цепи температурной коррекции обратно пропорционально температуре ($V_{СТАТ}$), что позволяет скомпенсировать увеличение тока через дифференциальный каскад ядра и обеспечить температурную стабильность аттенюатора.

На рис. 8,а представлены частотные зависимости коэффициента передачи аттенюатора при различных состояниях управляющего кода (от 0 до 31). На рис. 8,б представлены частотные зависимости абсолютной амплитудной погрешности аттенюатора.

Диапазон изменения коэффициента передачи составляет 31,3 дБ на центральной частоте 5 ГГц. При этом неравномерность коэффициента передачи при максимальном ослаблении составляет 1,38 дБ, а при минимальном ослаблении — 1,08 дБ. Во всем диапазоне рабочих частот абсолютная погрешность установления коэффициента передачи не превышает

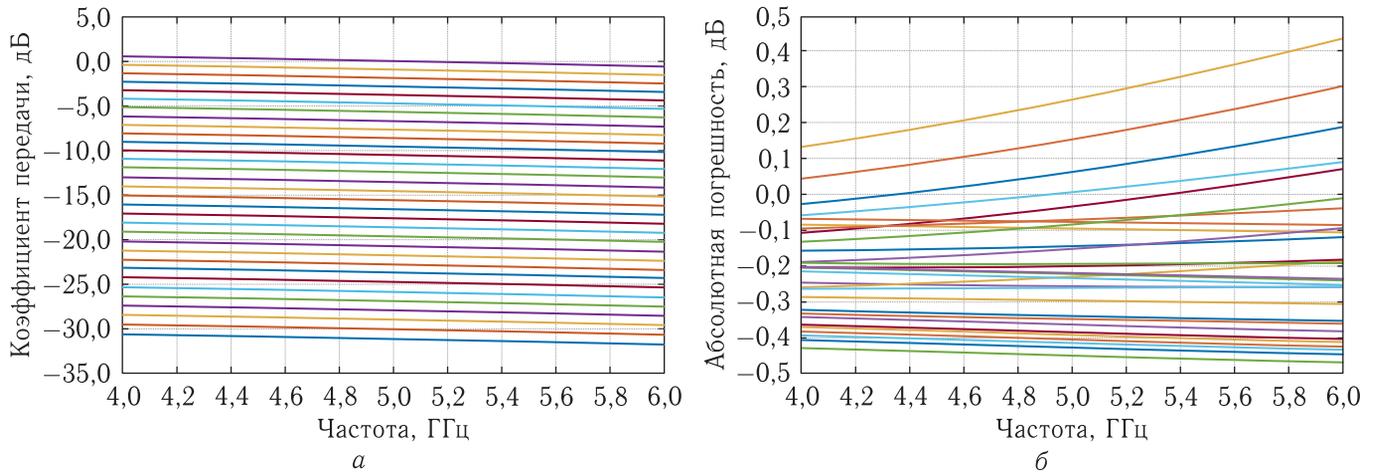


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициента передачи (а) и абсолютной амплитудной погрешности (б) УАТТ-1

0,48 дБ, среднеквадратическое отклонение составляет 0,178 дБ.

Функциональный блок корректирующего УАТТ-2 схемотехнически повторяет основной УАТТ-1. Отличие заключается в величине опорных токов ЦАП. В ЦАП УАТТ-2 они уменьшены с целью получить меньший диапазон регулировки коэффициента передачи схемы. Основные параметры разработанных основного и корректирующего аттенуаторов приведены в табл. 2.

СВЧ-переключатель

В разработанной схеме однополюсного переключателя на два направления (рис. 9) для увеличения развязки используется параллельное включение шунтирующих полевых транзисторов.

Транзисторы $M1$ и $M4$ управляются синфазно напряжением $CTRL$, а транзисторы $M2$ и $M3$ — напряжением $NCTRL$. Таким образом, когда $M4$ находится в открытом состоянии, та часть сигнала, которая прошла через закрытый транзистор $M2$, шунтируется на землю. В другом канале переключателя транзистор $M3$ будет находиться в закрытом состоянии и практически не повлияет на прохождение сигнала. Транзисторы $M5$ и $M6$ формируют инверсный сигнал управления $NCTRL$.

Передаточные характеристики открытого (S_{21}) и закрытого (S_{31}) каналов переключателя приведены на рис. 10, а. Вносимые потери в рабочей полосе частот не превышают 1,9 дБ, а развязка — более

Таблица 2. Параметры разработанных аттенуаторов

Параметр, единица измерения	УАТТ-1	УАТТ-2
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–65–85	
Диапазон вносимых ослаблений, дБ	–31–0	–3,56–0,21
Шаг изменения ослабления, дБ	1	0,25
Амплитудная погрешность, дБ	<0,48	<0,028
Фазовая погрешность, град	<5,3	<0,37
Точка компрессии 1 дБ по выходу, дБм	–30	–27
КГИ при макс. амплитуде сигнала, %	0,72	0,8
Коэффициент шума, дБ	<18	
Напряжение питания, В	2,5; 5	
Потребляемая мощность, мВт	17,3	15,45
Занимаемая площадь, мм ²	0,009	

37 дБ. Возвратные потери по входу и по выходу превышают 21 дБ (рис. 10, б).

Усилитель мощности

Упрощенная электрическая схема УМ изображена на рис. 11. УМ обеспечивает требуемый

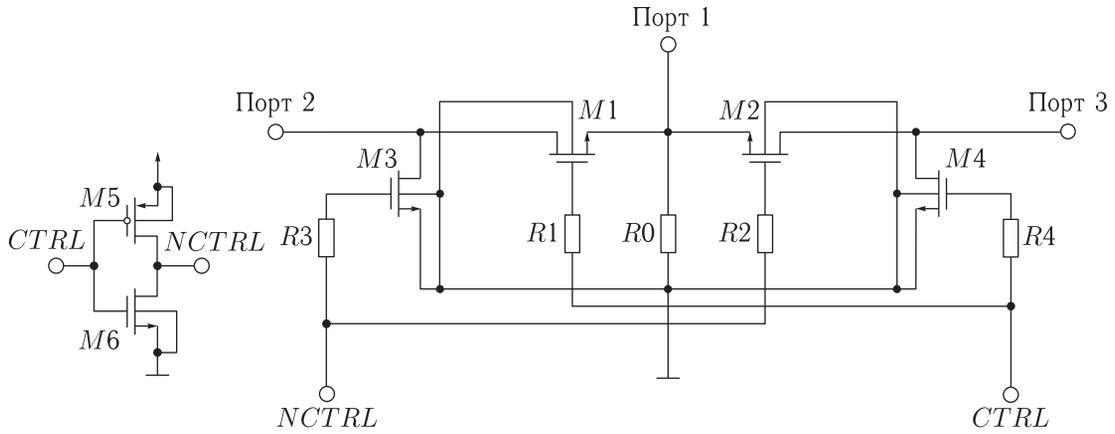


Рис. 9. Электрическая схема СВЧ-переключателя

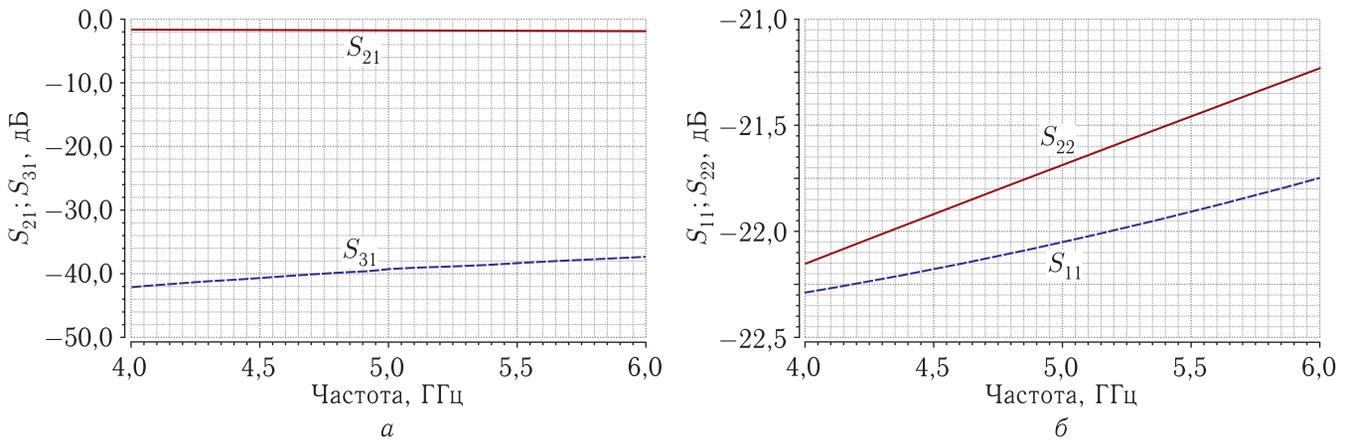


Рис. 10. Частотные зависимости параметров S_{21} , S_{31} (а) и S_{11} , S_{22} (б) СВЧ-переключателей

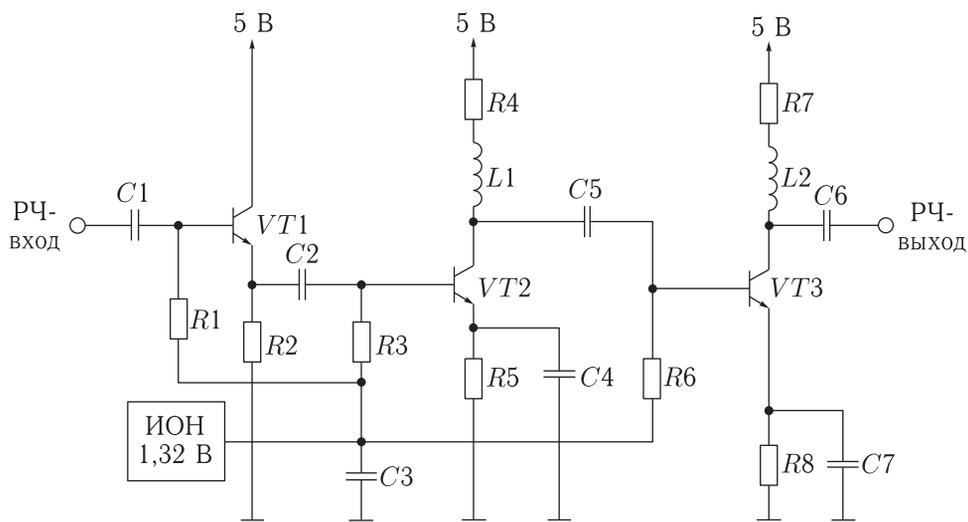


Рис. 11. Электрическая схема УМ

уровень мощности сигнала на выходе разрабатываемой СФ МИС при минимальном уровне нелинейных искажений.

Первый каскад по схеме с общим коллектором обеспечивает согласование входного импеданса УМ с выходным импедансом предыдущего каскада. Второй и третий каскады по схеме с общим эмиттером обеспечивают необходимое значение коэффициента усиления. Напряжение смещения транзисторов $VT1-VT3$ составляет 1,3 В и задано при помощи ИОН. Для стабилизации рабочих точек транзисторов и предотвращения попадания пере-

менной составляющей напряжения на выход ИОН применяются элементы $R1, R3, R6$ и $C3$.

В диапазоне частот 4–6 ГГц усилитель обеспечивает коэффициент усиления 26,5–28 дБ. Возвратные потери по выходу превышают 13 дБ (рис. 12).

На рис. 13 показаны зависимости точки компрессии 1 дБ по выходу (OP_{1dB}) и точки пересечения интермодуляции 3-го порядка по выходу (OIP_3) от частоты. Потребляемая мощность от источника питания с напряжением 5 В составляет 295 мВт.

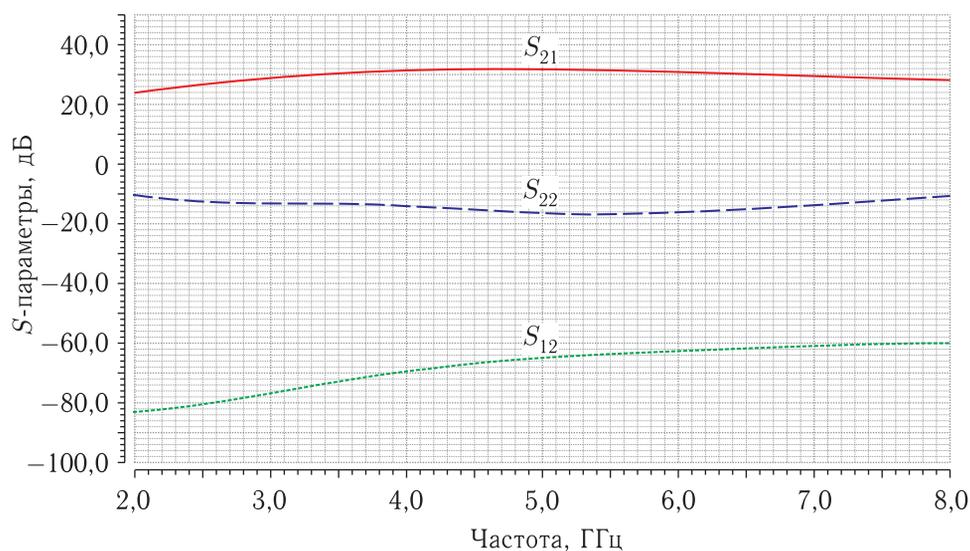


Рис. 12. Частотные зависимости малосигнальных параметров УМ

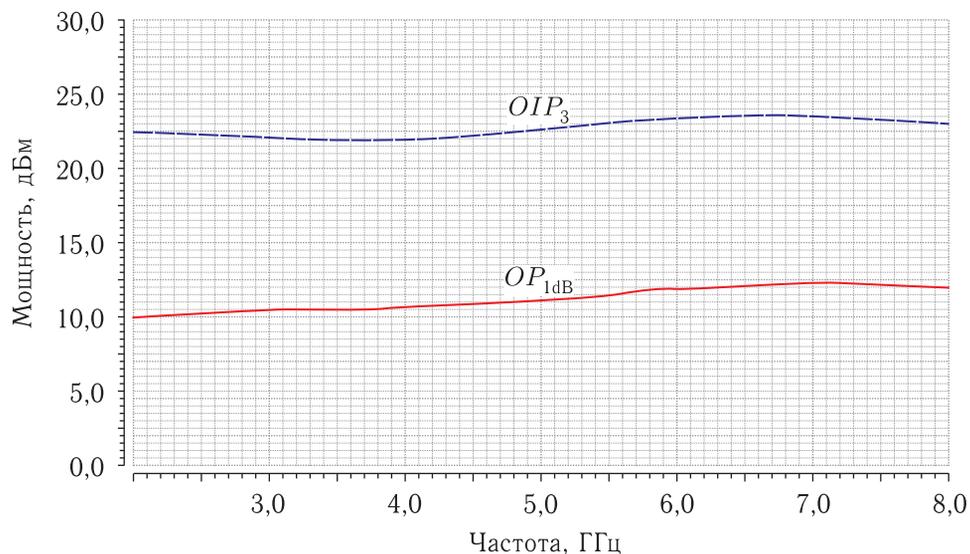


Рис. 13. Зависимость OP_{1dB} и OIP_3 УМ от частоты

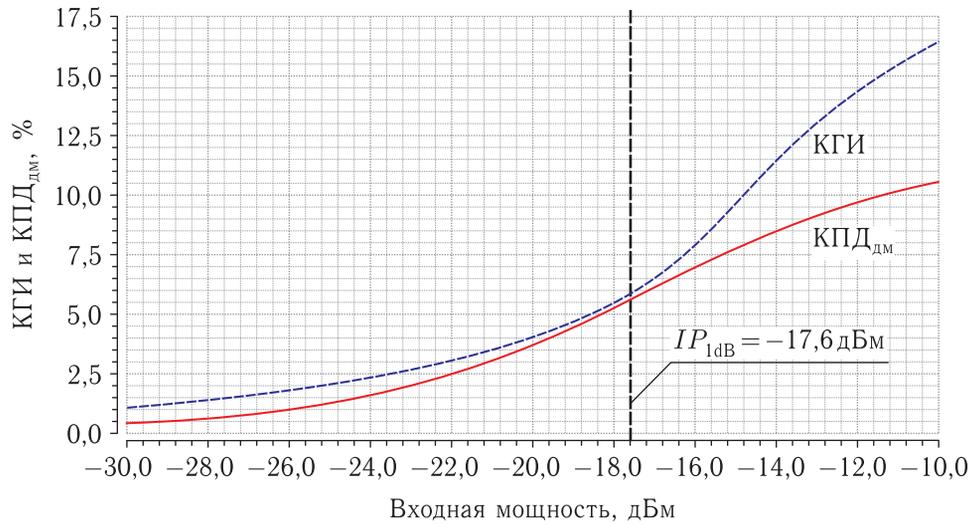


Рис. 14. Зависимость КГИ и КПД_{дм} от уровня входной мощности

Зависимости коэффициента гармонических искажений (КГИ) и коэффициента полезного действия добавленной мощности (КПД_{дм}) от уровня входной мощности представлены на рис. 14. При уровне входной мощности УМ $-17,6$ дБм (точка компрессии 1 дБ по входу) КГИ составляет 5,8%, а КПД_{дм} — 5,6%.

Датчик температуры

Интегральный ДТ включает в себя три функциональных блока: сенсор температуры, аналого-цифровой преобразователь и стабилизатор напряжения.

В сенсоре использован принцип компенсации первого рода, заключающийся в сложении температурных коэффициентов сопротивления $p-n$ -перехода биполярного транзистора и добавочных резисторов. Схема сенсора включает в себя пару биполярных транзисторов, управление которыми осуществляется напряжением на выходе делителя, образованного резисторами, подобранными таким образом, чтобы напряжение на коллекторе одного из транзисторов максимально зависело от температуры (рис. 15).

Для обеспечения питания температурного сенсора использован стабилизатор на основе ОУ с обратной связью, формирующий на своем выходе

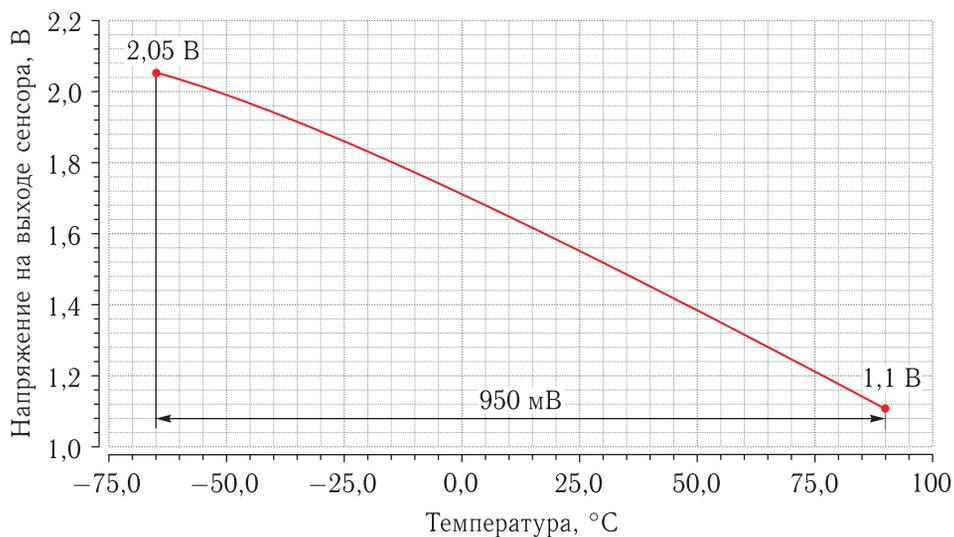


Рис. 15. Зависимость выходного напряжения сенсора

Таблица 3. Параметры интегрального ДТ

Параметр, единица измерения	Значение
Диапазон измеряемых температур, °С	–65–90
Разрядность датчика, бит	5
Разрешающая способность, °С	5,156
Ошибка измерения, °С	<5
Время измерения, мкс	<1 ($f_{\text{такт}} = 50 \text{ МГц}$)
Ток потребления, мА	6
Площадь топологии, мм ²	0,025

напряжение величиной 2,51 В при изменении питающих напряжений в диапазоне от 4,5 до 5,5 В. Выходное напряжение стабилизатора слабо зависит от температуры кристалла. Температурная зависимость выходного напряжения сенсора преобразовывается в параллельный цифровой код с помощью АЦП последовательного счета. Результаты моделирования датчика приведены в табл. 3.

Результаты моделирования СФ МИС

На рис. 16 представлена разработанная топология СФ МИС. Линейные размеры топологии — 2,5 × 2,4 мм. Площадь топологии — 6 мм².

Характеристики СФ МИС, полученные по результатам схемотехнического моделирования с учетом паразитных элементов топологии, представлены в табл. 4. Выбранные подходы к проектированию, схемотехнические и топологические решения, а также стабильность технологического процесса позволяют рассчитывать на удовлетворительный результат после изготовления тестовой партии СФ МИС [12, 13].

Заключение

В статье представлены результаты разработки СФ МИС приемно-передающего модуля АФАР С-диапазона. Интегральная схема содержит один

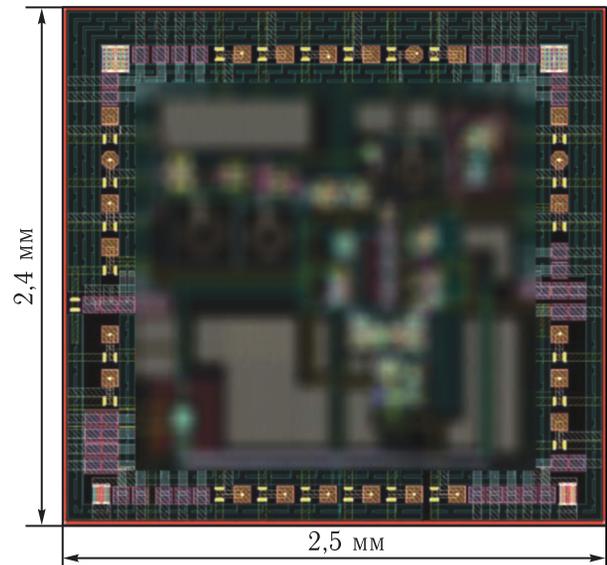


Рис. 16. Топология СФ МИС

канал прием/передача. Переключение между режимами работы СФ МИС осуществляется посредством изменения состояния СВЧ-переключателей. Управление амплитудой и фазой выходного сигнала осуществляется посредством изменения состояний управляемых фазовращателя и аттенюатора.

Применение схемы температурной коррекции параметров СФ МИС на основе интегрального ДТ, корректирующих УФВ-2 и УАТТ-2 позволяет обеспечить стабильность параметров ППМ в широком диапазоне рабочих температур. Коэффициент шума в режиме приема не превышает 5,2 дБ. Точка компрессии 1 дБ по выходу в режиме передачи составляет 8,5 дБм. Потребляемая в режимах приема и передачи мощность не превышает 195 мВт и 365 мВт соответственно. Учитывая полученные характеристики, СФ МИС может найти широкое применение в составе маломощных базовых станций телекоммуникационных систем пятого поколения.

Источники финансирования

Статья подготовлена по результатам исследования, проводимого при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № 8.3962.2017/4.6.

Таблица 4. Параметры СФ МИС

Параметры, единица измерения	Разрабатываемая СФ МИС	
	Режим приема	Режим передачи
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–60–85	
Разрядность УФВ-1, бит	6	
Младший разряд УФВ-1, град	5,625	
Разрядность УАТТ-1, бит	5	
Младший разряд УАТТ-1, дБ	1	
СКО по фазе, град	<4,2	
СКО по амплитуде, дБ	<0,4	
Коэффициент передачи на частоте 5 ГГц, дБ	35	33
Неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот, дБ	<1,9	<3,5
Верхняя граница линейности по выходу, дБм	–19,7	8,5
Коэффициент шума на частоте 5 ГГц, дБ	<5,2	–
КСВН по выходу, ед.	<1,8	<1,3
КСВН по входу, ед.	<1,33	<1,8
Развязка между каналами приема и передачи, дБ	>50,5	>62,5
Разрядность управляющего кода ЦБУ, бит	19	
Напряжения «0»/«1» ЦБУ, В	0/1,8	
Напряжения питания, В	2,5; 5	
Ток потребления, мА	<39	<73
Потребляемая мощность, мВт	<195	<365
Площадь топологии, мм ²	6	

Список литературы

1. CGY2175AHV/C1 3-Port C-Band Integrated Core Chip / OMMIC. <http://www.ommic.fr/produits/w2175ah-46> (Дата обращения 15.04.2019).
2. METDA Многоцелевые монокристаллы ИС (кристаллы) / Active Supply. <http://activesupply.ru/files/downloads/multifunctional%20chips.pdf> (Дата обращения 15.04.2019).
3. RFCore Multifunction ICs / RFCore. <http://www.rfcore.com/index.php/topic/product?id=8&v=7&topicid=136> (Дата обращения 15.04.2019).
4. *Oppermann M., Rieger R.* Multifunctional MMICs – Key Enabler for Future AESA Panel Arrays // 2018 IMAPS Nordic Conference on Microelectronics Packaging, Oulu, 2018. P. 77–80.
5. *Rebeiz G.M., Paulsen L.M.* Advances in low-cost phased arrays using silicon technologies // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 2017. P. 1035–1036.
6. *Timoshenkov V.P., Efimov A.G.* Use of Silicon-Germanium Technology for the Development of Active Microwave Units of Active Electronically Scanned Arrays // Russian Microelectronics, 2017, vol. 46, № 7. P. 516–522.
7. *Lohmiller P., Reber R., Schuh P., Oppermann M., Chartier S.* SiGe BiCMOS X-band transceiver-chip for phased-array systems // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, 2017. P. 1253–1256.
8. *Hagiwara T., Shinjo S., Kagano M., Taniguchi E.* An L-band SiGe BiCMOS core chip MMIC for transmit/receive modules // 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, Rome, 2014. P. 73–76.
9. *Jeong J.-Ch., Shin D., Ju I., Yom I.-B.* An S-Band Multifunction Chip with a Simple Interface for Active Phased Array Base Station Antennas // ETRI Journal, 2013, vol. 35, № 3. P. 378–385.
10. *Cetindogan B., Ozeren E., Ustundag B.* A 6-Bit Vector-Sum Phase Shifter with a Decoder Based Control Circuit for X-Band Phased-Arrays // IEEE Microwave and wireless components letters, 2016. P. 64–66.
11. *Kumar T., Ma K., Yeo K., Yang W.* A 35 mW 30 dB Gain Control Range Current Mode Programmable Gain Amplifier With DC Offset Cancellation // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014. P. 1–4.
12. *Saint C., Saint J.* IC Mask Design: Essential Layout Techniques // McGraw-Hill, New York, 2002.
13. TSMC 0.18 μm BiCMOS Mixed Signal SiGe 3P6M/3P5M/3P4M Salicide 1.8/3.3V Process Design Kit (PDK) Design Rules / Document No. T-018-BI-DR-001.

УДК 621.396 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.38.43

Цифровая обработка сигналов с применением RTL-SDR-приемника на примере ЧМ-сигнала

И. Р. Губайдуллин, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Т. Т. Мамедов, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассмотрен прием частотно-модулированных сигналов с помощью программно-определяемого радиоприемного устройства на основе аппаратной и программной платформ проекта RTL-SDR, с последующей демодуляцией в среде MATLAB. Рассмотрен принцип работы и математическая модель SDR-приемника. В математической модели описываются процессы приема и обработки, происходящие в приемнике до дискретизации входного сигнала. В экспериментальной части описан процесс приема и обработки в среде MATLAB частотно-модулированного сигнала одной из московских радиостанций, представленного в виде дискретных отсчетов синфазной и квадратурной составляющих. Применение RTL-SDR-приемника в совокупности с математическим пакетом MATLAB позволяет осуществлять программную цифровую обработку сигналов, результатом которой стало воспроизведение передаваемой аудиоинформации в прямом эфире.

Ключевые слова: программно-определяемое радио (SDR), цифровая обработка сигналов (digital signal processing), ЧМ-сигнал (FM-signal)

Digital Signal Processing Using an RTL-SDR Dongle by the Example of FM signal

I. R. Gubaydullin, *contact@spacecorp.ru*

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

T. T. Mamedov, *contact@spacecorp.ru*

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

Abstract. The article describes the reception of frequency-modulated signals using a software-defined radio (SDR) receiving device based on hardware and software platforms of the RTL-SDR project, and the following demodulation of the signal in the MATLAB environment. The principle of operation and the mathematical model of the SDR receiver are considered. The mathematical model describes the process of signal reception and processing that occurs in the receiver prior to the sampling of the input signal. The experimental part describes the process of receiving and processing the frequency-modulated signal of one of Moscow radio stations presented as discrete samples of the in-phase and quadrature component in the MATLAB environment. The use of RTL-SDR receiver in conjunction with the MATLAB mathematical software allows software-based digital signal processing, which resulted in the reproduction of the transmitted audio information in the live broadcast.

Keywords: Software-defined radio (SDR), digital signal processing, FM-signal

Введение

Программно определяемое радио (software defined radio, SDR) — это технология, позволяющая программно изменять радиочастотные параметры приемника. В последние 20 лет программно определяемое радио вызывает большой интерес у исследователей и разработчиков [1]. Такие устройства отличаются возможностью реализации функций физического уровня программным способом, что обеспечивает осуществление обработки различных типов сигналов без изменения аппаратной части. С появлением дешевых приемных устройств интерес к этой технологии возрос еще больше, поскольку она позволяет создать дешевое радио, работающее в диапазоне от десятков мегагерц до единиц гигагерц.

В данной статье рассмотрено применение RTL-SDR и среды MATLAB для приема и демодуляции частотно-модулированных сигналов.

Описание RTL-SDR

В общем случае в состав SDR входят: приемная антенна, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразователь частоты, средство обработки сигнала. Средством обработки сигналов может быть как ПЛИС, так и сигнальный процессор. В рассматриваемом случае обработка сигналов осуществлялась с помощью персонального компьютера.

При создании SDR важно понимать, какие функции выполняются аппаратно, а какие возможно выполнять программно. Упрощенная структурная схема RTL-SDR-приемника может быть представлена последовательным соединением двух чипов: Raphael Micro R820T и Realtek RTL2832U (рис. 1).

Микросхема R820T выполняет роль радиоприемника, работающего по супергетеродинному принципу в диапазоне частот от 24 МГц до 1850 МГц.

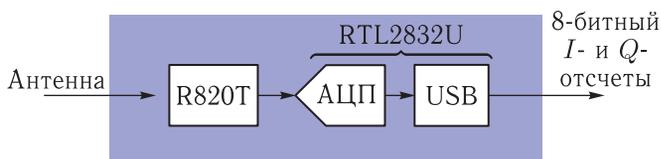


Рис. 1. Структурная схема RTL-SDR

Микросхема соответственно осуществляет: усиление, полосовую фильтрацию, перенос на промежуточную частоту 3,57 МГц [2] и низкочастотную фильтрацию. При работе с R820T необходимо задать центральную частоту f_c и коэффициент усиления G .

Известно, что чип RTL2832 содержит АЦП с частотой дискретизации 28,8 МГц, цифровые осцилляторы и прореживающие фильтры нижних частот. На выходе микросхемы формируются и передаются по USB-интерфейсу 8-битные отсчеты синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих сигнала. Частота дискретизации выходных отчетов задается программно и может составлять до 2,8 МГц.

На этом аппаратная часть SDR заканчивается и последующие операции, такие как фильтрация, демодуляция, детектирование сигнала, реализуются программно.

На рис. 2 изображена функциональная схема RTL-SDR-приемника [3].

В систему поступает входной сигнал $r(t)$:

$$r(t) = s(t) + N(t), \quad (1)$$

где $N(t)$ — шумовая составляющая сигнала, а $s(t)$ — полезный сигнал.

Входной сигнал поступает на малошумящий усилитель, основная задача которого заключается в усилении сигнала без искажений. Усиленный сигнал смешивается с сигналом гетеродина s_r :

$$s_r = e^{-j2\pi f_c t}.$$

Таким образом, происходит перемножение усиленного входного сигнала с сигналом гетеродина, работающего на отрицательной частоте несущей. Иллюстрация этого процесса представлена на рис. 3.

На выходе смесителя сигнал может быть представлен в комплексной форме, т. к. [4]

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta.$$

После смесителя сигнал поступает на встроенный фильтр нижних частот (ФНЧ), где отдельно фильтруются действительная и мнимая части сигнала, т. е. фильтром отбрасывается высокочастотная часть, образующаяся при перемножении двух сигналов.

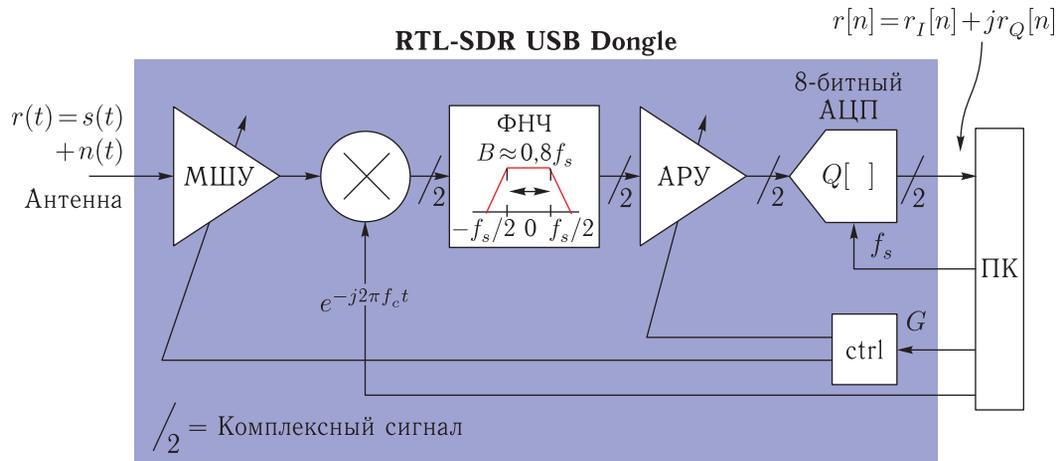


Рис. 2. Функциональная схема RTL-SDR-приемника

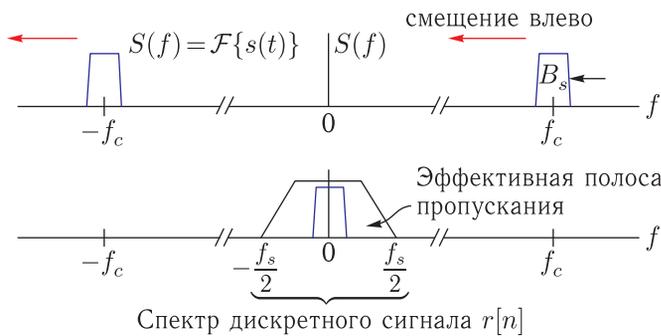


Рис. 3. Перенос сигнала на «нулевую» частоту

В дискретной форме сигнал можно описать следующим образом [5]:

$$r[n] = G \cdot LP\{r(t)e^{-j2\pi f_c t}\}_{t=n/f_s},$$

где LP — передаточная функция ФНЧ.

В частотной области сигнал описывается в виде

$$R(f) = G \cdot R(f + f_c) \cdot H_{LP}(f).$$

Последним элементом обработки сигнала для получения отсчетов синфазной и квадратурной составляющих является 8-разрядный АЦП. Выходной сигнал с АЦП описывается суммой сигналов:

$$r[n] + N[n] = (r_I[n] + jr_Q[n]) + (N_I[n] + jN_Q[n]).$$

Выходной сигнал в виде потока 8-битных отсчетов поступает с RTL-SDR-приемника по USB-интерфейсу, которые могут быть обработаны в среде MATLAB.

Анализ возможностей и перспективы применения RTL-SDR рассматриваются на примере приема и обработки частотно-модулированного сигнала с помощью MATLAB [6].

В среде MATLAB использовался дополнительно устанавливаемый пакет для работы с RTL-SDR-приемником — «Communications System Toolbox Support Package for RTL-SDR Radio», в котором предусмотрены средства, обеспечивающие взаимодействие с RTL-SDR и библиотекой цифровой обработки сигналов — ЦОС. Данный пакет позволяет принимать оцифрованный сигнал, для получения которого необходимо задать несущую частоту и частоту дискретизации. Затем сигнал в виде массива комплексных чисел поступает на дискриминатор, где выполняются вышеуказанные операции.

Частотная модуляция — это вид аналоговой модуляции, при котором информационный сигнал управляет частотой несущего колебания, при этом производная от фазового отклонения пропорциональна информационному сигналу [7]. Частотно-модулированный сигнал описывается выражением

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) = \\ &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_d \int_{-\infty}^t m(t) dt\right), \end{aligned}$$

где k_d — коэффициент модуляции, $m(t)$ — модулирующий сигнал.

Принятые частотно-модулированные сигналы попадают на комплексный полосовой дискрими-

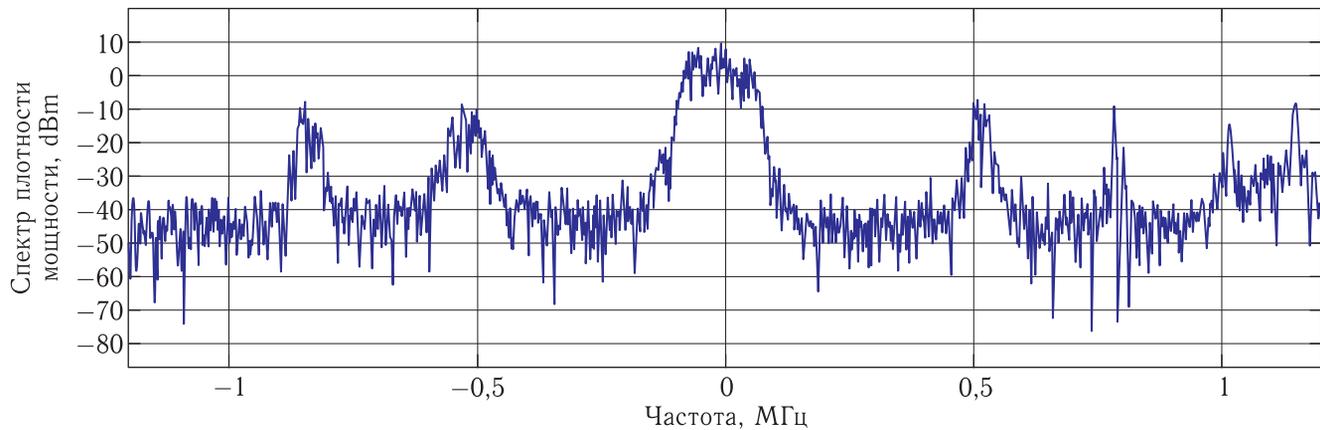
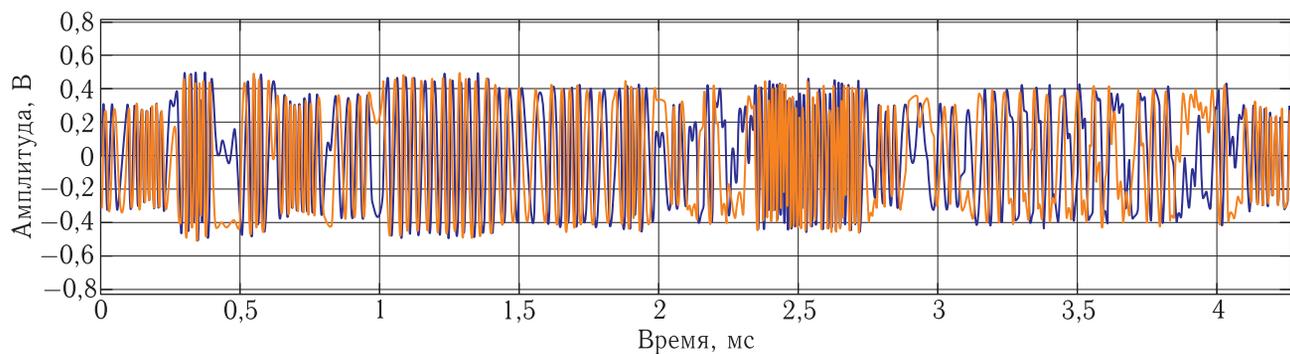


Рис. 4. Спектр входных сигналов

Рис. 5. I - и Q -составляющие входных сигналов

натор, известный также как квадрикоррелятор. На выходе квадрикоррелятора формируются действительная и мнимая части принятого сигнала:

$$\begin{aligned} x'_c(t) &= \cos(2\pi\Delta ft + \varphi(t)) + j \sin(2\pi\Delta ft + \varphi(t)) = \\ &= x_I(t) + jx_Q(t), \end{aligned}$$

где Δf — ошибка по частоте, возникающая при переносе сигнала на «нулевую» частоту.

Приведенные выше выражения касаются систем непрерывного времени, поскольку речь идет о дискретных системах. Дальнейшие выкладки касаются реализации цифровой системы обработки сигналов, поступающих с приемника RTL-SDR.

В ходе работы был реализован следующий алгоритм демодулятора, выполненный в среде разработки MATLAB.

Поступающие с выхода RTL-SDR сигналы можно выразить следующим образом:

$$r[n] = (r_I[n] + N_I[n]) + j(r_Q[n] + N_Q[n]).$$

Спектр плотности мощности входных сигналов изображен на рис. 4 [8]. В качестве центральной частоты использовалась частота одной из FM-радиостанций в г. Москве.

На вход дискриминатора поступают два потока дискретных сигналов: квадратурная и синфазная составляющие сигнала (рис. 5).

Дискриминатор выполняет параллельно две операции: формирование комплексно-сопряженных сигналов и формирование задержанных на один такт сигналов (рис. 6).

В среде MATLAB сопряженный сигнал формируется функцией *conj*, а задержанный сигнал формируется функцией *delayseq* [6]. Далее осуществляется перемножение сигналов s_3 и $s_{\text{сопр}}$. В результате формируется сигнал фазового детектора $s_{\text{ФД}}$ (см. рис. 7), описываемый выражением [9]:

$$s_{\text{ФД}}[n] = s_3[n] \times s_{\text{сопр}}.$$

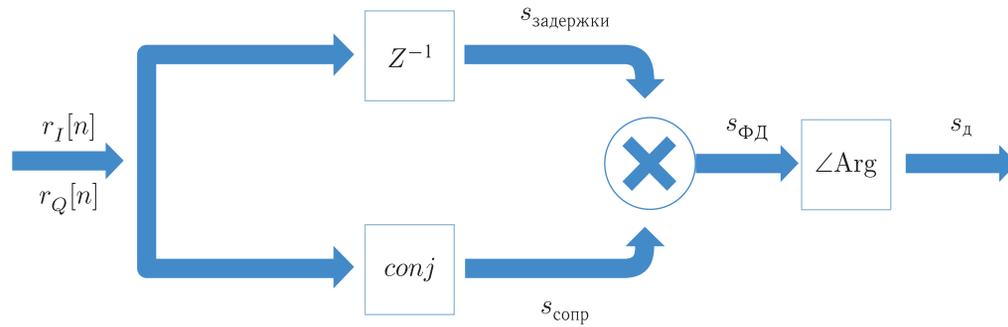


Рис. 6. Схема дискриминатора

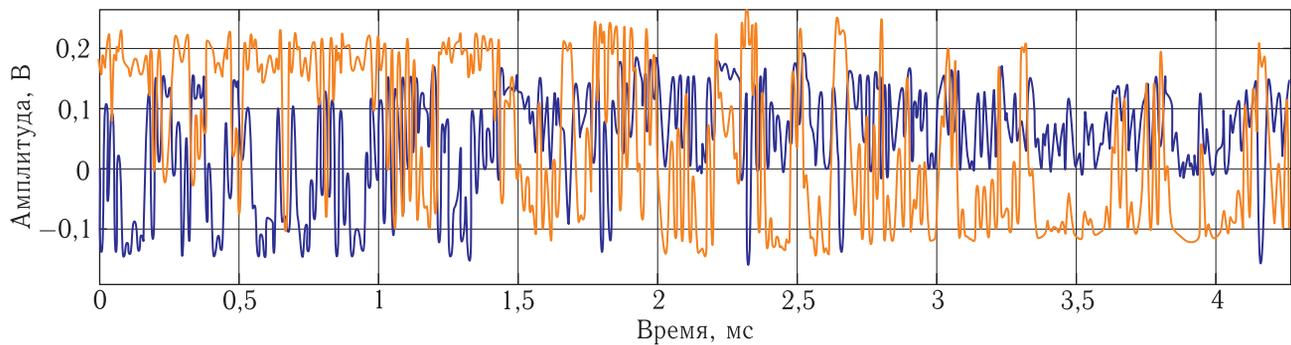
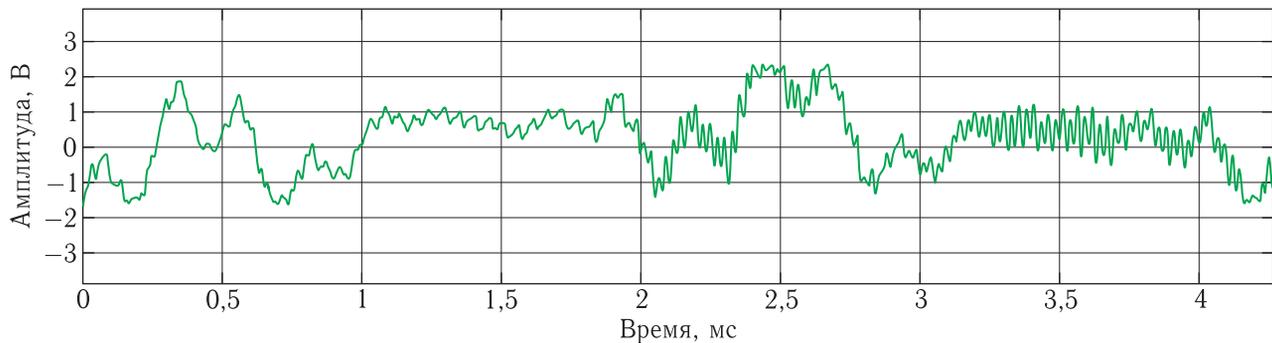
Рис. 7. Сигнал фазового детектора $s_{\text{ФД}}$ 

Рис. 8. Сигнал на выходе дискриминатора

Арктангенс от отношения мнимой составляющей $s_{\text{ФД}}$ к действительной равен мгновенной фазе и соответствует информационной составляющей принятого сигнала. MATLAB позволяет вычислять арктангенс с помощью функции *atan*, которой в качестве аргументов подается действительная и мнимая составляющие $s_{\text{ФД}}$; данная операция выполняется для каждого элемента массива. На выходе дискриминатора текущее значение сигнала можно записать:

$$s_{\text{д}}(t) = \angle s_{\text{ФД}}(t).$$

В итоге на выходе системы будет сформирован дискретный сигнал $s_{\text{д}}[n]$:

$$s_{\text{д}}[n] = \angle \{ (r_I[n] - r_Q[n]) \times (r_I[n-1] - r_Q[n-1]) \}.$$

Далее осуществляется передискретизация сигнала и его воспроизведение на звуковых динамиках с помощью функции *sound* [10]. Выходной сигнал системы отображен на рис. 8.

В результате при проведении вышеуказанных действий в ходе эксперимента из динамиков ПК была воспроизведена музыка, соответствующая той

радиостанции, несущая частота которой выбиралась в качестве центральной для RTL-SDR-приемника.

Заключение

В данной работе рассмотрены устройство и математическая модель RTL-SDR-приемника. Рассмотрен алгоритм демодуляции частотно-модулированного сигнала, генерируемого радиостанцией и принятого с помощью RTL-SDR-приемника, с последующей цифровой обработкой сигнала в системе моделирования MATLAB. Полученные результаты показали, что использование RTL-SDR-приемника в сочетании со средой MATLAB позволяет применять легко настраиваемые алгоритмы цифровой обработки сигналов для нужд радиосвязи.

Список литературы

1. *Stewart R., Kenneth B., Atkinson D., Crockett L.* Software Defined Radio using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR, Glasgow: Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Strathclyde, 2015. https://www.researchgate.net/publication/287760034_Software_Defined_Radio_using_MATLAB_Simulink_and_the RTL-SDR (Дата обращения 24.05.2019).
2. *Kadman W.* R820T Rafael Micro-High Performance Low Power Advanced Digital TV Silicon Tuner, March 2013. https://www.rtl-sdr.com/wp-content/uploads/2013/04/R820T_datasheet-Non_R-20111130_unlocked.pdf (Дата обращения 24.05.2019).
3. Communication System Toolbox Support Package for RTL-SDR Radio. User guide. Mathworks, 2013. <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/rtlsdradio/> (Дата обращения 24.05.2019).
4. *Харкевич А. А.* Основы радиотехники. 3-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 512 с.
5. *Rice M.* Digital Communications: A Discrete-Time Approach. New Jersey: Pearson Education, 2009. 800 p.
6. *Дьяконов В. П.* MATLAB R2007/2008/2009 для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2010. 976 с.
7. *Shima J.* FM Demodulation Using a Digital Radio and Digital Signal Processing, University of Florida, 1995. 88 p. <https://filepursuit.com/file/7632660-FM-Demodulation-Using-a-Digital-Radio-and-Digital-Signal-Processing-James-Michael-Shima-1995-pdf/> (Дата обращения 24.05.2019).
8. *Poularikas A.* Understanding Digital Signal Processing with MATLAB and Solutions, Boca Raton: CRC Press, 2018. 472 p.
9. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов: Учеб. для вузов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2007. 751 с.
10. *Дьяконов В. П.* MATLAB. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. 768 с.

УДК 621.396.677;517.958;537.874 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.44.50

Прохождение электромагнитных волн эллиптической поляризации через плоскую диэлектрическую пластину

О. А. Курдюмов, к. ф.-м. н., доцент, mail.orkkniikp@inkosp.ru
Филиал АО «ОРКК»–«НИИ КП», Москва, Российская Федерация

В. Е. Сагач, mail.orkkniikp@inkosp.ru
Филиал АО «ОРКК»–«НИИ КП», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье анализируется прохождение электромагнитных волн эллиптической поляризации через плоскую диэлектрическую пластину на основе представления эллиптической волны в виде суммы волн горизонтальной и вертикальной поляризации с квадратурным сдвигом по фазе. При этом исследуются не только амплитудные, но и фазовые характеристики прошедших через пластину волн. Полученные результаты позволяют изучать влияние диэлектрических пластин на амплитуды и фазы прошедших через них электромагнитных волн при произвольных величинах толщин и диэлектрических проницаемостей. Получены формулы для расчета ослабления и фазы электромагнитных волн линейной и эллиптической поляризации, прошедших через диэлектрическую пластину. Для эллиптической поляризации исследовано также изменение коэффициента эллиптичности при прохождении пластины. Представлены результаты расчета для частоты 1,6 ГГц, пластины толщиной 5 мм и нескольких значений диэлектрической проницаемости. Полученные результаты позволяют изучать влияние диэлектрических пластин на амплитуды и фазы прошедших через них электромагнитных волн при произвольных величинах толщин и диэлектрических проницаемостей. Проведено сравнение расчета с экспериментом, которое показало правильность расчетов. Экспериментально исследовано влияние обтекателей, расположенных в ближней зоне, на характеристики микрополосковой антенны L -диапазона. Показано, что такие обтекатели практически не влияют на диаграммные свойства антенны.

Ключевые слова: электромагнитные волны, диэлектрическая пластина, обтекатель, ослабление, фаза, коэффициент эллиптичности

Passage of Electromagnetic Waves of Elliptical Polarization through a Flat Dielectric Plate

O. A. Kurdyumov, *Cand. Sci. (Phys.-Math.), associate professor, mail.orkkniikp@inkosp.ru*
A branch of JSC "United Rocket and Space Corporation"–"Institute of Space Device Engineering",
Moscow, Russian Federation

V.E. Sagach, mail.orkkniikp@inkosp.ru
A branch of JSC "United Rocket and Space Corporation"–"Institute of Space Device Engineering",
Moscow, Russian Federation

Abstract. The article analyzes the passage of electromagnetic waves of elliptical polarization through a flat dielectric plate based on the elliptical wave represented as a sum of horizontal and vertical polarization waves with a quadrature phase shift. In this case, not only amplitude but also phase characteristics of the waves transmitted through the plate are investigated. The results obtained allow one to study the influence of dielectric plates on the amplitudes and phases of electromagnetic waves transmitted through them at random values of the thicknesses and permittivity. The formulas are obtained for calculating the attenuation and phase of electromagnetic waves of linear and elliptical polarization transmitted through the plate. The change in ellipticity coefficient is examined for elliptical polarization. The results of the calculation for the 1.6 GHz frequency of the plate of 5 mm in thickness and several values of permittivity are presented. The obtained results allow us to study the effect of dielectric plates on the amplitudes and phases of electromagnetic waves passing through them at arbitrary thickness and dielectric permittivity. The calculation is compared with the experiment, and it showed the correctness of the calculations. The influence of the blisters located in the near zone on the characteristics of a microstrip antenna of the L -band is experimentally studied. It is shown that such blisters practically do not affect the diagrams of an antenna.

Keywords: electromagnetic waves, dielectric plate, blister, attenuation, phase, ellipticity coefficient

Введение

На современном этапе применения спутниковых навигационных систем широко используются антенны для приема электромагнитных волн эллиптической поляризации (ЭМВЭП). Как правило, эти антенны снабжаются радиопрозрачными защитными колпаками — обтекателями. Обычно обтекатели антенн потребителей имеют такую конструкцию, что их части, влияющие на прием электромагнитных волн, выполнены в виде плоских диэлектрических пластин. При расположении обтекателей максимально близко к излучателям они попадают в ближнюю волновую зону. В этом случае излучатели антенн настраиваются с учетом обтекателей и рассматривать прохождение электромагнитных волн через обтекатели не имеет смысла. Вместо этого нужно анализировать антенну с учетом обтекателя.

Влияние обтекателей, расположенных в дальней зоне антенн, на их характеристики изучено достаточно подробно в монографиях [1–5]. Однако большинство публикаций посвящено исследованию антенн и волн линейной поляризации. Вопрос же о влиянии обтекателей на свойства антенн вращающейся поляризации в литературе не изучался.

Вблизи приемных антенн, особенно на летательных аппаратах, могут находиться элементы конструкций, которые могут влиять на характеристики антенн. Особенно сильно влияют на антенны металлические элементы; в связи с этим обычно формулируется требование незатенения антенн под определенным углом к горизонту. Однако и элементы конструкций из диэлектриков также могут изменять характеристики антенн. Поэтому представляет интерес исследовать прохождение электромагнитных волн через диэлектрические пластины при их расположении в дальней зоне антенн. Прохождение волн линейной поляризации через диэлектрическую пластину исследовано в работах [6–8], но не определяются фазы прошедших волн.

В настоящей статье анализируется дифракция ЭМВЭП на плоской диэлектрической пластине на основе представления эллиптической волны в виде суммы волн горизонтальной и вертикальной поляризации с квадратурным сдвигом по фазе. При этом исследуются не только амплитудные, но и фазовые

характеристики прошедших через пластину волн. Полученные результаты позволяют изучать влияние диэлектрических пластин на амплитуды и фазы прошедших через них электромагнитных волн при произвольных величинах толщин и диэлектрических проницаемостей.

Горизонтальная поляризация

Исследуемая структура изображена на рис. 1.

Введем векторный магнитный потенциал \mathbf{A} (здесь и далее векторные величины обозначены жирным шрифтом). Составляющие магнитного и электрического поля определим из соотношений [7]:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A}; \quad (1)$$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \operatorname{rot} \mathbf{H}. \quad (2)$$

Векторные потенциалы в областях представим в виде падающих и отраженных волн:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_{1п} e^{-j(k_{1x}x + k_{1z}z)} + \mathbf{A}_{1о} e^{j(k_{1x}x + k_{1z}z)}; \quad (3)$$

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_{2п} e^{-j(k_{1x}x + k_{1z}z)} + \mathbf{A}_{2о} e^{j(k_{1x}x + k_{1z}z)}; \quad (4)$$

$$\mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_{3п} e^{-j(k_{1x}x + k_{1z}z)}, \quad (5)$$

где нижние индексы соответствуют номерам областей на рис. 1.

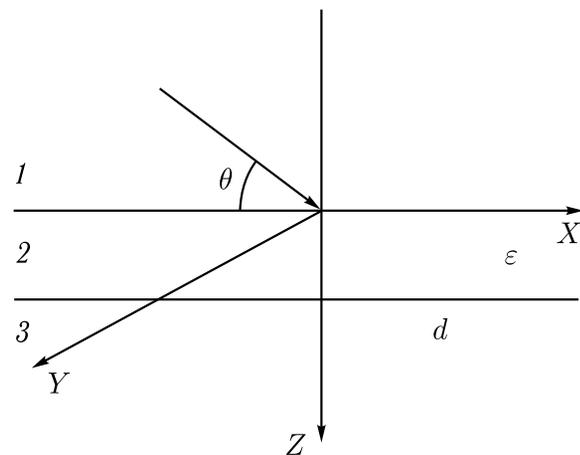


Рис. 1. Падение электромагнитной волны под углом θ на диэлектрическую пластину толщиной d с диэлектрической проницаемостью ϵ : среды 1 и 3 — воздух, среда 2 — диэлектрик

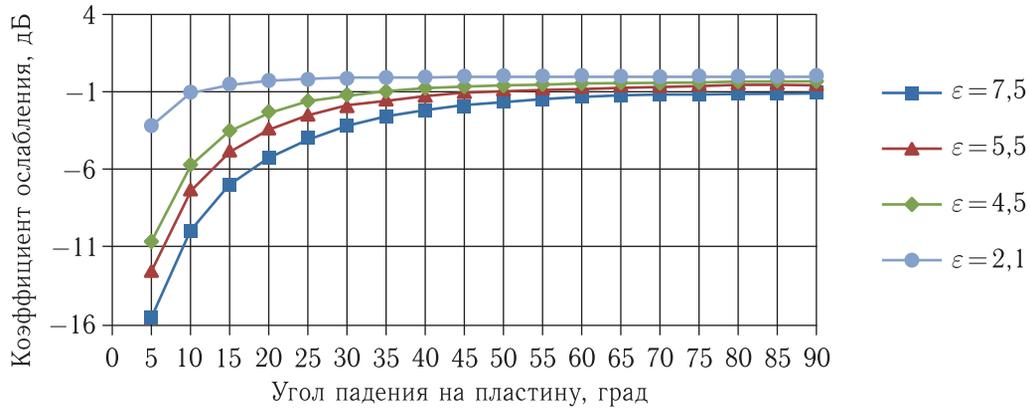


Рис. 2. Коэффициент ослабления электромагнитной волны линейной горизонтальной поляризации, $\lambda = 188$ мм, диэлектрической пластиной толщиной $d = 5$ мм

Используя формулы (1) и (2), получим следующие выражения для составляющих магнитного и электрического полей, необходимые для дальнейших действий:

$$H_{x1} = j \frac{k_{1z}}{\mu_0} (A_{1п} e^{-jk_{1z}z} - A_{1о} e^{jk_{1z}z}) e^{-ik_{1x}x}; \quad (6)$$

$$H_{x2} = j \frac{k_{2z}}{\mu_0} (A_{1п} e^{-jk_{2z}z} - A_{1о} e^{jk_{2z}z}) e^{-ik_{1x}x}; \quad (7)$$

$$H_{x3} = j \frac{k_{1z}}{\mu_0} A_{3п} e^{-jk_{1z}z} e^{-ik_{1x}x}; \quad (8)$$

$$E_{y1} = \frac{k_1^2}{j\omega\epsilon_0\mu_0} (A_{1п} e^{-jk_{1z}z} + A_{1о} e^{jk_{1z}z}) e^{-ik_{1x}x}; \quad (9)$$

$$E_{y2} = \frac{k_2^2}{j\omega\epsilon_0\mu_0} (A_{2п} e^{-jk_{2z}z} + A_{2о} e^{jk_{2z}z}) e^{-ik_{1x}x}; \quad (10)$$

$$E_{y3} = \frac{k_1^2}{j\omega\epsilon_0\mu_0} A_{3п} e^{-jk_{1z}z} e^{-ik_{1x}x}; \quad (11)$$

где ϵ_0 и μ_0 — электрическая и магнитная проницаемости вакуума; $k_1^2 = \omega\epsilon_0\mu_0$ и $k_2^2 = \omega\epsilon\mu_0$ — квадраты волновых чисел соответствующих областей; k_{1x} , k_{1z} , k_{2x} , k_{2z} — постоянные распространения вдоль осей x и z соответствующих областей.

Потребуем выполнения граничных условий на границах областей, представляющих собой равенство тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей: при $z = 0$, $E_{y1} = E_{y2}$, $H_{x1} = H_{x2}$; при $z = d$, $E_{y2} = E_{y3}$, $H_{x2} = H_{x3}$.

Получим систему алгебраических уравнений:

$$A_{1п} + A_{1о} = A_{2п} + A_{2о}; \quad (12)$$

$$k_{1z}(A_{1п} - A_{1о}) = k_{2z}(A_{2п} - A_{2о}); \quad (13)$$

$$A_{2п} e^{-jk_{2z}d} + A_{2о} e^{jk_{2z}d} = A_{3п} e^{-jk_{1z}d}; \quad (14)$$

$$k_{2z}(A_{2п} e^{-jk_{2z}d} - A_{2о} e^{jk_{2z}d}) = k_{1z} A_{3п} e^{-jk_{1z}d}. \quad (15)$$

Решая эту систему уравнений, найдем коэффициент прохождения из среды 1 в среду 3, K_g , и соответствующий набег фазы, ϕ_g :

$$K_g = \frac{A_{3п}}{A_{1п}} = \frac{e^{jk_{1z}d}}{\cos k_{2z}d + 0,5j \left(\frac{k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{k_{1z}} \right) \sin k_{2z}d}; \quad (16)$$

$$\phi_g = k_{1z}d - \tan^{-1} \left[0,5 \left(\frac{k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{k_{1z}} \right) \tan k_{2z}d \right], \quad (17)$$

где, в соответствии с [7],

$$k_{2z}d = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}; \quad (18)$$

$$\frac{k_{2z}}{k_{1z}} = \frac{\sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}{\sin \theta}. \quad (19)$$

На рис. 2 и 3 представлены результаты расчета коэффициента ослабления и фазы по формулам (16) и (17) для длины волны $\lambda = 188$ мм, $d = 5$ мм и нескольких значений диэлектрической проницаемости.

Из этих рисунков видно, что ослабление в рассмотренных случаях может достигать 16 дБ и влияние на фазовые свойства антенны также может быть значительным. В частности, изменения фазы приходящего на антенну сигнала в верхней полусфере могут достигать -90° .

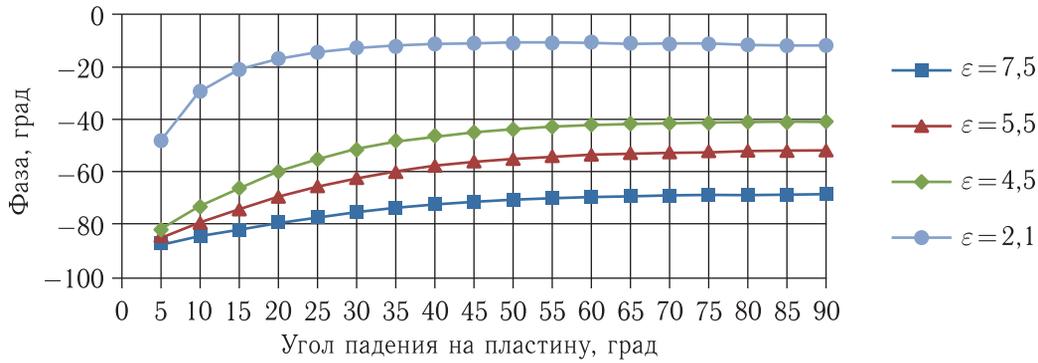


Рис. 3. Фаза прошедшей через диэлектрическую пластину толщиной 5 мм электромагнитной волны линейной горизонтальной поляризации, $\lambda = 188$ мм

Вертикальная поляризация

Для этого случая удобнее ввести векторный электрический потенциал \mathbf{F} , через который составляющие электрического и магнитного поля определяются следующим образом [7]:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{\varepsilon} \operatorname{rot} \mathbf{F}; \quad (20)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{j\omega\mu} \operatorname{rot} \mathbf{E}. \quad (21)$$

Сохраняя за электрическими векторными потенциалами в областях 1–3 выражения (3)–(5) и проделав аналогичные предыдущему разделу преобразования, получим следующую систему алгебраических уравнений относительно амплитуд полей:

$$A_{1п} + A_{1о} = \varepsilon(A_{2п} + A_{2о}); \quad (22)$$

$$k_{1z}(A_{1п} - A_{1о}) = k_{2z}(A_{2п} - A_{2о}); \quad (23)$$

$$\varepsilon(A_{2п}e^{-jk_{2z}d} + A_{2о}e^{jk_{2z}d}) = A_{3п}e^{-jk_{1z}d}; \quad (24)$$

$$k_{2z}(A_{2п}e^{-jk_{2z}d} - A_{2о}e^{jk_{2z}d}) = k_{1z}A_{3п}e^{-jk_{1z}d}. \quad (25)$$

Отсюда получаем выражения для коэффициента прохождения и набега фазы:

$$K_v = \frac{A_{3п}}{A_{1п}} = \frac{e^{jk_{1z}d}}{\cos k_{2z}d + 0,5j\left(\varepsilon\frac{k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{\varepsilon k_{1z}}\right)\sin k_{2z}d}; \quad (26)$$

$$\phi_v = k_{1z}d - \tan^{-1} \left[0,5 \left(\varepsilon\frac{k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{\varepsilon k_{1z}} \right) \tan k_{2z}d \right]. \quad (27)$$

Остаются справедливыми соотношения (18) и (19).

Аналогично предыдущему разделу на рис. 4 и 5 представлены результаты расчета коэффициента ослабления и фазы по формулам (26) и (27) для длины волны $\lambda = 188$ мм, $d = 5$ мм и нескольких значений диэлектрической проницаемости.

Общий характер зависимостей этих величин от угла падения остается таким же, как и для горизонтальной поляризации. Изменение ослабления в верхней полусфере антенны не превышает 2 дБ, а фазы -75° .

Эллиптическая поляризация

Представим падающую на пластину эллиптически поляризованную волну в виде суммы квадратурно сдвинутых по фазе горизонтальной и вертикальной составляющих:

$$A_1 = A_g + jA_v = A_g(1 + jR_1), \quad (28)$$

где $R_1 = \frac{A_v}{A_g}$ — коэффициент эллиптичности падающей волны. Тогда прошедшая через пластину волна будет определяться амплитудой:

$$A_3 = K_g A_g + jK_v A_v = A_g(K_g + jK_v R_1). \quad (29)$$

Коэффициент прохождения эллиптически поляризованной волны определится как

$$K_e = \frac{K_g + jK_v R_1}{1 + jR_1}. \quad (30)$$

Коэффициент эллиптичности прошедшей волны будет равен:

$$R_3 = \frac{K_v}{K_g} R_1, \quad (31)$$

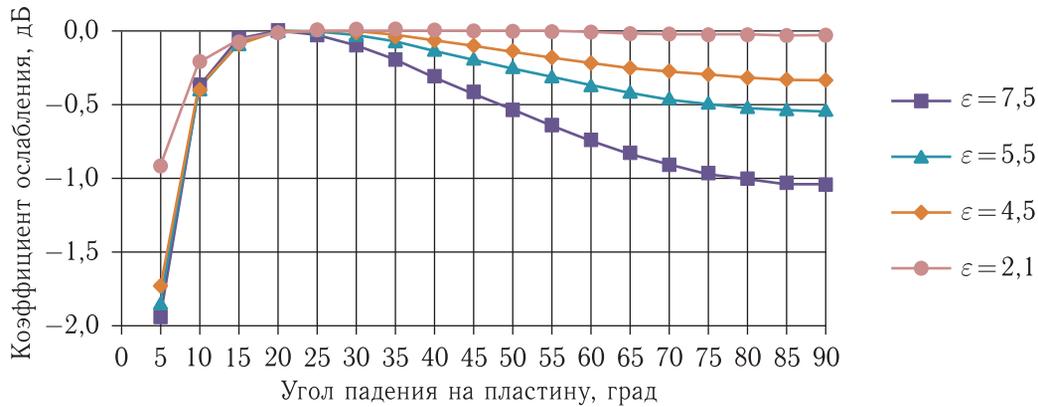


Рис. 4. Коэффициент ослабления электромагнитной волны линейной вертикальной поляризации, $\lambda = 188$ мм, диэлектрической пластиной толщиной $d = 5$ мм

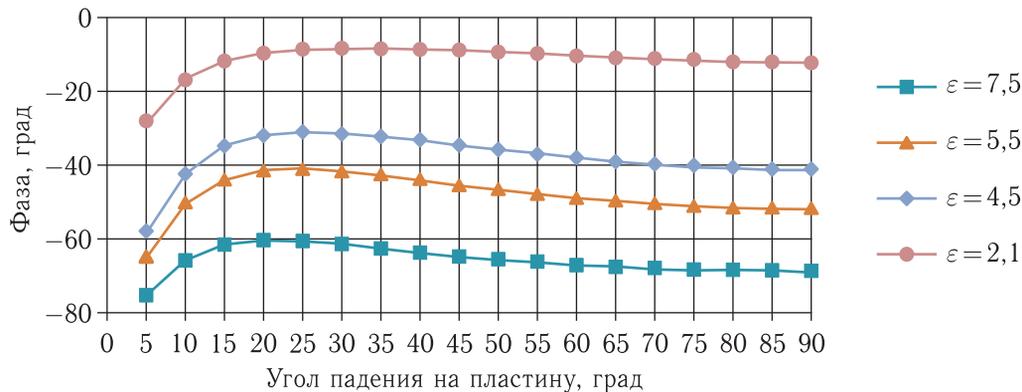


Рис. 5. Фаза прошедшей через диэлектрическую пластину толщиной 5 мм электромагнитной волны линейной вертикальной поляризации, $\lambda = 188$ мм

а ее фаза определится выражением

$$\phi_e = k_{1z}d - \tan^{-1} \left(\frac{R_1 \tan \alpha + b}{aR_1 - \tan \alpha} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{(a+b) \tan \alpha}{1 - ab \tan^2 k_{2z}d} \right) - \tan^{-1} R_1, \quad (32)$$

где

$$a = 0,5 \left(\frac{k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{k_{1z}} \right); \quad (33)$$

$$b = 0,5 \left(\frac{\varepsilon k_{1z}}{k_{2z}} + \frac{k_{2z}}{\varepsilon k_{1z}} \right); \quad (34)$$

$$\alpha = k_{2z}d. \quad (35)$$

На рис. 6–8 представлены результаты расчета коэффициента ослабления, коэффициента эллиптичности и фазы по формулам (30)–(32) для длины

волны $\lambda = 188$ мм, $d = 5$ мм и нескольких значений диэлектрической проницаемости.

Из этих рисунков видно, что ослабление эллиптически-поляризованной волны в верхней полусфере является средним между горизонтальной и вертикальной поляризациями. Изменение фазы не превышает -60° . Значительно более сильное влияние оказывает диэлектрическая пластина на эллиптичность прошедшей волны: в рассмотренных случаях эллиптичность может снижаться с 1 до 0,2.

Экспериментально было проверено ослабление электромагнитной волны на частоте 1,6 ГГц диэлектрической пластиной толщиной 5 мм с диэлектрической проницаемостью 4,5. При расположении пластины в дальней зоне антенны (на расстоянии 10 см от нее) получено ослабление $\sim 0,5$ дБ, что достаточно хорошо соответствует расчету (0,35 дБ).

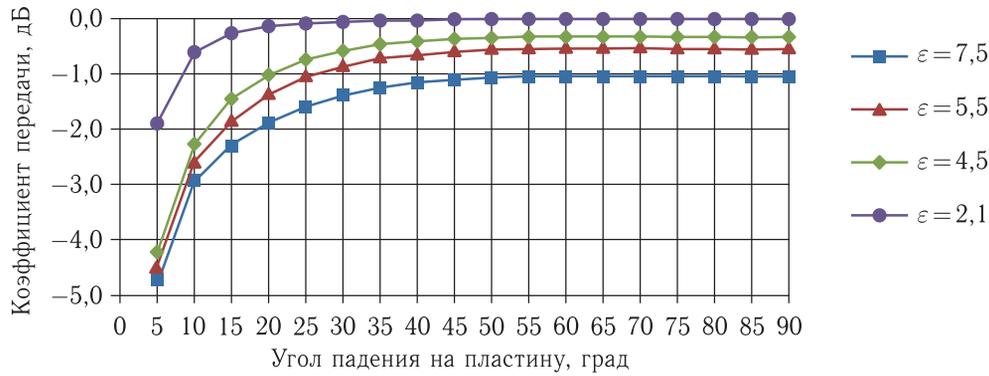


Рис. 6. Коэффициент ослабления электромагнитной волны эллиптической поляризации диэлектрической пластиной толщиной 5 мм, $\lambda = 188$ мм, $R_1 = 1$

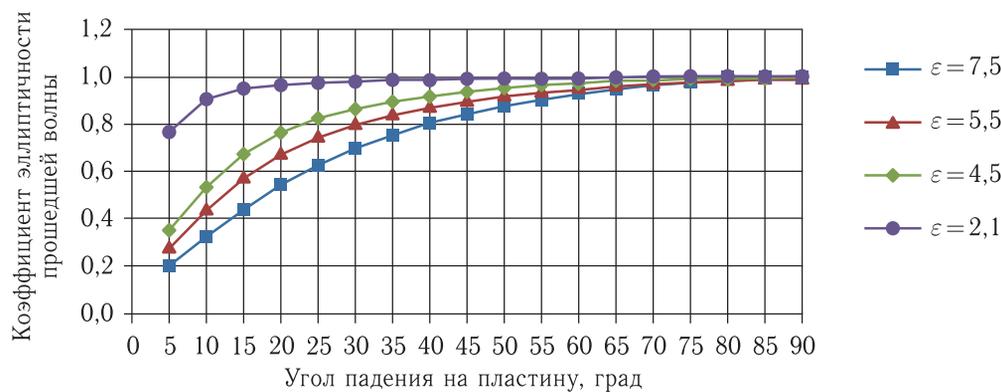


Рис. 7. Коэффициент эллиптичности электромагнитной волны эллиптической поляризации, прошедшей через диэлектрическую пластину толщиной 5 мм, $\lambda = 188$ мм, $R_1 = 1$

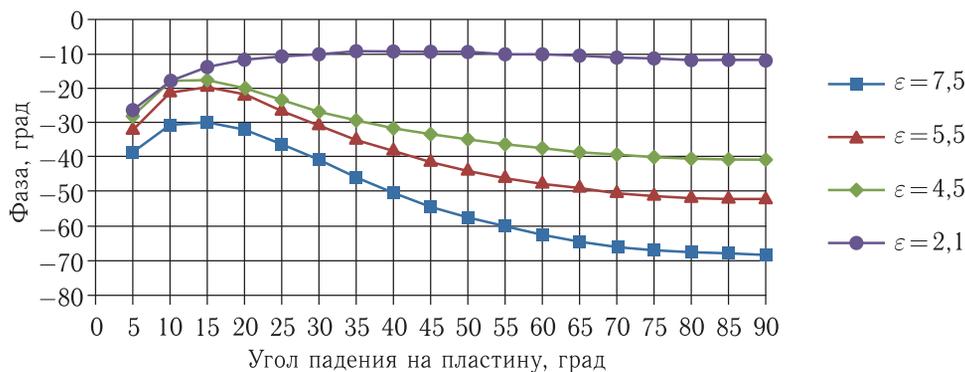


Рис. 8. Фаза прошедшей через диэлектрическую пластину толщиной 5 мм электромагнитной волны эллиптической поляризации, $\lambda = 188$ мм, $R_1 = 1$

Диэлектрическая пластина в ближнем поле антенны

Влияние обтекателя, расположенного в ближнем поле антенны, на ее характеристики изучалось на электродинамической модели, представленной на рис. 9.

Антенна состоит из основания диаметром 120 мм, подложки из материала с диэлектрической проницаемостью 9,6, высотой 6 мм, диаметром 42 мм, излучателя диаметром 30 мм, обтекателя толщиной 5 мм, расположенного на высоте 3 мм над излучателем (боковые стенки обтекателя не показаны). Возбуждение излучателя одноточечное.

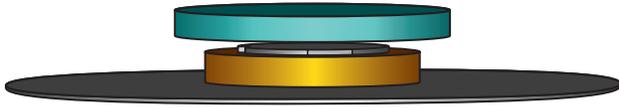


Рис. 9. Электродинамическая модель: микрополосковая антенна диапазона частот $L1$

Расчеты диаграмм направленности этой модели проведены методом декомпозиции с последующим использованием метода моментов.

При изменении ε обтекателя изменялись размеры излучателя так, чтобы резонанс наблюдался вблизи частоты 1,6 ГГц. Полученные результаты приведены в таблице.

Таблица. Результаты расчета микрополосковой антенны с обтекателями из материалов с различными ε

ε обтекателя	Коэффициент усиления, дБ	Коэффициент эллиптичности при $\theta = \pm 90^\circ$	Изменение фазы при изменении угла θ , $^\circ$ от -90° до 90°
Без обтекателя	6,7	5	8,3
2,1	6,6	4,4	5,7
4,5	6,5	4,5	5,9
5,5	6,3	5	5,8
7,5	6,2	6,4	10,6

Как видно из материалов таблицы, обтекатель, расположенный в ближнем поле антенны, практически не влияет на ее характеристики.

Выводы

Получены формулы для расчета ослабления и фазы электромагнитных волн линейной и эллиптической поляризации, прошедших через диэлектрическую пластину. Для эллиптической поляризации исследовано также изменение коэффициента эллиптичности при прохождении пластины.

Представлены результаты расчета для частоты 1,6 ГГц, пластины толщиной 5 мм и нескольких значений диэлектрической проницаемости.

Проведено сравнение расчета с экспериментом, которое показало правильность расчетов.

Экспериментально исследовано влияние обтекателей, расположенных в ближней зоне, на характеристики микрополосковой антенны L -диапазона. Показано, что такие обтекатели практически не влияют на диаграммные свойства антенны.

Список литературы

1. Обтекатели антенн: Пер. с англ. / Под ред. А. И. Шпунтова. М.: Советское радио, 1950. 264 с.
2. Каплун В. А. Обтекатели антенн СВЧ. М.: Советское радио, 1974. 240 с.
3. Неуайя М. Л. Расчетные методы контроля слоистых материалов и изделий на основе исследования коэффициентов отражения и прохождения электромагнитных волн: 05.11.13. Дис... канд. технич. наук. Казань: КГЭУ, 2011. 122 с.
4. Минокин М. Н. Дифракция плоской электромагнитной волны на полом диэлектрическом конусе // Журнал радиоэлектроники: Электронный журнал. 2000. № 6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun00/index.html> (Дата обращения 25.05.2019).
5. Кабалин С. В. Исследование характера зависимости коэффициента прохождения электромагнитной энергии через радиопрозрачную крышку от частоты радиосигнала и типа поляризации // Антенны. 2013. № 1. С. 41–45.
6. Антонец Л. В., Котов Л. Н., Шавров В. Г., Щеголов В. И. Расчет коэффициента отражения и поглощения при наклонном падении электромагнитных волн на пластины // Радиотехника и электроника, 2008, т. 53, № 4. С. 389–402.
7. Кугушев А. М., Голубева Н. С. Основы радиоэлектроники. М.: Энергия, 1969. 880 с.
8. Горелов В. В. Способ уменьшения частотной зависимости ослабления при прохождении электромагнитной волны через диэлектрическую оболочку одновременно для параллельной и перпендикулярной поляризации и устройство для его реализации (векторный антенный обтекатель). Патент РФ № 2334315 от 20.09.2008.

УДК 629.76/.78.001.14 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.51.58

Радиочастотное обеспечение и международно-правовая защита частотных присвоений для малых космических аппаратов

А. А. Таланов, к. т. н., contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. А. Федотов, к. т. н., contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы, связанные с выделением, присвоением радиочастот, порядком проведения международно-правовой защиты, которые должны выполняться головным разработчиком малых космических аппаратов (МКА) при проведении научно-исследовательских работ, разработке и производстве элементов космических систем и комплексов.

Проведен анализ радиочастотных диапазонов работы служебных и целевых радиолиний известных отечественных МКА. Приведены данные о полосах радиочастот командно-телеметрических систем (КТС) и радиолинии целевой информации (РЛЦИ) малых космических аппаратов, разработанных российскими компаниями.

Отмечено, что используемые в настоящее время для работы МКА полосы радиочастот накладывают достаточно жесткие ограничения для построения космического сегмента и/или кластера на их базе, что неизбежно негативно скажется на возможностях их расширенного использования. Предложены альтернативные полосы радиочастот и варианты построения радиолинии с учетом выполнения требований Таблицы распределения полос частот между радиослужбами РФ и Регламента радиосвязи.

Ключевые слова: малые космические аппараты, космическая платформа, частотный диапазон, Регламент радиосвязи

Radio Frequency Provision and International Legal Protection of Frequency Assignments for Small Satellites

A. A. Talanov, *Cand. Sci. (Engineering)*, contact@spacecorp.ru

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

S. A. Fedotov, *Cand. Sci. (Engineering)*, contact@spacecorp.ru

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

Abstract. The article deals with the issues related to the allocation and assignment of radio frequencies, the procedure of their international legal protection, which should be performed by the head developer of a small satellite (SSL) during research, development and production of elements of space systems and complexes.

The analysis of radio frequency ranges of service and target radio lines of well-known Russian SSL is carried out. The data on the radio frequency bands of command and telemetric systems (CTS) and the target information radio line (TIRL) of small satellites developed by Russian companies are presented.

It is noted that the radio frequency bands currently used for the SSL operation impose rather strict restrictions on the construction of a space segment and/or cluster on their basis, which will inevitably have a negative impact on the possibilities of their extended use. Proposed are alternative frequency bands and radio link designs to meet the requirements of the Table of Distribution of Frequency Bands between radio services of the Russian Federation and the Radio Regulations.

Keywords: small satellite, space platform, frequency range, Radio Regulations

Введение

Количество запускаемых малых космических аппаратов (МКА) [1] мини-, микро- и нано- (Cube-Sat) класса [2–5] в настоящее время достигает нескольких десятков в год, и спрос на них постоянно растет. В связи с этим при создании МКА актуальными становятся вопросы радиочастотного обеспечения функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) и их электромагнитной совместимости, которые в силу их сложности и объемности не всегда своевременно и в полном объеме решаются разработчиками. Рассмотрим нормативно-правовую базу выделения и присвоения радиочастот, а также радиочастотные диапазоны, используемые сегодня для работы служебных и целевых радиолиний МКА.

Нормативно-правовая база частотных присвоений

Все вопросы, связанные с выделением и присвоением радиочастот, регламентируются Федеральным законом «О связи» [6] и рядом других правовых документов. Закон определяет разрешительный порядок доступа к радиочастотному спектру. Право на использование радиочастотного спектра предоставляется посредством официального выделения полос радиочастот и присвоения (назначения) радиочастот или радиочастотных каналов. Использование радиочастотного спектра без соответствующего разрешения не допускается.

Радиочастотная заявка на выделение полос радиочастот должна быть подготовлена и представлена при планировании применения, разработке, производстве, модернизации, проведении научно-исследовательских, опытно-конструкторских и экспериментальных работ на срок свыше 6 месяцев [7].

Выделение полос радиочастот производится Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) в соответствии с порядком рассмотрения материалов и принятия решений о выделении полос радиочастот, переоформления решений и внесения в них изменений [7].

Необходимо отметить, что заявка на выделение полос радиочастот для разработки РЭС кос-

мических комплексов и/или систем представляется заявителем (головным исполнителем) не позднее этапа завершения эскизного или эскизно-технического проектирования [7].

Присвоение (назначение) радиочастоты или радиочастотного канала для радиоэлектронных средств гражданского назначения осуществляется федеральным органом исполнительной власти в области связи на основании заявлений с учетом результатов проводимой радиочастотной службой экспертизы возможности использования заявленных радиоэлектронных средств и их электромагнитной совместимости с действующими и планируемыми для использования радиоэлектронными средствами (экспертиза электромагнитной совместимости). Рассмотрение материалов и принятие решений ГКРЧ о присвоении (назначении) радиочастот или радиочастотных каналов в пределах выделенных полос радиочастот производится в соответствии с утвержденным Порядком проведения экспертизы [8].

Решение ГКРЧ о присвоении (назначении) радиочастот не всегда положительное [9, 10], а иногда содержит существенные ограничения.

В качестве примера: заявителям было отказано в выделении полосы радиочастот 1610,115–1621,185 МГц, 2483,773–2494,845 МГц (космос–космос) для использования спутникового модема «Глобалстар-АСП», предназначенного для установки на МКА «Аист-2Д», в 2015 г. [9] и полосы радиочастот 432–433 МГц для РЭС космического комплекса 197КС МКА «Аист-2» в 2016 г. [10] на основании отрицательных заключений о возможности выделения полос радиочастот, представленных членами государственной комиссии по радиочастотам.

В то же время ГКРЧ разрешила использование полосы радиочастот 8025–8393 МГц (космос–Земля) земной станцией системы контроля и управления ЦПОИ «Самара» (полоса радиочастот совместного пользования РЭС любого назначения) при условии непредъявления претензий на возможные непреднамеренные помехи от РЭС правительственного и специального назначения и разработки и согласования с Минобороны России организационно-технических мероприятий по обеспечению электромагнитной совместимости с РЭС военного назначения [10, 12].

В соответствии со статьей 23 Федерального закона «О связи» и постановлением Правительства Российской Федерации от 21 декабря 2011 г. № 1049-34 ГКРЧ разработана Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации [13]. Таблица является основным документом, регламентирующим распределение и условия использования полос радиочастот в Российской Федерации гражданами Российской Федерации и российскими юридическими лицами, которые заказывают, разрабатывают или ввозят на территорию Российской Федерации радиоэлектронные средства, а также осуществляют планирование использования и эксплуатацию радиоэлектронных средств.

Порядок использования частот любительской спутниковой службы (ЛСС) 144–146 МГц и 435–438 МГц в Российской Федерации определен Решением ГКРЧ «О выделении полос радиочастот для радиоэлектронных средств любительской и любительской спутниковой служб» от 15 июля 2010 г. № 10-07-01 с учетом изменений, утвержденных Решением ГКРЧ от 16 апреля 2018 г. № 18-45-02, в соответствии с которым не требуется оформление отдельных Решений ГКРЧ и разрешений на использование частот при условии выполнения технических и эксплуатационных ограничений (ограничение энергетики радиолиний, классов излучений и полос радиочастот и др.).

Международно-правовая защита частотных присвоений для радиоэлектронных средств осуществляется в целях обеспечения национальных интересов Российской Федерации при международном регулировании использования радиочастотного спектра, международного признания частотных присвоений для радиоэлектронных средств, а также в целях создания благоприятных условий для развития и использования радиоэлектронных средств, различных радиослужб в Российской Федерации [14].

Порядок проведения в Российской Федерации работ по международно-правовой защите присвоения (назначения) радиочастот или радиочастотных каналов, в том числе работ, связанных с заявлением, координацией и регистрацией в Международном союзе электросвязи таких радиочастот или радиочастотных каналов и соответствующих позиций

спутников на геостационарной орбите либо соответствующих характеристик спутников на других орбитах, определен во введенных постановлением Правительства РФ от 14 ноября 2014 г. № 1194 следующих правилах [14]:

– «Правилах проведения в Российской Федерации работ по международно-правовой защите присвоения (назначения) радиочастот или радиочастотных каналов»;

– «Правилах использования на территории Российской Федерации спутниковых сетей связи, находящихся под юрисдикцией иностранных государств».

Таким образом, в Российской Федерации нормативно закреплены и строго регламентируются вопросы, связанные с выделением и присвоением радиочастот, порядком их международно-правовой защиты, которые должны выполняться главным исполнителем при проведении научно-исследовательских работ, разработке и производстве элементов космических систем и комплексов МКА.

Характеристики служебных и целевых радиолиний МКА

Для анализа радиочастотных диапазонов работы служебных и целевых радиолиний МКА рассмотрим в качестве основного параметра используемые в них радиочастоты в направлениях космос–Земля и Земля–космос.

В таблице приведены полосы радиочастот командно-телеметрической системы (КТС), а также радиолинии обмена целевой информацией (РЛЦИ) малых космических аппаратов, предназначенных для решения следующих задач:

– оперативного оптико-электронного наблюдения акваторий, водных участков земной поверхности, чрезвычайных ситуаций различного характера, а также для оперативного контроля состояния инженерных объектов: «Аист-2Д» [9, 10, 15], «Канопус-В» [16, 17];

– проведения научных экспериментов: «Университетский-Татьяна-2» [18], «Юбилейный-2» [19, 20], «Чибиc-М (АИ)» [10, 21, 22], «Бауманец-2» [10], SamSat-218 [10, 23].

Т а б л и ц а. Основные характеристики радиолиний МКА [34]

Организация	МКА (Дата запуска)	Платформа	РЛЦИ (космос– Земля), МГц	КТС (космос–Земля)/ (Земля–космос), МГц
АО «РКЦ “Прогресс”»	«Аист-2Д» (28.04.2016)	«Аист-2» [15]	8025–8393 [10, 12]	435,3065–435,3235 435,3556–435,3735/ 145,831–145,849 145,861–145,879 [9, 10]
АО «Корпорация “ВНИИЭМ”»	«Канопус-В» (22.07.2012)	«Канопус-В» [17]	8066,3–8189,7 8258,3–8381,7 [16]	2205,44–2224,06/ 2031,52–2048,23 [16]
АО «Корпорация “ВНИИЭМ”»	«Университетский- Татьяна-2» (17.09.2009)	УМП-70 [18]	1,7 ГГц [18, 31, 32]	435,3–435,6/ 145,8–146,0 [18, 31, 32]
АО «ИСС»	«Юбилейный-2» (28.07.2012)	«Юбилейный» [19, 20]	2,4 ГГц [19, 20, 33]	435,3–435,6/ 145,8–146,0 [19, 20, 33]
ИКИ РАН	«Чибис-М» (30.10.2011)	«Чибис-М» [21]	2,27 ГГц [21]	435,3–435,6/ 145,8–146,0 [21]
ИКИ РАН	«Чибис-АИ» (проект)	«Чибис-М» [21]	2269,5–2270,5 8395–8400 [10, 22]	435,2065–435,2235 435,3065–435,3235/ 145,804–145,816 145,849–145,861 [10, 22]
МГТУ им. Н. Э. Баумана	«Бауманец-2» (28.11.2017)	—	8195–8255 94 980–95 020 [10]	435,395–435,435/ 145,815–145,835 и 145,845–145,865 [10]
СГАУ	SamSat-218 (28.04.2016)	CubeSat (3U)	—	145,85–145,89/ 435,59–435,61 [10, 23]

МКА для задач связи, ретрансляции, радиотехнического наблюдения для обнаружения, опознавания, определения местоположения и курса движения морских, речных и воздушных судов по излучению их РЭС в данной таблице не рассматривались.

В соответствии с приведенными данными частотный диапазон работы КТС находится в пределах первичного распределения ЛСС 435–438 МГц и 144–146 МГц [13, 24–26]. Отметим, что диапазон частот 144–146 МГц достаточно сильно загружен,

т. к. в этом же диапазоне также находятся любительская и воздушная подвижная связь [13, 26].

В диапазоне частот 435–438 МГц также находятся любительская, радиолокационная службы и спутниковая служба исследования Земли (ССИЗ) (активная) [13, 26].

Полоса радиочастот 435–438 МГц может использоваться станциями ЛСС на вторичной основе при условии исключения помех другим службам [13, 24, 25]. Эта полоса радиочастот используется РЭС военного и специального назначения,

которые могут накладывать ограничения по режиму использования и создавать неприемлемые помехи для работы других радиополос в этих полосах частот, таким образом, защита от помех при использовании этого диапазона не может быть гарантирована.

Отметим, что радиополоса МКА SamSat-218 разработки СГАУ не совместима по направлению передачи с остальными приведенными радиополосами.

В качестве альтернативы может быть рассмотрено использование специально отведенных для СКЭ полос радиочастот 267–273 МГц (космос–Земля) [13, 24, 25].

Таким образом, в полосе радиочастот 145–146 МГц и 435–438 МГц источники помех со временем будут увеличиваться и, как следствие, электромагнитная обстановка в зоне работы наземных средств управления и приема информации с МКА будет только ухудшаться. Необходимо проработать вариант перехода в другой диапазон частот.

Как вариант, полосы радиочастот 258–261 МГц (Земля–космос) могут быть использованы для построения КТС, при этом потребители не должны создавать вредных помех системам подвижной спутниковой службы [13, 24, 25].

Полосы частот, используемые РЛЦИ, назначены в соответствии с требованиями Таблицы распределения полос радиочастот Российской Федерации (приведены в таблице) и изменений не требуют.

Следует отметить как неудачный выбор АО «Информационные спутниковые системы» частоты 2,4 ГГц для своего МКА [19, 20], т.к. полоса радиочастот 2300–2450 МГц [13, 24, 25] является полосой радиочастот преимущественного пользования (ПР) РЭС, предназначенных для нужд государственного управления, в том числе президентской связи, правительственной связи, нужд обороны страны, безопасности государства и обеспечения правопорядка, а также для фиксированной, подвижной, любительской, радиолокационной служб. Также частоты 2300–2400 МГц и 2500–2690 МГц или участки этих полос определены для использования администрациями, желающими внедрить Международную подвижную электросвязь (ИМТ) в соответствии с Резолюцией 223 (пересм. ВКР-15) [13, 26].

Кроме того, частота 2,4 ГГц (Земля–космос) на вторичной основе [13, 24, 25] может быть использована только для космической связи при условии разработки и согласования с Минобороны России организационно-технических мероприятий по обеспечению электромагнитной совместимости с РЭС специального и военного назначения. Приведенные условия использования частоты 2,4 ГГц налагают серьезные ограничения на возможность получения разрешения и применения данной частоты при построении космических систем и комплексов МКА.

Выводы и предложения

Вопросы радиочастотного обеспечения функционирования космического комплекса (системы) на базе МКА нормативно достаточно жестко регламентированы, но разработчиками выполняются не в полной мере. Используемые в настоящее время полосы радиочастот накладывают достаточно жесткие ограничения для построения космического сегмента и/или кластера на базе МКА, что неизбежно негативно скажется при их расширенном применении. Прогнозируемое дальнейшее увеличение количества запускаемых МКА приведет к усложнению функционирования командно-телеметрических систем в направлениях (космос–Земля) и (Земля–космос), а также загрузке радиополос целевой информации (РЛЦИ) в направлении (космос–Земля).

К сожалению, следует отметить, что в настоящее время в вопросах использования частотного радиодиапазона между радиослужбами гражданского и военного назначения практически отсутствуют необходимая координация и взаимодействие.

В сложившихся условиях представляется предпочтительным следующее использование имеющихся полос радиочастот:

– 258–261 МГц (Земля–космос) могут применяться для построения командно-телеметрической системы МКА, при этом потребители не должны создавать вредных помех системам подвижной и подвижной спутниковой служб, работающим в этой полосе частот, или требовать защиты от них, или ограничивать использование и развитие таких систем [13, 24, 25];

– 267–273 МГц (космос–Земля) выделена для службы космической эксплуатации с учетом, что эта полоса радиочастот преимущественного пользования РЭС, предназначенных для нужд государственного управления, в том числе президентской связи, правительственной связи, нужд обороны страны, безопасности государства и обеспечения правопорядка [13, 24, 25] с ограничениями 5.254, 5.257 [26] и 95, 125, 127 [13];

– 2025–2110 МГц, используемые службой космических исследований (Земля–космос, космос–космос), службой космической эксплуатации (Земля–космос, космос–космос), спутниковой службы исследования Земли (Земля–космос, космос–космос) с ограничениями 5.392 [26] и 193, 200, 211, 219, 221, 222, 223, 224, 225 [13];

– 2200–2290 МГц, используемые службой космических исследований (космос–космос, космос–Земля), службой космической эксплуатации (космос–космос, космос–Земля), спутниковой службой исследования Земли (космос–космос, космос–Земля) [13];

– 8025–8400 МГц для спутниковой службы исследования земли (космос–Земля), метеорологической спутниковой (Земля–космос) и фиксированной спутниковой (Земля–космос) с учетом ограничения 5.462А Таблицы распределения радиочастот [13].

В то же время необходимо рассмотреть варианты ухода из полосы радиочастот 8400–8500 МГц службы космических исследований (космос–Земля), предназначенной для нужд государственного управления, в том числе президентской связи, правительственной связи, нужд обороны страны, безопасности государства и обеспечения правопорядка [13].

Реализация управления и приема информации с КА систем спутниковой связи, относящихся к фиксированной спутниковой и подвижной спутниковой службам (СПСС «Турайя» [27], СПСС «Иридиум» [27], многофункциональная система персональной спутниковой связи «Гонец-Д1М» [28, 30], перспективная низкоорбитальная система спутниковой связи «Гонец-ВЕБ» [29, 30]), будет крайне затруднена нерешенностью вопросов частотных присвоений и потребует внесения изменений в соответствующие нормативные документы.

Рекомендуемый вариант построения радиоэлектронных средств и обеспечение электромагнитной совместимости этих РЭС для космических систем (комплексов) на базе МКА — это совместная система управления, приема телеметрии и информации с бортовых полезных нагрузок, работающая в полосе радиочастот, выделенных для решения той или иной целевой задачи в соответствии с таблицей распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации.

Для решения целевых задач оперативного оптико-электронного наблюдения акваторий, водных участков земной поверхности, чрезвычайных ситуаций различного характера, а также для оперативного контроля состояния инженерных объектов целесообразно использовать диапазоны радиочастот [13, 26]: 2025–2110 МГц (космос–космос, Земля–космос), 7190–7250 МГц (Земля–космос), 8025–8400 МГц (космос–Земля), 25,5–27,0 ГГц (космос–Земля), 37,5–38,0 ГГц (космос–Земля на вторичной основе), 40,0–40,5 ГГц (Земля–космос), 65,0–66,0 ГГц.

Для проведения научных экспериментов целесообразно использовать диапазоны радиочастот [13, 26]: 2025–2100 МГц (космос–космос, Земля–космос), 7145–7190 МГц (дальний космос, Земля–космос), 7190–7235 МГц (ближний космос, Земля–космос), 8400–8450 МГц (дальний космос, космос–Земля), 8450–8500 МГц (космос–Земля), 22,55–23,15 (Земля–космос), 31,8–32,3 ГГц (дальний космос, космос–Земля), 34,2–34,7 ГГц (дальний космос, Земля–космос), 37,0–38,0 ГГц (космос–Земля), 40,0–40,5 ГГц (Земля–космос), 65,0–66,0 ГГц, 94,0–94,1 ГГц.

Список литературы

1. ГОСТ 53802-2010 «Системы и комплексы космические. Термины и определения». М.: Стандартинформ, 2011. 27 с.
2. ГОСТ Р 56526-2015 «Требования надежности и безопасности космических систем, комплексов и автоматических космических аппаратов единичного (мелкосерийного) изготовления с длительными сроками активного существования». М.: Стандартинформ, 2015. 50 с.

3. Small Spacecraft Technology State of the Art. Mission Design Division Staff Ames Research Center, Moffett Field, California, 2014, 200 p. (NASA/TP-2014-216648/REV1).
4. Small Spacecraft Technology State of the Art. Mission Design Division Ames Research Center, Moffett Field, California, 2015, 168 p. (NASA/TP-2015-216648/REV1).
5. Characteristics, definitions and spectrum requirements of nanosatellites and picosatellites, as well as systems composed of such satellites, Electronic Publication Geneva, ITU, 2014, 15 p. (Report ITU-R SA.2312-0 (09/2014)).
6. Федеральный закон Российской Федерации от 7 июля 2003 г. № 126-ФЗ «О связи» с изменениями и дополнениями от 4 августа 2018 г. <https://base.garant.ru/186117/> (Дата обращения 14.05.2019).
7. Решение ГКРЧ от 20 декабря 2011 г. № 11-13-01 «Порядок рассмотрения материалов и принятия решений о выделении полос радиочастот, переоформления решений и внесения в них изменений».
8. Решение ГКРЧ от 20 декабря 2011 г. № 11-13-02 «Порядок проведения экспертизы возможности использования заявленных радиоэлектронных средств и их электромагнитной совместимости с действующими и планируемыми для использования радиоэлектронными средствами, рассмотрения материалов и принятия решений о присвоении (назначении) радиочастот или радиочастотных каналов в пределах выделенных полос радиочастот».
9. Решение ГКРЧ от 16 октября 2015 г. № 15-35-09-4. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=40711 (Дата обращения 14.05.2019).
10. Решение ГКРЧ от 29 февраля 2016 г. № 16-36-11-4. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=41867 (Дата обращения 14.05.2019).
11. ОСТ-134-1020-2008 «Системы и комплексы космические. Термины и определения». М.: ЦКБС ФГУП «ЦНИИ машиностроения», 2008. 56 с.
12. Приложение № 12 к решению ГКРЧ от 29 февраля 2016 г. № 16-36-11-4. http://www.grfc.ru/upload/medialibrary/75f/prilozhenie-12-k-resheniyu-gkrch-_16_36_11_4.pdf (Дата обращения 14.05.2019).
13. Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации, постановление Правительства Российской Федерации от 21 декабря 2011 г. № 1049-34, выписка, 98 с.
14. Постановление Правительства РФ от 14 ноября 2014 г. № 1194 «О международно-правовой защите присвоения (назначения) радиочастот или радиочастотных каналов и порядке использования на территории Российской Федерации спутниковых сетей связи, находящихся под юрисдикцией иностранных государств, а также о внесении изменений в некоторые акты Правительства Российской Федерации» с изменениями и дополнениями от 15 августа 2017 г.
15. Кирилин А. Н., Ахметов Р. Н., Шахматов Е. В., Ткаченко С. И. и др. Опытно-технологический малый космический аппарат «Аист-2Д». Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2017. 324 с.: ил.
16. Решение ГКРЧ от 28 апреля 2008 г. № 08-24-05-009. <https://digital.gov.ru/ru/documents/4035/#tag5> (Дата обращения 14.05.2019).
17. Макриденко Л. А., Волков С. Н., Горбунов А. В., Жустрина О. С., Ильина И. Ю. (ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ») История создания малых космических аппаратов «КАНОПУС-В» № 1 и белорусского КА. 72 с. <https://www.roscosmos.ru/media/files/docs/3/kanopus.pdf> (Дата обращения 17.10.2018).
18. Волков С. Н., Макриденко Л. А., Ходненко В. П. Малые космические аппараты НПП ВНИИЭМ. От концепции до воплощения в «металле» // Вопросы электромеханики, 2011, т. 121, № 2. С. 3–8.
19. Зимин И. И., Валов М. В., Яковлев А. В., Галочкин С. А. Малый космический аппарат «Михаил Решетнев». Результаты работы [Электронный ресурс] // Труды МАИ, 2013, № 65. 10 с. <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=35908> (Дата обращения 17.10.2018).
20. Зимин И. И. и др. Малый космический аппарат «Михаил Решетнев». Результаты работы // Авиация и космонавтика-2012: 11-я Междунар. конф. (13–15 нояб. 2012, г. Москва). СПб.: Мастерская печати, 2012. С. 97.
21. Зеленый Л. М. и др. Академический микроспутник ЧИБИС-М // Космические исследования, 2014, т. 52, № 2. С. 93–105.
22. Приложение № 6 к решению ГКРЧ от 29 февраля 2016 г. № 16-36-11-4. http://www.grfc.ru/upload/medialibrary/102/prilozhenie-6-k-resheniyu-gkrch-_16_36_11_4.pdf (Дата обращения 14.05.2019).
23. Приложение № 6 к решению ГКРЧ от 4 июля 2017 г. № 17-42-08-2. http://www.grfc.ru/upload/medialibrary/e97/prilozhenie-_6-k-resheniyu-gkrch-_17_42_08_2.pdf (Дата обращения 14.05.2019).
24. Приложение № 2 к решению ГКРЧ от 15 июля 2010 г. № 10-07-01. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=511 (Дата обращения 20.01.2019).
25. Приложение к решению ГКРЧ от 16 октября 2015 г. № 15-35-02. <http://www.grfc.ru/upload/medialibrary/>

- b8a/prilozhenie-k-resheniyu-gkrch-ot-16.10.2015--15_35_02.pdf (Дата обращения 14.05.2019).
26. Регламент радиосвязи. Статьи. Издание 2016 года, ITU. 442 с. <http://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.43.48.ru.601.pdf> (Дата обращения 14.05.2019).
27. Решение ГКРЧ от 2 октября 2012 г. № 12-15-05-7. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=607 (Дата обращения 20.01.2019).
28. Решение ГКРЧ от 29 февраля 2016 г. № 16-36-11-4. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=41867 (Дата обращения 20.01.2019).
29. Решение ГКРЧ от 24 мая 2013 г. № 13-18-06-5. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/resheniya-gkrch/?PAGEN_1=6 (Дата обращения 20.01.2019).
30. Решение ГКРЧ от 7 ноября 2016 г. № 16-39-05-2. http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=44061 (Дата обращения 20.01.2019).
31. *Макриденко Л.А., Волков С.Н., Горбунов А.В., Кожевников В.А., Ходненко В.П.* Малый космический аппарат «Университетский-Татьяна-2» // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ, 2017, т. 160. С. 45–54.
32. Tatiana-2/Universitetsky-2 <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/tatiana-2> (Дата обращения 17.01.2019).
33. Yubileiny-2 / MiR (Mikhail Reshetnev) Microsatellite <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/v-w-x-y-z/yubileiny-2> (Дата обращения 17.01.2019).
34. *Таланов А.А., Федотов С.А., Степанов А.М.* Предложения по разработке унифицированных космических платформ малых космических аппаратов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии, 2018. Сб. трудов IX Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» (5–7 июня 2018 г.) / Под ред. д.т.н., проф. А.А. Романова. М.: АО «Российские космические системы», 2018. С. 470–482.

Концепция построения технологической модели решения слабоструктурированных задач на основе теории множеств

В. В. Бетанов, *д. т. н., проф., betanov_vv@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

В. К. Ларин, *к. т. н., contact@spacecorp.ru*
АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье рассматривается один из подходов решения слабоструктурированных задач с использованием аппарата теории множеств. Приводится определение задачи как системы неоднородных элементов, структурный анализ которой позволяет выявить некорректные элементы. Дальнейшее решение представлено в виде двух этапов. На первом этапе разрабатывается структурная схема решения задачи с максимальной детализацией последнего уровня иерархии, на втором этапе производится описание структурных блоков в символах теории множеств. В качестве примера рассмотрена задача обработки траекторных измерений. Выявлены некорректные блоки задачи и приводится технология общего решения с учетом представления этих блоков в символах теории множеств.

Ключевые слова: системный подход, структуризация, система, множества, модель

Concept of Constructing a Technological Model for Solving Semi-structured Problems on the Basis of Set Theory

V. V. Betanov, *Dr. Sci. (Engineering), Prof., betanov_vv@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

V. K. Larin, *Cand. Sci. (Engineering), vklar@mail.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. This article discusses one of the approaches to solving semi-structured problems using the apparatus of set theory. The problem is defined as a system of inhomogeneous elements, the structural analysis of which allows identifying incorrect elements. The further solution is presented in two stages. At the first stage, a block diagram of the solution of the problem is developed with the last level of the hierarchy detailed to the maximum. At the second stage, the description of the structural blocks is given in symbols of set theory. As an example, the problem of processing trajectory measurements is considered. The incorrect blocks of the problem are pinpointed and the technology of the general solution is given taking into account the representation of these blocks in symbols of set theory.

Keywords: systems approach, structuring, system, sets, model

Введение

Одной из проблем, относящихся к области системного анализа, является поиск решения слабоструктурированных задач [1, 2]. Решение этой проблемы осложняется отсутствием границ, устанавливающих принадлежность задач к слабоструктурированному виду, а также четких критериев для определения степени структуризации. Предполагая, что слабоструктурированные задачи располагаются в диапазоне от структурированных до неструктурированных задач, можно допустить, что результат решения варьируется от количественного до качественного, а в некоторых случаях может быть не найден.

Практически решение задачи сводится к выявлению некорректных элементов программно-алгоритмической оболочки, мониторингу функционирования и в случаях сбоя переводу решения на другую цепочку алгоритма.

В настоящей статье описан один из возможных подходов к решению задачи, заключающийся в структурном анализе алгоритма и дальнейшем представлении некорректных элементов решения в виде процедур теории множеств.

Под термином «задача» (или «проблема») будем понимать систему, состоящую из элементов, обеспечивающих получение ответа на поставленный вопрос.

Предварительные замечания

Существуют три вида представления решения задачи: алгоритм, структурная схема и вербальное описание.

1. Алгоритм. Применяется для случая формализованных задач, имеющих математическое решение.

2. Структурная схема. Применяется для отображения технологии решения задач в виде иерархической последовательности взаимосвязанных функциональных блоков.

Анализ структурной схемы позволяет отметить блоки, которые могут привести к некорректному решению, однако при этом невозможно определить конкретную функцию или параметр, являющиеся источником указанной ситуации.

3. Вербальное описание. Приемлемо для первого и второго вариантов структурированности задачи, указанных выше, но он представляет только качественную картину решения без возможности формальной корректировки этого процесса.

Во втором и третьем видах представления задач отдельные элементы могут иметь неформальный характер, что затрудняет составление программ на современных языках программирования, а соответственно, автоматизирование процесса решения.

Суть заключается в использовании логических условий для определения истинности (или ложности) множества элементов блока по соответствию одного из принадлежащих ему параметров заданному значению. Это позволяет устанавливать взаимосвязи между блоками решения задачи, представленной в структурной или вербальной формах.

Решение задачи делится на два этапа. На первом этапе разрабатывается структурная схема решения задачи с максимальной детализацией последнего уровня иерархии, на втором этапе производится описание структурных блоков в символах теории множеств.

На основании достаточного числа работ, посвященных исследованиям структурированности задач и методам их решения [2–6], задачи делятся по степени структуризации на: структурированные (СЗ), слабоструктурированные (ССЗ) и неструктурированные (НСЗ).

В качестве признака деления в данном случае используется количественная и/или качественная **определенность** элементов проблемы. Другим признаком деления проблемных ситуаций на структурированные, слабоструктурированные и неструктурированные является признак степени **известности алгоритма** их решения [2].

С учетом сказанного можно дать следующую характеристику каждому виду задачи.

СЗ — характеризуются существованием алгоритма решения, построенного на математических зависимостях, и количественного результата.

ССЗ — для них известны преимущественно качественные зависимости между элементами задачи, причем информация о части элементов может отсутствовать.

НСЗ — характеризуются отсутствием математического алгоритма решения, части условий и исходных данных.

Дополнительно в приведенные виды, определяемые степенью структурированности задачи, целесообразно включить квазиструктурированный вид (КСЗ), характеризуемый наличием качественных и количественных составляющих элементов с вероятностью сбоя последних в процессе решения, но возможностью отыскания количественного или качественного решения. Место этого вида задач между СЗ и ССЗ.

Графически такое распределение задач по степени структуризации представлено на рис. 1.



Рис. 1. Распределение задач по степени структуризации

В качестве базисного варианта (номинала), относительно которого проводились исследования, принята структурированная задача.

Степень структуризации задачи определялась соотношением корректных и некорректных свойств, присущих составляющим ее блокам.

В зависимости от функциональной нагрузки элементов, составляющих решение, можно привести три формы представления задачи:

- программно-алгоритмическую (ПА);
- информационно-вычислительную (ИВ);
- аппаратно-технологическую (АТ).

Каждая форма представления задачи имеет следующие составляющие элементы:

- программно-аналитическая: постановка + алгоритм + программа;
- информационно-вычислительная: ПА + база данных (БД) и архивы;
- аппаратно-технологическая: ИВ + компьютер + + информационный канал для загрузки измерений в БД.

Независимо от принадлежности к какой-либо форме, задача имеет один и тот же набор элементов, приведенных ниже.

Элементы задачи

Функциональные части задачи:

- 1) методическая часть — постановка, алгоритм;
- 2) программная часть — операционная система (ОС), язык программирования, коды программы, библиотека стандартных подпрограмм (БСП);
- 3) расчет — процедура вычисления (процессор: вид, частота), оперативная память.

Информационная часть:

- 1) БД, архивы, обмен информацией;
- 2) интерфейс — входные, выходные данные, контроль промежуточных расчетов.

Этапы решения задачи:

- 1) разработка структуры, методики и алгоритма решения;
- 2) разработка программы и проведение расчетов.

Пути решения задачи:

- 1) формальное решение (разработка алгоритма и программы);
- 2) неформальное решение (поиск альтернативного решения);
- 3) слабоструктурированное решение (при вероятности сбоя) с разветвлением на «качественное» или «количественное» решение в зависимости от соотношения формализованных и неформализованных элементов задачи, а также от реальных условий решения.

Форматы описания данных:

- 1) количественный;
- 2) качественный;
- 3) множественный (множества и операции с ними).

Описание модели решения задачи:

- 1) математический алгоритм;
- 2) структурная схема;
- 3) описание технологической последовательности этапов решения;
- 4) технологическая модель, представленная описанием структурных блоков задачи и их связей символикой множеств.

В качестве примера в статье рассмотрено решение задачи обработки траекторных измерений баллистико-навигационного обеспечения (БНО) применительно к программно-алгоритмической форме.

Большинство задач типа обработки измерений относится к структурированным задачам, однако при наличии некорректных элементов в ее структуре вид задачи может измениться.

К специфическим особенностям таких задач относятся:

- большой объем измерительной информации, сохраняемой в исходных данных (ИД);
- наличие в алгоритме ограничений на количество и качество измерений;
- основной метод обработки измерений — статистический (метод наименьших квадратов, МНК; фильтр Калмана);
- использование в алгоритме математической модели для каждого типа измерений (дальность, фаза, частота Доплера и т. д.);
- использование следующих математических функций: расчет частных производных, составление и решение системы линейных уравнений, формулы расчетных значений измеряемых параметров.

Ниже приводятся результаты анализа задачи на предмет определения корректности блоков решения.

Структура задачи

Вначале представим структурную схему задачи в форме ПА (рис. 2).

Служебная часть включает:

- обработку и формирование исходных данных;
- обращение к БД;
- обращение к архивам;
- обращение к БСП;
- организацию циклов;
- условный и безусловный переходы между частями программы;
- формирование выходных данных.

Функциональная часть включает:

- математическую модель рассматриваемого физического процесса;
- итерационные методы расчетов;
- контроль соответствия математических формул описываемому физическому процессу;

- методы интерполяции и экстраполяции;
- численные методы решения дифференциальных уравнений.

На основе указанного выше распределения задач по степени структурированности и структурной схемы (рис. 2) в табл. 1 приведены данные по корректности (+) и некорректности (–) блоков, распределенных по задачам разной степени структурированности, и составляющим ее частям.

В табл. 2 приведены классификационные данные по распределению типов решения задачи в зависимости от вида ее структурированности, где

Таблица 1. Распределение задач по степени структурированности элементов

Части задачи	Обозначения блоков частей задачи	Виды задач по структурированности			
		СЗ	КСЗ	ССЗ	НСЗ
Постановка	п1	+	+	–	–
	п2	+	+	+	–
	п3	+	+	–	–
	п4	+	+	+	–
Алгоритм	а1	+	+	–	–
	а2	+	+	–	–
	а3-1	+	–	–	–
	а3-2	+	–	–	–
Программа	пр1	+	+	+	+
	пр2	+	+	+	+
	пр3	+	+	+	+
	пр4	+	–	–	–

Таблица 2. Зависимость типа решения от вида задачи

Тип	Решение		
	Количественное	Качественное	0
СЗ	+	–	–
КСЗ	+	+	–
ССЗ	–	+	+
НСЗ	–	–	+

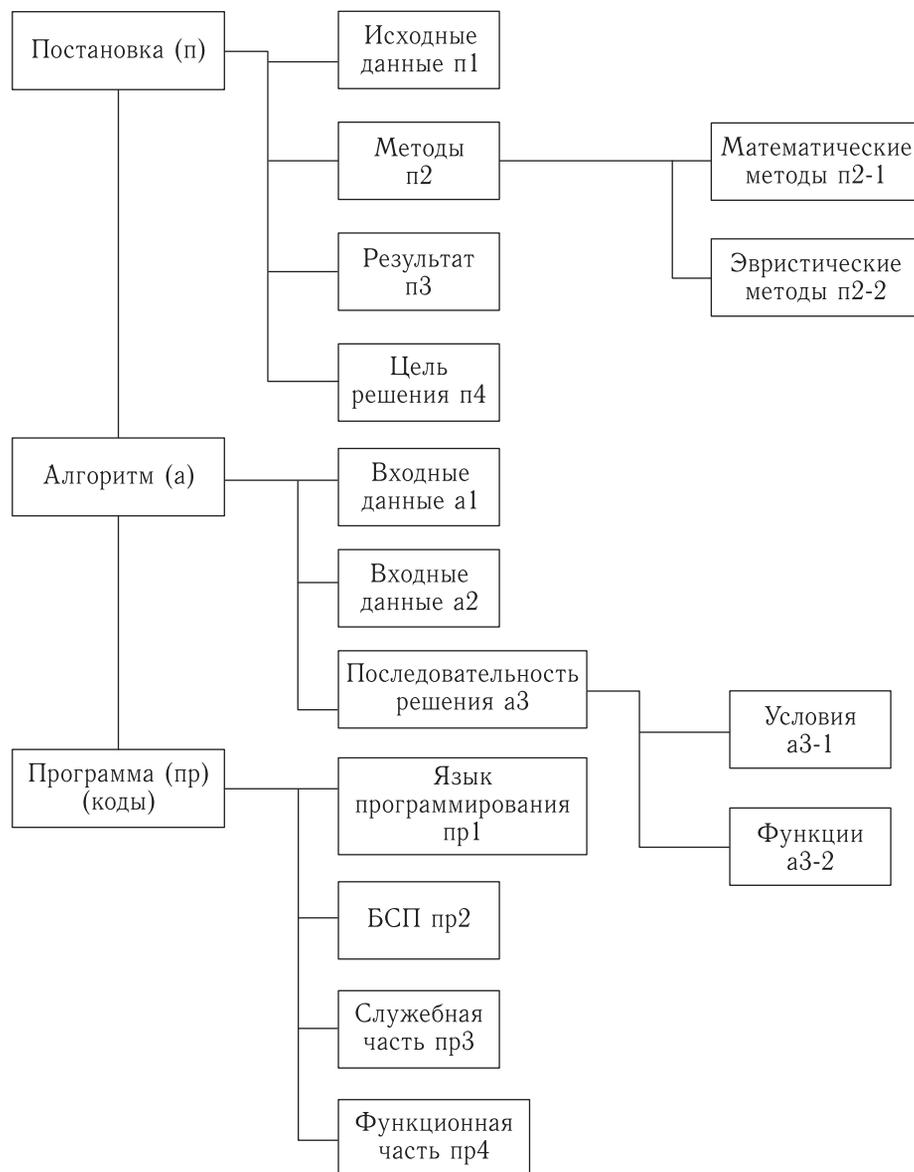


Рис. 2. Структурная схема задачи в форме ПА

«+» — корректность решения задачи соответствующего типа; «-» — некорректность решения задачи (отсутствие либо несоответствие условиям нормального функционирования решения); количественное решение — результат в числовом формате; качественное решение — результат в вербальном виде; 0 — отсутствие вариантов продолжения решения; полученный результат не соответствует целевому назначению по физическому смыслу.

Данные табл. 1 и 2 позволяют установить степень структурированности задачи, определить ее место в ряду предлагаемой классификации, а также

уточнить некорректные блоки в основных элементах задачи.

Полученная информация дает возможность предварительно выбрать соответствующий способ решения с учетом возможной некорректности отдельных частей задачи.

Структурная схема задачи

Ниже приведена структурная схема функциональных блоков задачи обработка измерений,

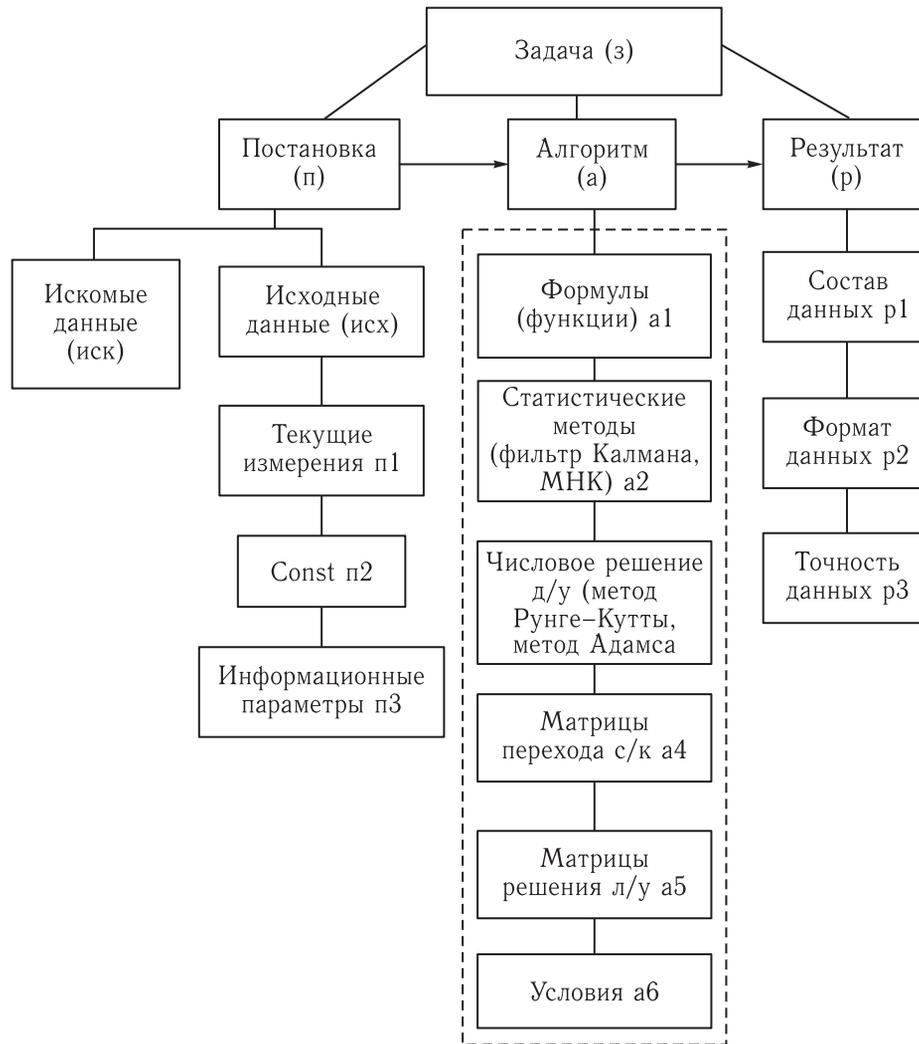


Рис. 3. Схема функциональных блоков задачи обработки измерений: д/у — дифференциальное уравнение, л/у — линейное уравнение, с/к — система координат

на которой отмечены блоки (желтый цвет) с вероятностью некорректного решения (рис. 3).

Для перехода от структурного отображения элементов задачи и их связей к формализованному виду предлагается использовать аппарат теории множеств.

В данном случае каждый блок (представляющий собой систему) можно идентифицировать как множество неоднородных элементов. Связи между элементами задачи (рис. 3) можно отобразить в виде соответствующих отношений между параметрами множеств [7].

Верхний уровень структурных блоков:

$$z = p \cup a \cup r;$$

$$p = \text{иск} \cup \text{исх}; \text{исх} = p1 \cup p2 \cup p3;$$

$$a = a1 \cup a2 \cup a3 \cup a4 \cup a5 \cup a6;$$

$$r = r1 \cup r2 \cup r3.$$

Представим условия для выделенных структурных блоков в виде следующих соотношений.

Исходные данные:

$$p1 = \{\varphi, \gamma\};$$

$p1 = \{\bigcup_1^k \varphi_i \mid \gamma_i \geq 7^\circ\}$, ограничение измерений для $\gamma_i < 7^\circ$;

$p1 = \{\bigcup_1^m \varphi_i \mid k \geq N\}$, ограничение по числу измерений в сеансе.

Формулы:

$a1 = \{\bigcup_1^m f_i : f_j\}$, установление правильности формул.

Матрицы:

$a4 = \{M_{п} \mid M_{п} \neq 0\}$, условие использования матриц в алгоритме;

$a5 = \{M_{р} \mid M_{р} \neq 0\}$,

где $M_{п}$ — матрицы перехода систем координат;

$M_{р}$ — матрицы решения систем линейных уравнений.

Состав искомых данных:

$$p1 = \{Q, n\};$$

Q — форма (вид) представления данных (например, параметры орбиты — оскулирующие элементы);

n — число данных (например, кинематический вектор состояния — 6 значений);

$Q = \{Q_i : Q_j\}$, условие выбора вида результата, соответствующего заданному;

$Q_i = \{\bigcup_1^s Q_s \mid s = n\}$, условие соответствия числа данных.

Точность искомых данных:

$p3 = \{\sigma, v\}$, СКО и число значащих цифр после запятой;

$p3 = \{\sigma_i : \sigma_n\}$, условие проверки результата на точность по СКО;

$p3 = \{v_i : v_n\}$, условие проверки результата по числу цифр после запятой;

$p = \{r : p3\}$, условие выбора результата по выполнению условия $p3$.

Первый этап решения задачи

В качестве примера реализации предлагаемого метода рассмотрим задачу уточнения начальных условий движения космического аппарата (КА) по траекторным измерениям. Решение задачи разделим на два этапа: на первом этапе решение будет представлено в виде структурной схемы (рис. 4), на втором этапе — в виде алгоритма на языке теории множеств.

Дадим пояснения к рис. 4.

Архив ТИЗ — файловый архив траекторных измерений. Основной формат ТИЗ — RINEX-файлы.

Архив НУ — файловый архив начальных условий КА, полученных на предыдущем сеансе БНО. Основной вид — дата, время и параметры кинематического вектора состояния в гринвичской системе координат (ГСК).

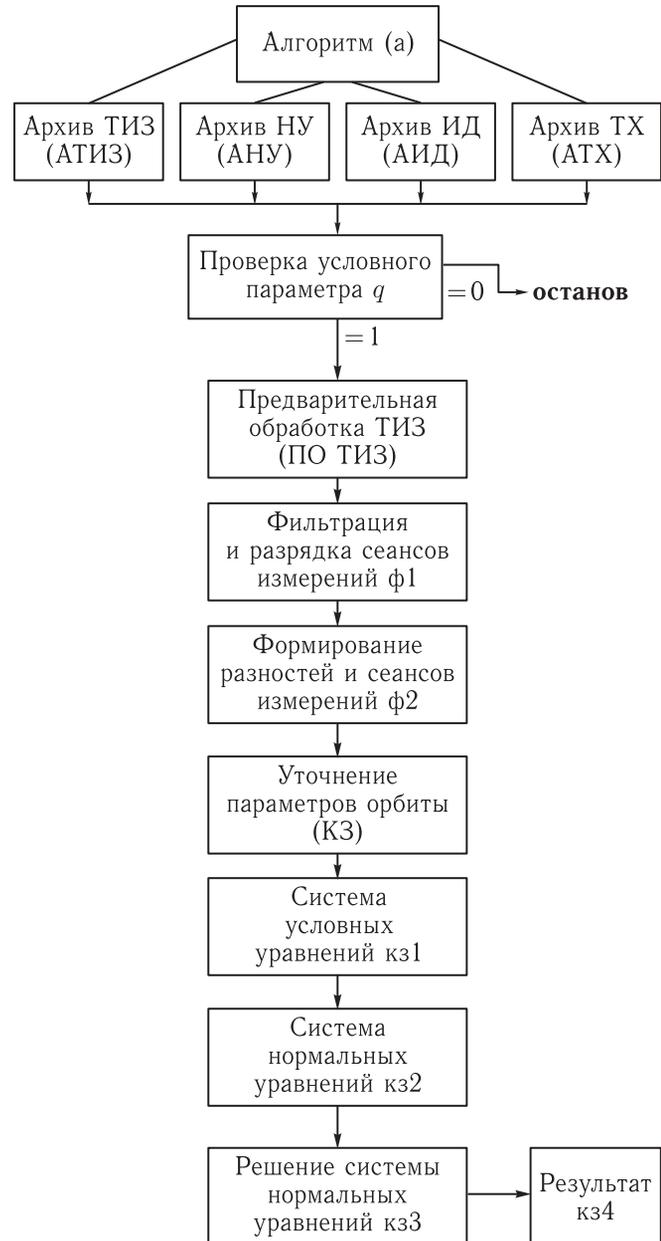


Рис. 4. Структурная схема решения задачи уточнения начальных условий

Архив ИД — файловый архив исходных данных. Основное содержание: глобальные константы параметров модели гравитационного поля Земли, параметры вращения Земли и т. д.

Архив ТХ — файловый архив технических характеристик КА. Основное содержание — номер КА, тип КА, временная задержка ретрансляции сигнала, номинальные значения несущих частот навигационных радиосигналов бортовых генераторов.

$kz3 = [p] = \{\bigcup_1^k [H] \in [p] \mid [H] \neq 0\}$, матрица H не должна быть равной 0 , в противном случае будем иметь деление на 0 .

Результат решения КЗ есть вектор состояния, уточненный за счет поправок, полученных путем решения системы нормальных уравнений.

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}_0 + \mathbf{p},$$

где \mathbf{r} — уточненный вектор состояния КА;

\mathbf{r}_0 — начальное значение вектора состояния КА;

\mathbf{p} — вектор поправок как результат решения КЗ.

$kz4 = \{\mathbf{r} : \mathbf{r}_{\text{зад}}\}$, соответствие полученного решения заданному виду (формат, точность).

Представленная двухэтапная технологическая модель решения слабоструктурированных задач не может претендовать на полноценный алгоритм, но в значительной мере облегчает поиск решения вследствие формализованного преодоления ситуаций, возникающих в результате некорректности отдельных элементов в блоках задачи.

Заключение

На основании материалов, приведенных в данной статье, можно сделать следующие выводы.

1. Разработана концепция построения технологической модели решения слабоструктурированных задач, основанная на теории множеств.

2. Технологическая модель реализуется последовательным выполнением следующих этапов:

– разработка структурной схемы решения задачи;

– выделение некорректных блоков;

– представление условий некорректности в символах теории множеств.

3. Формирование полного алгоритма решения слабоструктурированной задачи возможно путем включения в разделы математического алгоритма условий некорректности отдельных ее блоков в символах теории множеств.

4. Использование основных понятий теории множеств при разработке алгоритмов задачи позволяет формализовать структурное или вербальное описание некорректности отдельных ее элементов, что дает возможность сформировать формальное решение этой задачи.

Список литературы

1. Бетанов В.В., Ларин В.К. Использование системного подхода к решению проблемных вопросов функционирования автоматизированного комплекса программ баллистико-навигационного обеспечения полетов КА ГНСС // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2016, т. 3, вып. 1. С. 3–10.
2. Бетанов В.В., Ларин В.К. Концепция построения экспертно-диагностического комплекса для анализа информационных систем // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 2. С. 65–72.
3. Бетанов В.В., Ларин В.К. Концепция гибридной технологии баллистико-навигационного обеспечения наземно-космической связи в ГАС РФ «Правосудие» // Правовая информатика, 2018, № 2. С. 39–46.
4. Тарасенко Ф.П. Прикладной системный анализ: Учебник. Томск: Изд-во Томского университета, 2004. 186 с.
5. Бетанов В.В., Ларин В.К., Позяева З.А. Прототип экспертной диагностической системы поиска и коррекции скачков в безразностных фазовых измерениях // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 3. С. 73–81.
6. Ларин В.К. Построение прототипа экспертно-диагностической системы анализа траекторной измерительной информации КА // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 53–60.
7. Кузнецов О.П. Дискретная математика для инженеров. СПб.: Лань, 2009. 400 с.

Алгоритм анализа спектральных характеристик снежного и облачного покрова по данным МСУ-МР/«Метеор-М» № 2

К. И. Зубкова, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Л. А. Гришанцева, *к. ф.-м. н., contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Т. Г. Куревлева, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Скрипчук, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Морозов, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Одной из составляющих информационного обеспечения процессов целевого применения орбитальной группировки космических аппаратов дистанционного зондирования Земли является оперативное получение актуальной метеорологической информации, в частности в виде карт снежного покрова и карт облачности. В настоящее время комплекс планирования в дополнение к средствам, обеспечивающим расчет метеопрогноза, оснащен информационной базой данных, включающей снимки МСУ-МР/«Метеор-М» № 2 [1] в виде композитов изображений в трех коротковолновых каналах (без какой-либо тематической обработки). Если этих данных недостаточно для принятия решения, то оператор дополнительно анализирует данные зарубежных спутников, не включенные в комплекс планирования. Для оптимизации работы необходимо автоматизировать процессы метеобеспечения. В настоящей работе предложен алгоритм формирования маски снежного покрова и маски облачности, по данным отечественной аппаратуры МСУ-МР/«Метеор-М» № 2, основанный на анализе спектральных характеристик различных видов подстилающей поверхности — земли, облаков и снега. В алгоритме использованы значения коэффициентов спектральной яркости в канале 1 МСУ-МР (зеленый, 0,63 мкм) и в канале 3 МСУ-МР (SWIR-1, 1,7 мкм). Предлагаемый алгоритм отличается от зарубежных аналогов: вместо константных порогов в алгоритме применяются пороговые значения, которые зависят от значений яркостей в каналах 1 и 3. Алгоритм верифицирован на 459 маршрутах съемки. Тестирование подтвердило, что предлагаемый алгоритм является универсальным: пороги не зависят ни от географического положения, ни от времени года. Учитывая непрерывность съемки, выполняемой аппаратурой МСУ-МР, настоящий алгоритм может обеспечивать создание обновляемых с периодичностью 2–3 дня карт снежного покрова и облачности в автоматическом режиме, что позволит снабжать комплекс планирования актуальной информацией.

В ближайшее время планируется создание программного модуля, реализующего данный алгоритм, и отработка возможности его практического использования на средствах моделирующего стенда, созданного в рамках НИР «Оператор ДЗЗ».

Ключевые слова: дистанционное зондирование, снежный покров, облачность, МСУ-МР, «Метеор-М»

Algorithm to Analyze Spectral Characteristics of Snow and Cloud Cover Based on MSU-MR/Meteor-M No. 2 Data

K. I. Zubkova, *contact@spacecorp.ru*

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

L. A. Grishantseva, *Cand. Sci. (Phys.-Math.)*, *contact@spacecorp.ru*

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

T. G. Kurevleva, *contact@spacecorp.ru*

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

A. A. Skripchuk, *contact@spacecorp.ru*

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

A. A. Morozov, *contact@spacecorp.ru*

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

Abstract. An operational acquisition of up-to-date weather data, particularly in the form of snow cover maps and cloud maps, is one of the components providing the information support for target use of the orbital remote sensing spacecraft constellation. The planning complex, in addition to the weather forecast calculation facilities, is equipped now with the information database containing the MSU-MR/Meteor-M No.2 images (Gorbunov et al. 2015) as composite images in three shortwave channels (with no theme-based processing). In case the data is insufficient for making decisions, then an operator analyses also the data from foreign satellites not included in the planning complex. The performance optimization requires the planning complex to be supplemented with the cloud cover mask and cloud mask. The paper proposes the algorithm of generating the snow cover mask and cloud mask using the domestic MSU-MR/Meteor-M No. 2 data. The algorithm is based on the spectral characteristics analysis of different types of underlying surface: ground, clouds, and snow. The algorithm uses the spectral radiance factor values in the channel 1 of MSU-MR (green, $0.63 \mu\text{m}$) and in the channel 3 of MSU-MR (SWIR, $1.7 \mu\text{m}$). The proposed algorithm differs from its foreign counterparts: it employs the threshold values depending on the radiances in the channels 1 and 3 rather than the constant thresholds. The algorithm was verified across 459 imagery strips. The testing confirmed the versatility of the proposed algorithm: the thresholds do not depend either on geographical location or on seasons. Considering the continuity of imagery from MSU-MR, this algorithm is capable of producing the snow cover and cloud maps automatically with the 2–3 day updating. This will enable the planning complex to be provided with up-to-date snow cover data.

In the nearest future, the creation of the program module realizing this algorithm and adjustment of the possibility of its practical application by means of the simulation stand created within the R&D "Earth remote sensing operator" is planned.

Keywords: remote sensing, snow cover, cloud cover, MSU-MR, Meteor-M

Введение

Одним из приоритетных направлений модернизации наземно-космической инфраструктуры дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) в рамках реализации мероприятий Федеральной космической программы России на 2016–2025 годы определена автоматизация технологий целевого применения орбитальной группировки (ОГ) космических аппаратов (КА) ДЗЗ.

В процесс «целевого применения» входят такие этапы работы с данными ДЗЗ, как формирование заказа на спутниковую съемку, планирование съемки, прием спутниковой информации, ее первичная, стандартная и тематическая обработки, а также выдача конечного продукта потребителю. Планирование спутниковой съемки относится к ресурсоемким аспектам целевого применения.

Одной из важных составляющих комплексного планирования спутниковой съемки является метеорологическое обеспечение. Основное назначение метеопрогноза — помощь в принятии решения о целесообразности планирования съемки в заданном месте в заданное время, а также определение входных параметров в экспониметрический расчет. В частности, наличие или отсутствие снежного покрова существенно влияют на оценку требуемого времени накопления сигнала на планируемом маршруте съемки.

Операторы службы планирования используют RGB-композиции спутниковых изображений в виде глобальных покрытий, формируемых в течение коротких интервалов времени — от одного до двух–трех дней. В настоящее время в комплекс планирования включено отображение глобального покрытия, формируемого по данным съемки МСУ-МР/«Метеор-М» №2 [1] в дневное время. Поверх RGB-изображений МСУ-МР накладываются контуры планируемых маршрутов. К дополнительным продуктам, используемым для оценки наличия снежного покрова в месте съемки, относятся: маска снежного покрова по данным AVHRR/MetOp-A,B [2] и ежедневные RGB-композиции изображений MODIS в каналах 1–4–3 [3]. Решение о наличии или отсутствии снежного покрова и/или облачности оператор принимает после визуального анализа глобальных изображений

в месте планируемой съемки. Однако на обработку одного маршрута уходит много времени (до нескольких минут), что значительно замедляет процесс работы, особенно в условиях большого числа заявок, и увеличивает трудоемкость.

Конечной целью работы с данными МСУ-МР является автоматизированное формирование регулярно обновляемой маски снежного и облачного покровов, встроенной непосредственно в комплекс планирования. На данном этапе работы сформирован и верифицирован алгоритм формирования такой маски по данным МСУ-МР/«Метеор-М» №2.

Основа распознавания снега и облачности на фоне других типов подстилающей поверхности — спектральные свойства этих объектов. Для снега и облаков характерны высокие значения коэффициента спектральной яркости (КСЯ) в видимом и ближнем ИК-диапазонах [4–7], существенное уменьшение КСЯ в коротковолновом ИК-диапазоне (SWIR-Short-Wave Infra-Red) и низкие значения радиационной температуры в дальнем ИК-диапазоне (LWIR — Long-Wave Infra-Red). У МСУ-МР в видимом диапазоне работает канал 1 (зеленый 0,6 мкм), в ближнем ИК-диапазоне — канал 2 (0,8 мкм), в диапазоне SWIR-1 — канал 3 (1,7 мкм), в диапазоне SWIR-2 — канал 4 (3,8 мкм) и в дальнем ИК-диапазоне два канала: 5 (11 мкм) и 6 (12 мкм).

Снег и облака достоверно отделяются от других объектов по контрасту яркостей в видимом и ближнем ИК-диапазонах. Тем не менее задача отделения этих объектов друг от друга не может быть решена без привлечения данных в каналах SWIR-диапазона. В каналах видимого и ближнего ИК-диапазонов КСЯ снега и облаков очень близки, но в каналах SWIR-диапазона существует контраст значений КСЯ между этими объектами [4, 5]. Именно это свойство используется для расчета индекса снега NDSI (Normalized Difference Snow Index): $NDSI = (Green - SWIR-1) / (Green + SWIR-1)$ [8]. Однако следует иметь в виду, что использование порогового значения NDSI не гарантирует безошибочного отделения снега от облаков. Высокие значения NDSI могут соответствовать не только заснеженным участкам суши, но и высоким, так называемым ледяным облакам. Окончательное решение о типе подстилающей

поверхности принимается после сопоставления значений радиационной температуры в канале 11 мкм с модельными среднеклиматическими значениями: если разность температур существенно отлична от 0 К, то объект считается снежным облаком.

В работе [6] представлен пороговый алгоритм выделения снега по данным AVHRR. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 1.

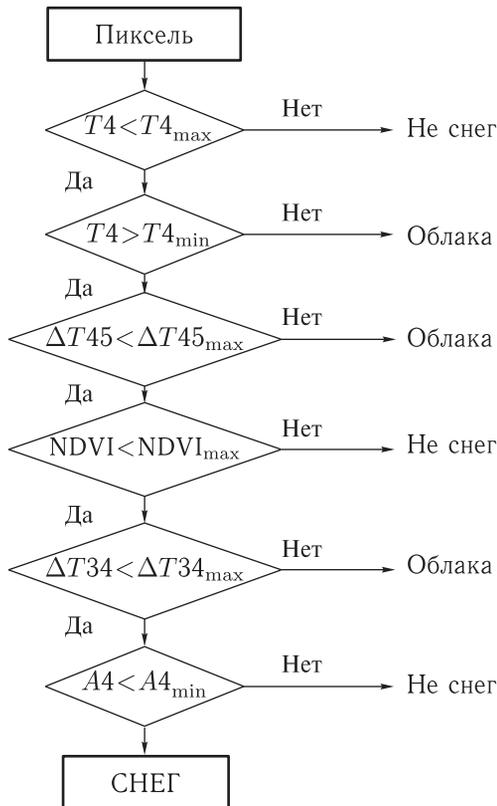


Рис. 1. Алгоритм выделения снежного покрова по данным AVHRR [6]

В алгоритме применяются следующие константные пороговые значения: радиационная температура в канале 4 T_4 , разность радиационных температур в каналах 4 и 5 T_{45} , NDVI [9], разность радиационных температур в каналах 3 и 4 T_{34} , альбедо (КСЯ) в канале 1 A_1 . Значения порогов определены эмпирически, только для одного региона (Восточной Канады) и для времени года — ранняя весна.

Можно отметить высокую достоверность результатов — вероятность правильного обнаружения снега составляет 97%. Верификация маски снега

выполнена с использованием большого количества наземных данных. Однако сами авторы позиционируют свой алгоритм как региональный, пороги определены и корректно работают только для одного региона и одного времени года.

Алгоритм построения маски снега по данным MODIS/Terra, Aqua также является константно-пороговым [7, 10]. В алгоритме применяются константные пороговые значения NDSI, КСЯ в канале 2 (ближний ИК) и КСЯ в канале 4 (зеленый). Пиксели, в которых NDSI превышает значение 0,4, с высокой вероятностью относятся к классу снега. Если при этом КСЯ в канале 2 (ближний ИК-диапазон) превышает 11%, а КСЯ в канале 4 (зеленый) превышает 10%, то пиксель определяется как снег с вероятностью 100%.

Кроме того, для территорий, покрытых лесом, дополнительно используется пороговое значение вегетационного индекса NDVI (Normalized Difference Vegetation Index). Это связано с тем, что для лесных территорий значения NDSI занижены по сравнению с поверхностью без растительности.

На рис. 2 приведена скаттерграмма [5] распределения значений КСЯ в каналах 0,6 мкм и 1,6 мкм AVHRR/NOAA-17 [11], полученная для сцены съемки над Альпами. В сцене присутствуют снег (snow), облака (cloudy) и открытая поверхность

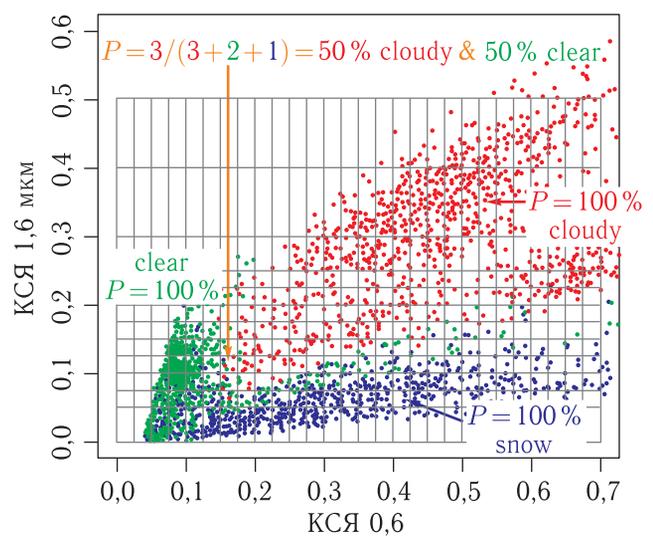


Рис. 2. Скаттерграмма распределения значений КСЯ в каналах 1 и 3а AVHRR/NOAA-17 для различных типов подстилающей поверхности, по данным съемки над Альпами [5]

Таблица 1. Основные характеристики МСУ-МР/«Метеор-М» № 2 и AVHRR

	МСУ-МР		AVHRR	
Количество спектральных каналов	6		5 (одновременно работающих)	
Спектральные диапазоны	канал 1	0,50–0,70 мкм	канал 1	0,58–0,68 мкм
	канал 2	0,70–1,10 мкм	канал 2	0,725–1,10 мкм
	канал 3	1,60–1,80 мкм	канал 3а	1,58–1,64 мкм
	канал 4	3,50–4,10 мкм	канал 3б	3,55–3,93 мкм
	канал 5	10,50–11,50 мкм	канал 4	10,30–11,30 мкм
	канал 6	11,50–12,50 мкм	канал 5	11,50–12,50 мкм
Полоса обзора, км	2800		2900	
Пространственное разрешение, км	1,0		1,1	

(clear). P — вероятность правильного распознавания типа поверхности.

На границах, разделяющих кластеры трех указанных выше типов поверхности, в скаттерограмме присутствуют смешанные ячейки.

В качестве примера такой ситуации представлена ячейка, на которую указывает стрелка желтого цвета: из шести точек в ячейке три соответствуют облачности, две — открытой поверхности и одна — снежному покрову. Участки изображения, соответствующие пикселям, попавшим в эту смешанную ячейку, можно охарактеризовать как безоблачные только с вероятностью 50%. Следует также отметить, что характер расположения в скаттерограмме кластеров, соответствующих трем типам поверхности — облака, снег, открытая поверхность, свидетельствует о том, что любые значения константных порогов КСЯ в каналах 0,6 мкм и 1,6 мкм неизбежно приведут к появлению и ложных тревог, и пропусков в масках снега или облачного покрова.

В настоящее время практически во всех алгоритмах формирования маски снежного покрова применяются константные пороговые значения КСЯ, NDSI и радиационных температур. Применение описанных выше константно-пороговых алгоритмов в глобальном масштабе, в том числе на территории России, затруднено по следующим причинам:

- пороги непостоянны и должны изменяться в зависимости от времени года;
- в большинстве алгоритмов пороги применимы только к определенной территории, использование их на другой территории приводит к заметному снижению достоверности.

Кроме того, следует отметить, что константные пороги приводят к появлению ошибок и первого, и второго рода, т. е. к пропускам и к ложным тревогам. Как правило, ошибки появляются на границе объектов разного типа и на тех участках поверхности, которые характеризуются значительным разбросом значений КСЯ и радиационных температур, например, вкрапления снега и льда в открытой почве. Наличие ошибок характерно для любого алгоритма построения масок снега и облачности, однако использование в алгоритме константных порогов усугубляет ситуацию.

Представленный в настоящей работе алгоритм построения масок снежного и облачного покровов, не зависящий от времени года и территории, предназначен прежде всего для обеспечения экспонетрических расчетов, выполняемых на комплексе планирования спутниковых съемок. Карты снежного покрова и карты облачности формируются по данным МСУ-МР/«Метеор-М» № 2, которые ежедневно принимаются и обрабатываются Оператором российских космических систем ДЗЗ.

Основные характеристики МСУ-МР/«Метеор-М» № 2 представлены в табл. 1. В этой же таблице приведены основные характеристики AVHRR — зарубежного аналога МСУ-МР.

Исходными данными для алгоритма выделения облачного и снежного покровов послужили данные дневной съемки МСУ-МР/«Метеор-М» № 2 территорий Канады, России и Европы, полученные с 2015 по 2018 гг. Всего в работе было использовано 459 фрагментов маршрутов съемки. Распределение маршрутов по сезонам года представлено в табл. 2.

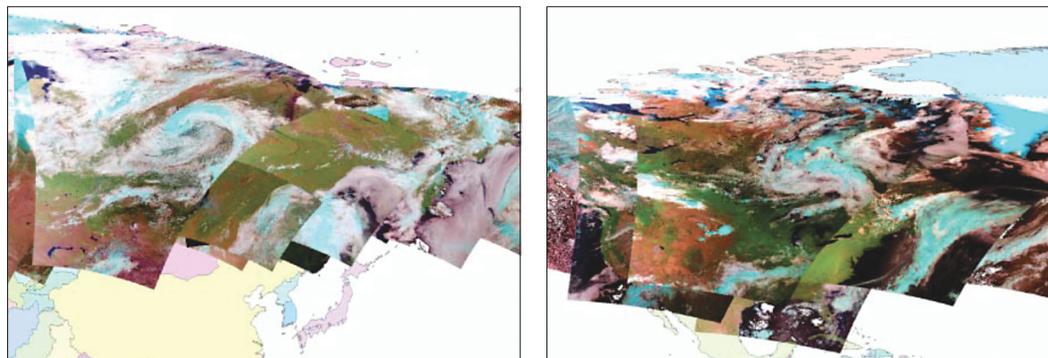


Рис. 3. Схема покрытия данными МСУ-МР/«Метеор-М» №2 территорий Восточной Сибири, Дальнего Востока России (слева) и Канады (справа)

Таблица 2. Распределение маршрутов по сезонам года и по регионам

Сезон года	Количество маршрутов			Всего
	Канада	Европа и европейская часть России	Сибирь и Дальний Восток	
Зима	27	28	9	64
Весна	43	32	29	104
Лето	39	24	143	206
Осень	30	46	9	85
Всего	139	130	190	459

Покрытие съемкой территории России на Дальнем Востоке и в Восточной Сибири, а также покрытие съемкой территории Канады представлены на рис. 3 в виде обзорных изображений, нанесенных на карту.

На этапе предварительной обработки выполнялась абсолютная калибровка данных МСУ-МР — нормализованные цифровые отсчеты пересчитаны в физические величины: в значения КСЯ в трех коротковолновых каналах и в значения радиационных температур в трех длинноволновых каналах.

На первом этапе работы были отобраны 17 маршрутов съемки, на которых присутствовали все три вида поверхности: снег, облака, «земля» (в данном контексте под «землей» подразумеваются лес, песок и земля). Общая площадь всех тестовых маршрутов в выборке — более 130 млн км². На каждом из 17 тестовых маршрутов визуально

определены и отмечены контурами участки, заведомо принадлежащие к каждому из трех типов поверхности. Общая площадь выборки по областям, относящимся к облакам, составила более 10 млн км², площадь выборки участков со снежным покровом — более 1 млн км², площадь выборки участков «земли» — более 500 тыс. км².

На рис. 4 приведен пример, иллюстрирующий результат этой работы: участки, закрытые облачностью, выделены контурами красного цвета, безоблачные заснеженные участки — контурами синего цвета, открытые участки поверхности — «земля» без снега и облаков — контурами зеленого цвета.

Данные измерений МСУ-МР на выделенных участках были использованы для анализа разделимости трех типов поверхности.

Учитывая то, что наиболее информативным признаком для распознавания снега является NDSI, сначала построены гистограммы распределения значений NDSI на выделенных участках. На рис. 5 линиями зеленых оттенков представлены гистограммы NDSI «земли», линиями красного и сиреневого цветов — гистограммы NDSI облаков, линиями синего и голубого цвета — гистограммы NDSI снега. Гистограммы на рис. 5 построены по данным съемки, выполненной в течение пяти дней в мае 2016 г. над территорией Канады.

Согласно взаимному положению гистограмм на рис. 5, пороговое значение NDSI = 0,4 (эту же величину индекса NDSI используют и авторы [7] при выделении снежного покрова по данным MODIS) позволяет надежно отделить участки,

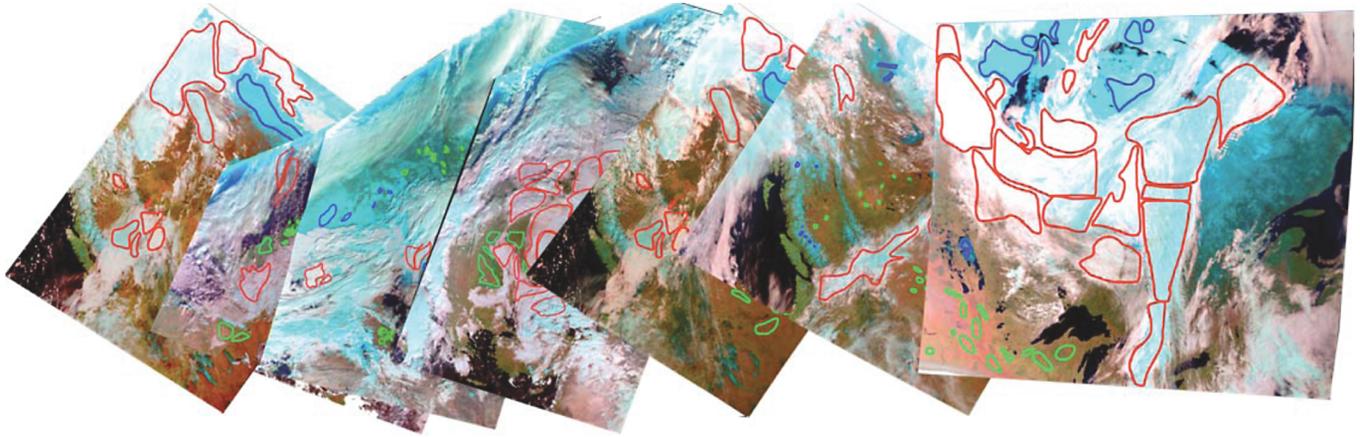


Рис. 4. Выделение участков, относящихся к трем типам поверхности на изображениях, полученных в период с осени 2016 г. до весны 2017 г.

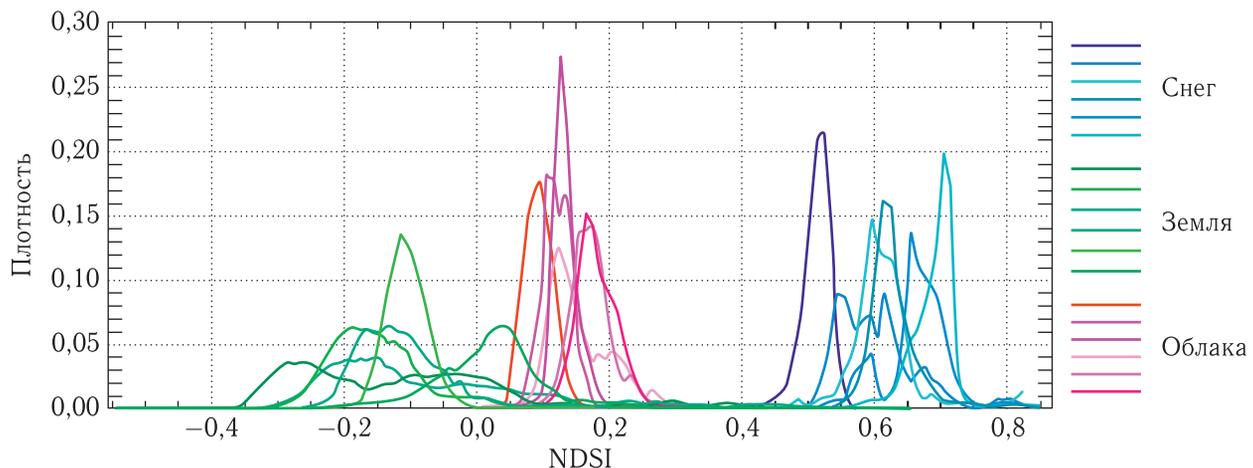


Рис. 5. Гистограммы распределения для маршрутов над территорией Канады

содержащие снег, от участков, содержащих облака и «землю». Однако никакое пороговое значение NDSI не обеспечивает надежного разделения облаков и «земли».

Следующий этап анализа состоял в построении скаттерграмм в пространстве двух признаков: NDSI и NDVI. На рис. 6 представлена скаттерграмма распределения значений NDSI–NDVI для того же самого набора данных, что и на рис. 5, полученных над территорией Канады.

Плотность распределения пар значений NDSI–NDVI представлена в цветовой палитре «радуга» (rainbow): красный цвет соответствует самой высокой частоте появления пар значений, желтый цвет — более низкой частоте, синий и черный цвет — самой низкой частоте появления.

Скаттерграмма на рис. 6 позволяет сделать вывод о том, что в пространстве двух признаков — NDSI–NDVI есть возможность надежно отделить друг от друга участки, соответствующие снегу и участки, соответствующие «земле». Для этого достаточно определить переменный порог, который можно представить в виде функции $y = x$. График этой функции надежно отсекает снег от «земли», но делит практически пополам кластер значений, соответствующих облакам. Таким образом, в пространстве двух признаков — NDSI–NDVI даже переменный порог вида $y = x$ не позволяет полностью решить задачу — надежно разделить снег, облачность, открытую поверхность.

Тем не менее более детальное исследование спектральных свойств объектов «земля», облака,

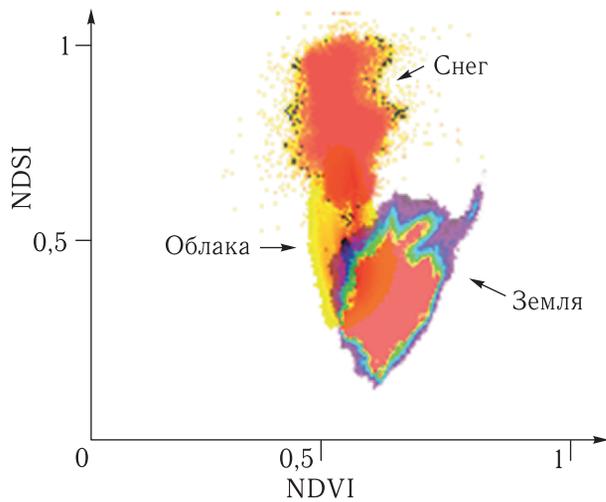


Рис. 6. Скаттерограмма распределения значений в пространстве признаков NDSI–NDVI для выделенных участков, соответствующих трем видам поверхности: облачность, снег, «земля» для пяти маршрутов съемки над территорией Канады

снег с использованием всех каналов МСУ-МР позволило определить возможность их разделения в пространстве двух признаков, а именно: КСЯ, % (альбедо) в канале 3 (SWIR-1, 1,7 мкм) и КСЯ, % в канале 1 (зеленый, 0,63 мкм). На рис. 7 представлена скаттерограмма распределения указанных значений КСЯ для выделенных ранее участков «земли», облачности, снега. Однако разделение обязательно должно выполняться с использованием переменных порогов, константные пороги не решат задачу. Заметим, что идея о возможности разделения классов таким способом возникает и при анализе скаттерограммы, представленной на рис. 2 [5].

Необходимо отметить, что некоторые значения КСЯ, % в канале 1 (0,63 мкм), соответствующие ярким объектам, превышают 100%. Это обусловлено неточностью калибровки каналов аппаратуры МСУ-МР/«Метеор-М» № 2, отмеченной в [12]. Этим же объясняется наличие значений NDSI, превышающих 1, на рис. 6. Однако следует иметь в виду, что неточность абсолютной калибровки не влияет ни на алгоритм, ни на результат — маску облачности и маску снежного покрова.

Здесь, как и на рис. 6, плотность распределения пар значений КСЯ в канале 1,7 мкм — КСЯ

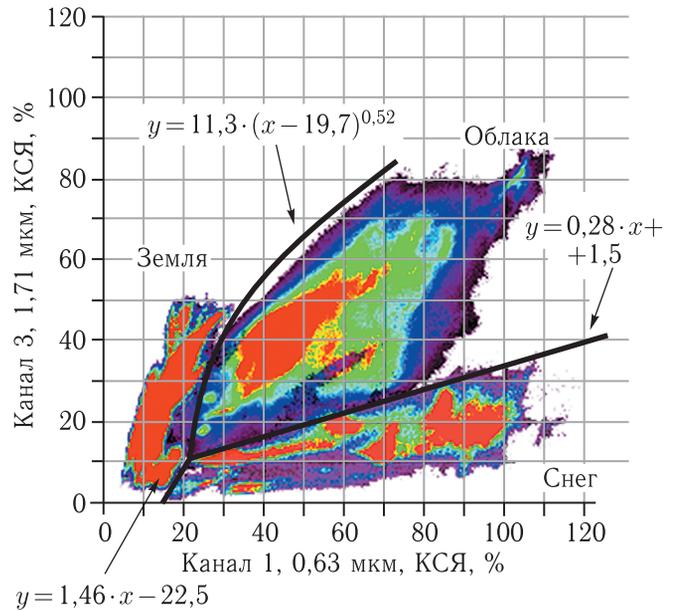


Рис. 7. Скаттерограмма распределения коэффициентов спектральной яркости (КСЯ) в каналах 1 и 3 МСУ-МР/«Метеор-М» № 2

в канале 0,63 мкм представлена в цветовой палитре «радуга» (rainbow, среда ENVI).

Переменные пороговые значения показаны в виде функций вида $y = f(x)$, где x представляет собой значения КСЯ, % в канале 1 МСУ-МР (0,6 мкм), а y представляет собой значения КСЯ, % в канале 3 МСУ-МР (1,7 мкм). Графики функций представлены на рис. 7 утолщенными линиями черного цвета. Выражения для функций вида $y = f(x)$ также приведены на рис. 7. Две функции из трех удалось представить в виде линейных функций вида $y = a \cdot x + b$, третий переменный порог представлен в виде степенной функции вида $y = a \cdot (x + b)^c$.

Оценка параметров a , b и c переменных пороговых функций выполнялась с помощью операции выравнивания по минимуму среднеквадратической погрешности для набора точек, представляющего собой совокупность частных пороговых значений, разделяющих три вида поверхности. Частные пороговые значения определялись следующим образом. Все пространство скаттерограммы было разделено по оси x на участки шириной 5% в области низких значений КСЯ и 10% в области высоких значений КСЯ. Для каждого среза скаттерограммы шириной 5% или 10% выполнялось построение частных одномерных гистограмм.

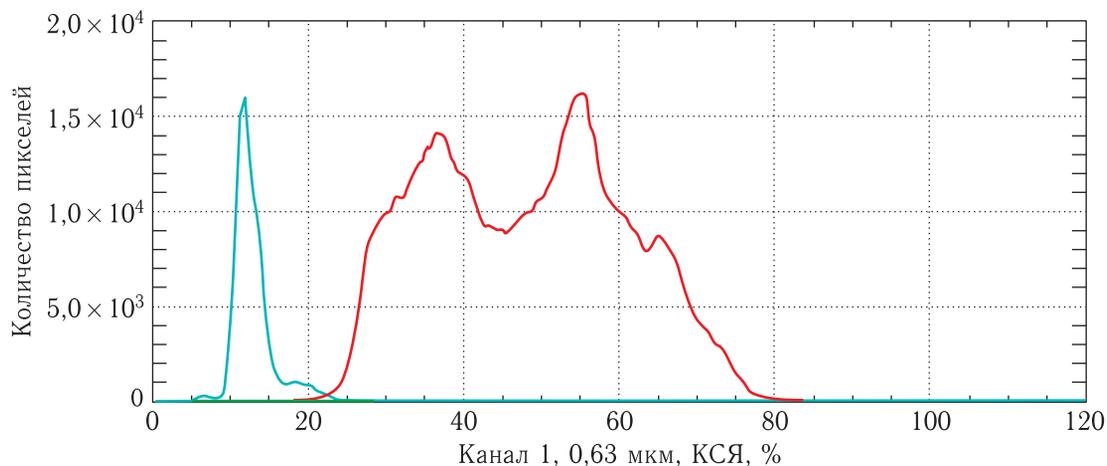


Рис. 8. Срез гистограммы по каналу 1 (0,63 мкм) в пределах значений альbedo от 65 % до 70 %

В качестве примера на рис. 8 представлены частные гистограммы (земля, снег, облака) для среза скаттерограммы на участке значений КСЯ в канале 0,63 мкм от 65 % до 70 %.

Середины участков, на которые был разделен весь диапазон возможных значений КСЯ в канале 0,6 мкм по оси x скаттерограммы, представленной на рис. 7, соответствуют координатам x точек, вошедших в набор частных пороговых значений. Координаты y точек в наборе пороговых значений были определены как значения КСЯ в канале 1,7 мкм, для которых имеет место пересечение частных гистограмм. Например, согласно рис. 8, для участка значений КСЯ в канале 0,63 мкм от 65 % до 70 % частное пороговое значение, разделяющее снег и облака, имеет следующие координаты: $x = 67,5 \%$, $y = 22,8 \%$.

В процессе отработки алгоритма были обнаружены типы подстилающих поверхностей, для которых необходимо применение дополнительных условий. К таким объектам относится, например, «земля» с маломощным снежным покровом, что встречается, в частности, в конце осени. На такой поверхности снег ошибочно определяется относящимся к классу облака. Дополнительное условие, позволяющее исправить ошибку, состоит в анализе значений разности радиационных температур в четвертом и пятом каналах МСУ-МР: к облакам уверенно относятся объекты с разностью, превышающей 3К (рис. 9).

Алгоритм с переменными порогами и с дополнительной проверкой для ранней зимы, сформиро-

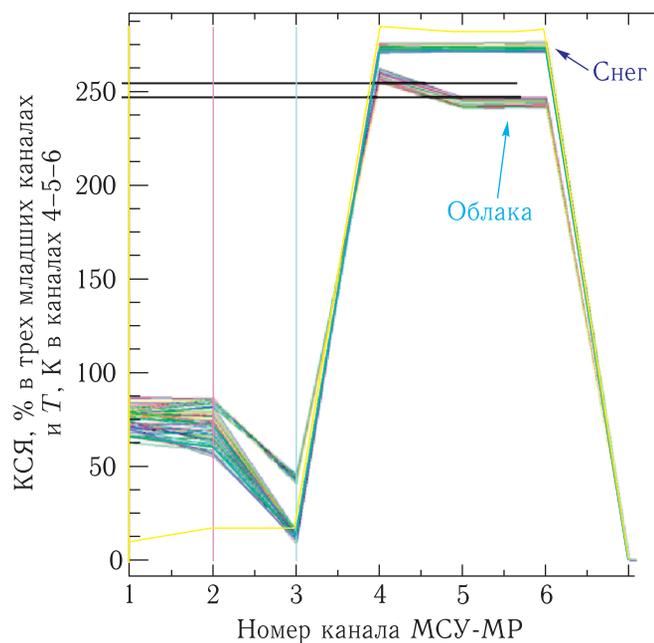


Рис. 9. Спектральные образы объектов, относящихся к облачности и к снегу: разность радиационных температур в каналах 4 и 5 у облачных объектов превышает 3К

ванный по данным 17 съемок различных территорий, протестирован на данных съемки Восточной Сибири, Дальнего Востока, европейской территории России, а также на маршрутах съемки Канады.

Тестирование подтвердило работоспособность алгоритма. Самыми важными положительными результатами являются: 1) независимость переменных порогов от времени года и 2) независимость от региона, в котором выполнена съемка.

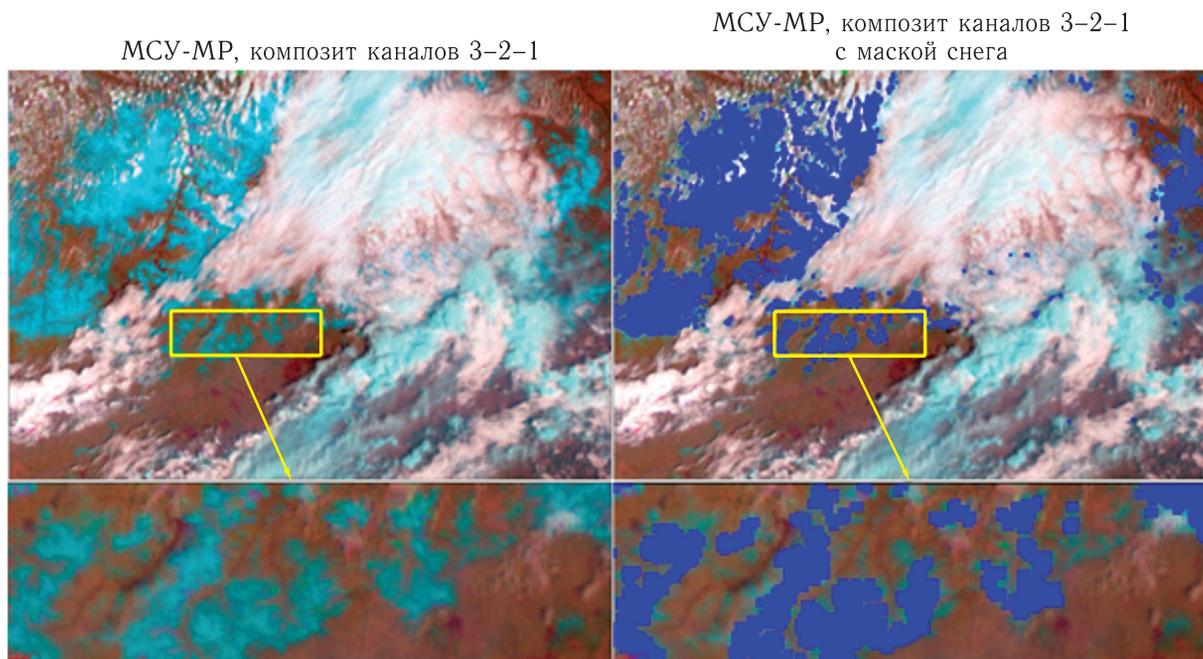


Рис. 10. Дальний Восток, 18 мая 2016 г., маска снежного покрова

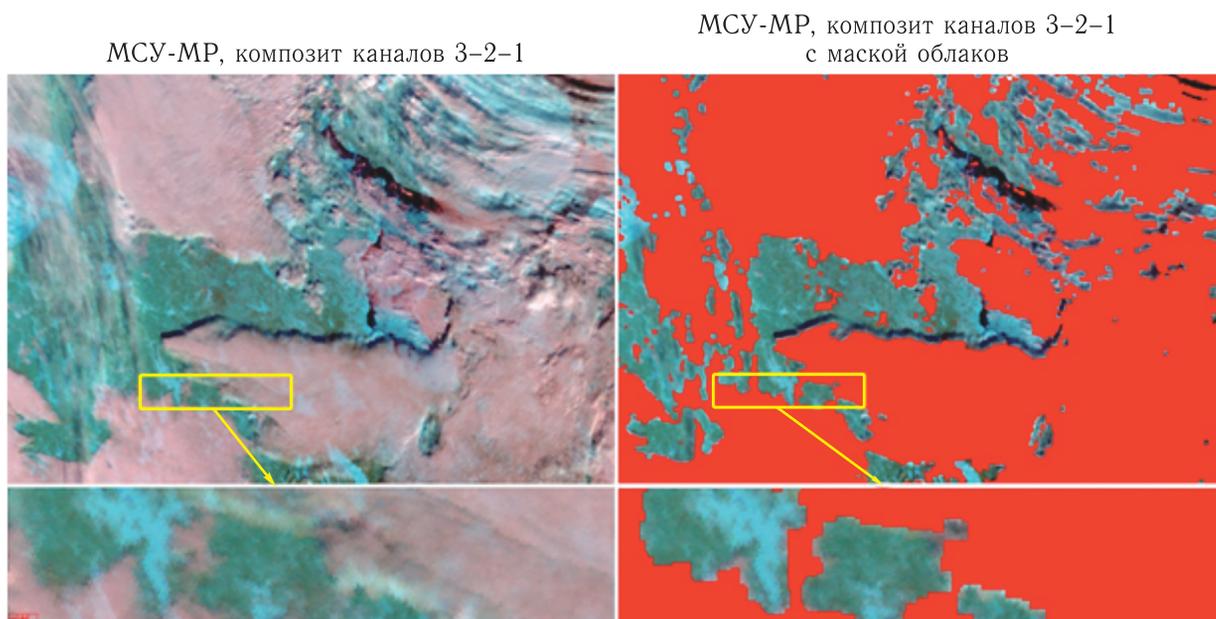


Рис. 11. Европейская часть территории России, 27 февраля 2017 г., маска облачности

В качестве примера на рис. 10–11 представлены результаты работы алгоритма для двух маршрутов съемки МСУ-МР: на рис. 10 — Дальний Восток весной 2016 г., маска снежного покрова, на рис. 11 — европейская часть территории России зимой 2017 г., маска облачности.

Отметим, что выбранные пороговые значения зависят от конкретной абсолютной калибровки аппаратуры. Для сохранения корректности результата со временем или в случае запуска нового КА необходимо либо пересчитывать коэффициенты пороговых функций, либо проводить работы

по обеспечению постоянства абсолютной радиометрической калибровки МСУ-МР. Последнее, впрочем, справедливо для любого продукта обработки данных ДЗЗ.

Следует также отметить, что разработанный алгоритм построения масок снега и облаков не обеспечивает пиксельной точности, соответствующей разрешению изображений МСУ-МР — 1000 м. Связано это не со свойством предлагаемого алгоритма, а с общей проблемой классификации типов поверхности: в переходных зонах — на границе, разделяющей на изображении объекты разного типа, вероятность правильного обнаружения объектов одного типа уменьшается. Это обусловлено одновременным присутствием в пикселях этой зоны сигналов, поступающих от объектов обоих типов. Однако необходимо иметь в виду, что маска снега и облаков, построенная с помощью предлагаемого алгоритма, предназначена для использования в составе информационной базы комплекса планирования, в которой данные представлены в глобальном масштабе (разрешение хуже 1 км). Следовательно, предлагаемый алгоритм обеспечивает формирование маски снега и облаков, вполне пригодное для задач планирования (и обработки) спутниковой съемки. Вероятность обнаружения площадных объектов близится к 95–100%.

Выводы

Предложен алгоритм, предназначенный для формирования масок снежного покрова и облачности по данным МСУ-МР/«Метеор-М», используемых в составе комплекса планирования целевого применения российской орбитальной группировки КА ДЗЗ и обработки полученных данных. В алгоритме применяются значения коэффициента спектральной яркости в каналах 1 (зеленый, 0,63 мкм) и 3 (SWIR-1, 1,6 мкм) МСУ-МР. Существенным отличием алгоритма от аналогов является отступление от практики использования константных порогов. Анализ, проведенный на обширной тестовой выборке исходных данных, показал, что переменные пороги, определенные в настоящем исследовании, не зависят от времени года и географического положения территории съемки.

Учитывая непрерывный характер съемки МСУ-МР, разработанный алгоритм может обеспечивать обновляемые с периодичностью 2–3 дня карты снежного покрова и облачности в автоматическом режиме.

В дальнейшем планируется внедрение предложенного алгоритма в части формирования маски снега непосредственно в технологический комплекс планирования съемки; кроме того, маска облачности может использоваться в автоматизации процесса поиска безоблачных маршрутов в архивах данных ДЗЗ в соответствии с заявками потребителей.

Список литературы

1. Горбунов А.В., Ильина И.Ю., Саульский В.К. Состояние и перспективы развития космических комплексов «Канопус-В» и «Метеор-М» // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, т. 2, вып. 4. С. 14–19.
2. Larry L. Stowe, Herbert Jacobowitz, George Ohring, Kenneth R. Knapp, and Nicholas R. Nalli. The Advanced Very High Resolution Radiometer (AVHRR) Pathfinder Atmosphere (PATMOS) Climate Dataset: Initial Analyses and Evaluations // Journal of Climate, June 2002, vol. 15, No 11. P. 1243–1260.
3. Портал дистанционного зондирования <https://worldview.earthdata.nasa.gov/> (Дата обращения 23.09.2018).
4. Romanov P., Gutman G., Csisar I. Automated monitoring of snow cover over North America with multispectral satellite data // J. Appl. Meteorol., 2000, vol. 39. P. 1866–1880.
5. Musial J.P., Hüsler F. Probabilistic approach to cloud and snow detection on Advanced Very High Resolution Radiometer (AVHRR) imagery // Atmos. Meas. Tech., 2014, vol. 7. P. 799–822.
6. Karem Chokmani, Monique Bernier and Alain Royer. A Merging Algorithm for Regional Snow Mapping over Eastern Canada from AVHRR and SSM/I Data // Remote Sens., 2013, vol. 5. P. 5463–5487.
7. Dorothy K. Hall, Jonathan S. Barton. Algorithm Theoretical Basis Document (ATBD) for the MODIS Snow and Sea Ice-Mapping Algorithms. <http://modis-snow-ice.gsfc.nasa.gov> (Дата обращения 04.04.2018).

8. *Boschetti M., Nutini F., Manfron G., Brivio P.A., Nelson A.* Comparative Analysis of Normalised Difference Spectral Indices Derived from MODIS for Detecting Surface Water in Flooded Rice Cropping Systems // PLoS ONE, 2014, vol. 9, Iss. 2. P. 4.
https://www.researchgate.net/publication/260447511_Comparative_Analysis_of_Normalised_Difference_Spectral_Indices_Derived_from_MODIS_for_Detecting_Surface_Water_in_Flooded_Rice_Cropping_Systems (Дата обращения 05.06.2019).
9. *Gandhia G.M., Parthibanb S., Thummaluc N., Christyd A.* NDVI: Vegetation Change Detection Using Remote Sensing and Gis — A Case Study of Vellore District // Procedia Computer Science, 2015, vol. 57. P. 1199–1210.
10. *Xiong X., Barnes W.* An overview of MODIS radiometric calibration and characterization // Atmospheric Environment, 2003, vol. 37, Iss. 17. P. 2403–2412.
11. *Ignatov A., Sapper J., Cox S., Laszlo I., Nalli N.R. and Kidwell K.B.* Operational Aerosol Observations (AEROBS) from AVHRR/3 On Board NOAA-KLM Satellites // Journal of atmosphere and Oceanic Technology, 2004, vol. 21, No. 1. P. 3–26.
12. *Филей А.А., Рублев А.Н., Киселева Ю.В.* Оценка стабильности радиометрической калибровки коротковолновых каналов многоканального спутникового устройства КА «Метеор-М» №2 // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2018, т. 15, №4. С. 71–77.

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

УДК 621.314.5 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.80.89

Пути повышения эффективности системы управления полетом космического аппарата

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

Аннотация. Статья посвящена проблеме повышения эффективности системы управления полетом космических аппаратов. Рассмотрены различные варианты организации систем управления полетом космических аппаратов. Сетевые решения передачи информации управления в едином потоке с целевой информацией с применением стека протоколов TCP/IP позволят автоматизировать процесс получения и передачи информации, а также приведут к уменьшению количества бортового радиотехнического оборудования. Применение SCADA-системы послужит для повышения эргономичности. Объединение спутников-ретрансляторов в единую сеть передачи данных межспутниковыми линиями связи позволит принимать информацию от космического аппарата, даже когда он находится в западном полушарии без размещения там командно-измерительных и шлюзовых станций. Решение использовать в качестве спутников-ретрансляторов низкоорбитальную орбитальную группировку приведет к уменьшению задержек в передаче информации и уменьшению энергетического бюджета радиолинии, связывающей космический аппарат со спутником-ретранслятором.

Ключевые слова: связь, космический аппарат, орбитальная группировка, система управления полетом, радиолиния, командно-измерительная станция, бортовая аппаратура, антенная система

Ways to Improve the Efficiency of the Spacecraft Flight Control System

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

Abstract. The article is devoted to the problem of increasing the efficiency of the spacecraft flight control system. Various options for the organization of the spacecraft flight control systems are considered. Network solutions for the transmission of control information in a single stream with target information using the TCP/IP Protocol stack will automate the process of receiving and transmitting information as well as lead to the reduction in the number of onboard radio equipment. The use of the SCADA-system will serve to improve ergonomics. Combining relay satellites into a single network of inter-satellite communication lines will enable receiving information from the spacecraft even when it is in the Western Hemisphere without placing there command and measurement and gateway stations. The decision to employ a low-orbit constellation as relay satellites would reduce delays in the transmission of information and reduce the energy budget of the radio link between the spacecraft and relay satellite.

Keywords: communication, spacecraft, orbital constellation, flight control system, radio link, command and measurement station, onboard equipment, antenna system

Введение

Одно из основных требований к системе управления — оперативность, определяемая временем, затраченным на получение информации о состоянии (телеметрии) объекта управления τ_c (временем реагирования системы), временем принятия решения τ_p и временем доведения управляющих воздействий до объекта управления τ_d :

$$\tau_y = \tau_c + \tau_p + \tau_d. \quad (1)$$

Следующим не менее важным требованием к системе управления является надежность, определяемая гарантированностью своевременного и достоверного приема телеметрической информации (ТМИ) q_c от объекта управления, качеством принятия решения q_p , и гарантированностью своевременного и достоверного доведения управляющих воздействий до объекта управления q_d :

$$q_y = q_c + q_p + q_d. \quad (2)$$

Надежность системы управления q_y также зависит от гибкости системы связи и обработки информации.

Следовательно, основная задача построения системы управления — снижение времени реагирования τ_y и повышение надежности q_y .

Необходимо отметить, что для коммерческих систем важным фактором повышения рентабельности является снижение затрат на систему управления.

Использование геостационарных спутников для повышения эффективности системы управления полетом КА

Традиционный путь повышения эффективности системы управления полетом космических аппаратов (КА) — организация двухъярусной схемы управления и связи с применением трех–четырех геостационарных спутников-ретрансляторов (ГСР) [1–4].

Для увеличения количества одновременно установленных каналов связи с КА, для уменьшения времени перехода с одного КА на другой,

а также для повышения надежности антенных систем (АС), обусловленной отсутствием механических частей, предлагается использование в качестве антенных систем ГСР двух активных фазированных антенных решеток (АФАР): приемной и передающей, каждая из которых состоит из трех–четырех расположенных под углом модулей, формирующих одновременно множество следящих ортонаправленных лучей.

При наличии межспутниковой линии связи (МЛС) между ГСР можно обеспечить круглосуточную линию связи одной командно-измерительной (КИС) или шлюзовой станции (ШС) сразу со всеми КА, находящимися на разных участках траектории.

Применение связанных между собой межспутниковым радиопередачами ГСР в качестве ретрансляторов позволит:

1) одновременно принимать информацию от всех КА в любой точке траектории полета, что приведет к повышению оперативности управления;

2) уменьшить количество КИС и тем самым уменьшить стоимость системы управления.

Данное направление развития систем управления полетом КА современно и перспективно, однако ему присущ такой недостаток, как большие задержки передачи информации, обусловленные большими высотами орбит ГСР (около 36 000 км) и, как следствие, большими расстояниями между орбитальными точками.

Обобщенная схема организации связи с КА через ГСР отображена на рис. 1. Примечание: КА ГЛОНАСС служат для передачи на борт других КА баллистической навигационной информации и сигналов синхронизации.

Использование спутниковой системы связи на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах для повышения эффективности системы управления полетом КА

Орбитальная группировка (ОГ) спутниковой системы связи (ССС) на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах (НСР) представляет собой

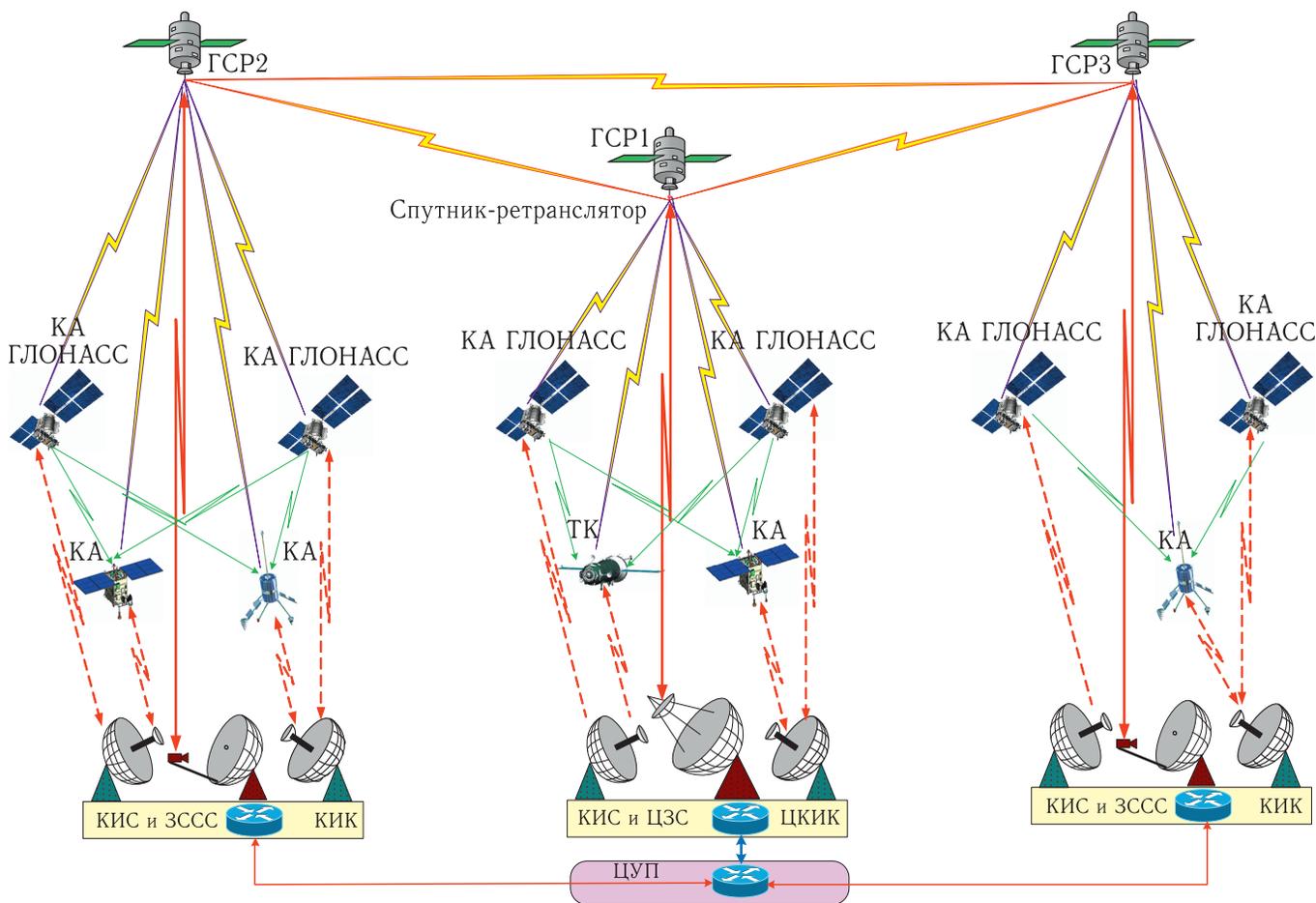


Рис. 1. Обобщенная схема организации связи с КА через ГСР

определенное количество КА, размещенных в нескольких орбитальных плоскостях (ОП). Соседние КА одной ОГ предлагается связать МЛС, таким образом, что каждый КА будет иметь связь с четырьмя соседними КА, находящимися как в одной ОП, так и в соседних ОП [5]. Такая архитектура сети применяется в сети подвижной персональной спутниковой связи (СППСС) Iridium [6], а также предлагалась в научно-исследовательской работе [7] и патентах по созданию телекоммуникационной низкоорбитальной системы на базе мало-размерных космических аппаратов [7, 8].

Применение стека протоколов TCP/IP позволит передавать информацию управления в едином потоке с целевой информацией на унифицированную ШС, выполняющую одновременно и функции КИС.

Тем самым ОГ образует полностью связанную спутниковую сеть передачи данных с применением стека протоколов TCP/IP, где каждый КА представ-

ляет собой спутниковый маршрутизатор, имеющий следующие порты ввода-вывода информации:

- 1 порт в глобальной сети-для связи с КИС-радиолиния (РЛ) Земля-борт в S -диапазоне;
- 1 порт в глобальной сети-для связи с ШС-радиолиния (РЛ) Земля-борт в V -диапазоне или в оптическом диапазоне;
- 4 порта в глобальной сети-для ретрансляции информации соседним КА по МЛС;
- 1 порт в локальной сети-для передачи информации управления на собственную бортовую аппаратуру (БА) КА.

Полносвязанная архитектура сети спутниковой связи, представляющая собой КА, связанные межспутниковыми линиями связи, обладает следующими преимуществами [5, 8, 9]:

- 1) позволяет создать гибкую сеть, в которой с помощью адаптивных протоколов маршрутизации можно строить любые маршруты передачи данных:

– кратчайшие для трафика, особо критичного к задержкам;

– с оптимальной пропускной способностью с учетом загрузки бортового ретрансляционного комплекса (БРК) — для широкополосного трафика;

– в обход неисправных КА или КА, находящихся в особых зонах (например, в зонах неосвещенной части орбиты, зонах стихийных бедствий или зонах боевых действий);

2) обладает высокой живучестью и адаптивностью;

3) позволяет с одной командно-измерительной станции иметь доступ в режиме реального времени к любому КА группировки.

Технология применения ССС на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах для управления полетом КА впервые была применена и отработана при управлении полетом наноспутника ТНС-0 № 1, разработанного и созданного в АО «Российские космические системы» [10], использующего в качестве ретрансляторов КА ОГ Globalstar. В настоящий момент осуществляется программа полета КА ТНС-0 № 2.

В отличие от существующей ССС на НСР Globalstar спутники-ретрансляторы предлагаемой ССС дополнительно оснащаются четырьмя или шестью комплектами приемных и передающих малонаправленных АС, расположенных по двум или трем осям, например: 1-й вариант: $-Y$ и $+Y$, $-Z$ и $+Z$; 2-й вариант: $-Y$ и $+Y$, $-Z$ и $+Z$, $-X$ и $+X$. Для межспутниковой связи Регламентом радиосвязи распределена полоса частот в S -диапазоне: прямой канал связи 2025–2110 МГц и обратный канал связи 2200–2290 МГц. В данном диапазоне частот наиболее оптимальным является применение в качестве малонаправленных антенн рупорной, спиральной АС или системы спиральных АС, имеющих коэффициент усиления 6–8 дБ.

Соединенные посредством межспутниковых линий связи КА ОГ представляют собой глобальную спутниковую сеть передачи данных. ШС или КИС, установившие связь с одним из КА ОГ, находящимся в ее зоне радиовидимости (ЗРВ), имеет доступ к любому КА ОГ. Переходя с одного КА на другой, можно обеспечить круглосуточную связь с любыми КА, применяя одну или несколько ШС.

КА по отношению к КА представляет собой абонента сети подвижной спутниковой связи (СПСС). В отличие от абонентского терминала СПСС, каждому КА на постоянной основе назначается основная и резервная частоты, а также основная и резервная кодовые конструкции, необходимые для кодового доступа в МРЛ НСР–КА. КА постоянно принимает в служебном канале пилот-сигналы от различных НСР на все малонаправленные антенны. Решающее устройство КА выбирает антенну, принимающую сигнал с максимальной амплитудой. Выбираются пилот-сигналы, значение соотношения сигнал/шум которых превышает допустимый порог, а затем по доплеровскому сдвигу частоты определяется НСР, который приближается к КА, а не удаляется от него [11]. Определив оптимальный НСР для регистрации, КА отправляет запрос на регистрацию. После получения запроса на регистрацию осуществляет передачу данных через НСР. При ухудшении значения соотношения сигнал/шум в пилот-сигнале выбирает по этим же критериям другой НСР и отправляет запрос на регистрацию. После получения запроса на регистрацию осуществляет передачу данных через выбранный НСР, предварительно окончив сеанс связи с предыдущим НСР.

Работа ретрансляторов ССС на НСР с космическими аппаратами, являющимися объектами управления, осуществляется в режиме многостанционного доступа и выполняется в радиолинии (РЛ) НСР–КА (в прямом канале) по технологии МСРС (много станций на одной несущей) и в радиолинии КА–НСР (в обратном канале) — по технологии SCРС (одна станция на одной несущей).

Каждому КА предоставляются две фиксированные частоты в Ka -диапазоне и две кодовые комбинации расширения спектра для работы на прием и передачу. При пролете КА относительно НСР осуществляются процедуры эстафетной передачи (хэ-довера) между лучами одного НСР и между НСР. Для установления связи с НСР осуществляются процедуры аутентификации, регистрации и установления VPN-туннелей для защиты информации.

Все КА прослушивают РЛ НСР–КА, читают заголовки IP-пакетов и если определяют свой IP-адрес, то направляют адресованные им IP-пакеты в обработку. НСР принимает и прослушивает все

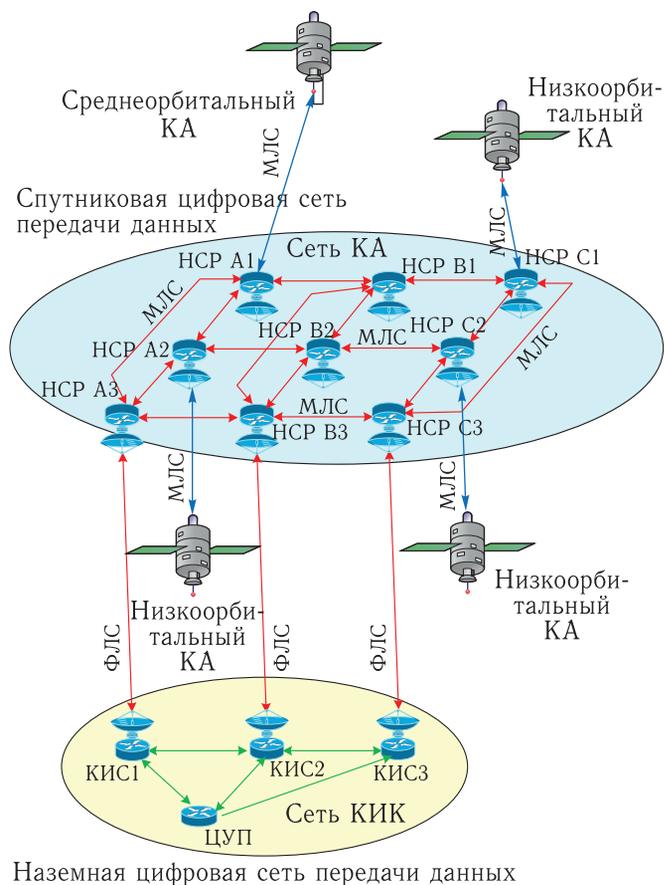


Рис. 2. Архитектура сети управления полетом КА с применением ССС на НСР

обратные частотные каналы связи и затем ретранслирует IP-пакеты по МРЛ и ФРЛ (при наличии ШС) в ЦУП.

Архитектура сети управления полетом КА с применением ССС на НСР изображена на рис. 2.

Функциональная схема НСР ССС изображена на рис. 3 [2].

Схема организации связи и управления с применением одного НСР изображена на рис. 4.

Схема организации связи и управления с применением двух НСР изображена на рис. 5.

Отмеченные преимущества повышают оперативность управления полетом τ_y и надежность системы управления q_y .

Таким образом, ССС на НСР представляет собой спутниковую цифровую транспортную сеть передачи данных, предназначенную для ретрансляции информации канала управления от центра управления полетом (ЦУП) через ШС и НСР на КА

и обратно. Применение ССС на НСР позволит с одной ШС иметь доступ одновременно ко всем КА различных ОГ, что обеспечит высокую надежность и оперативность системы управления.

Для связи в МЛС между НСР ССС наиболее целесообразно применять радиодиапазон V , а в перспективе перейти на передачу данных в оптическом диапазоне радиоволн.

Применение V -диапазона позволит [5, 9]:

- уменьшить габариты антенно-фидерных устройств (АФУ) и волноводного тракта СВЧ-оборудования;
- уменьшить энергетические затраты на электропитание систем наведения АФУ и СВЧ-оборудования;
- увеличить полосу пропускания и скорость передачи информации (от 1 ГГбит/с и более).

Таким образом, для связи в межспутниковой радиолнии в V -диапазоне наиболее целесообразно применять четыре остронаправленные зеркальные АС небольшого диаметра (до 0,3–0,6 м) [7, 11], расположенные по осям симметрии КА X и Z .

Применение оптического диапазона в МЛС между НСР ССС позволит [5, 6]:

- уменьшить в перспективе в 2–4 раза размеры и энергопотребление бортового оборудования межспутниковой линии связи (МЛС);
- значительно увеличить полосу пропускания и скорость передачи информации (до 10 ГГбит/с).

Оптические системы связи в МЛС на первом этапе эксплуатации системы можно использовать параллельно с системами связи, работающими в радиодиапазонах V -диапазона.

Оптические приемные и передающие АС также должны быть расположены по осям X и Z КА.

Для связи в РЛ Земля–борт (фидерная линия связи, ФЛС) наиболее целесообразно применять диапазоны C , X , Ku или Ka , а в перспективе можно будет дублировать радиоканал передачей данных в оптическом диапазоне радиоволн [5, 9]. Так как каждый КА имеет значительную зону радиопокрытия (ЗРП), редко бывает, чтобы везде в ЗРП были плохие погодные условия, влияющие на светопрозрачность атмосферы, следовательно, потоки данных в оптическом диапазоне будут передаваться на КИС, расположенные в хороших условиях светопрозрачности атмосферы. И даже если окажется,

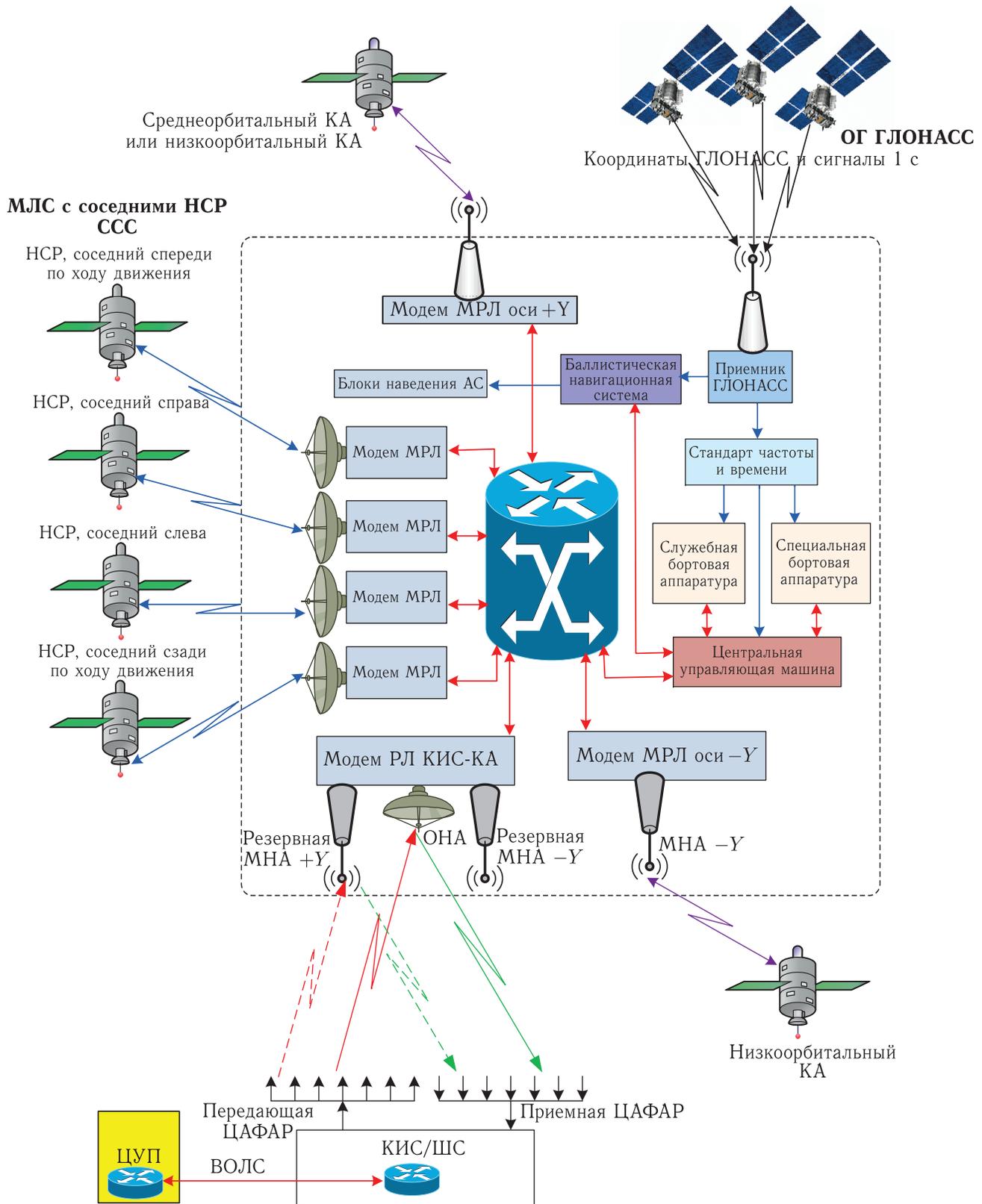


Рис. 3. Функциональная схема НСР ССС

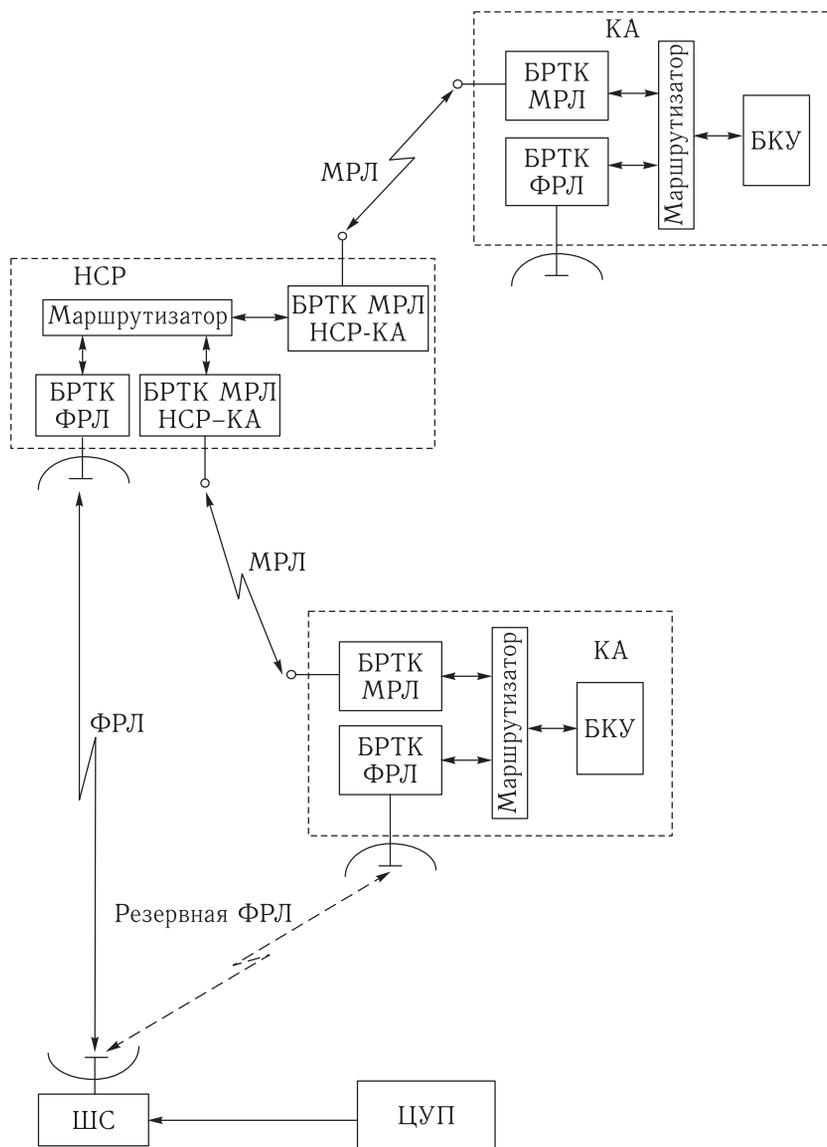


Рис. 4. Схема организации связи и управления с применением одного НСР: ФРЛ — фидерная радиолиния; МРЛ — межспутниковая радиолиния; КРЛ — командная радиолиния; ШС — шлюзовая станция; БРТК — бортовой радиотехнический комплекс; БКУ — бортовой комплекс управления

что во всей ЗРП связь в оптическом диапазоне невозможна, то можно связываться с КИС НКУ, расположенными в других ЗРП, используя МЛС.

Таким образом, для связи в РЛ Земля–борт на борту КА наиболее целесообразно применять 1–2 остронаправленные зеркальные АС небольшого диаметра (до 0,6–1 м) или приемную и передающую АФАР [5, 9]. Зеркальные АС, АФАР, а также оптические приемные и передающие АС должны быть расположены по оси $-Y$ КА и должны быть ориентированы на Землю.

Основным режимом управления полетом является удаленный доступ к центральной управляющей машине (ЦУМ) БА КА посредством установления VPN-туннелей между локальной вычислительной сетью (ЛВС) ЦУП и ЛВС КА через проводные и межспутниковые каналы связи [1, 2, 5, 9]. Таким образом, специалисты ЦУП со своих компьютеров имеют удаленный доступ на серверы (контролеры) управления систем КА и могут оперативно управлять системами БА КА, используя специальное программное обеспечение. Удобный оконный

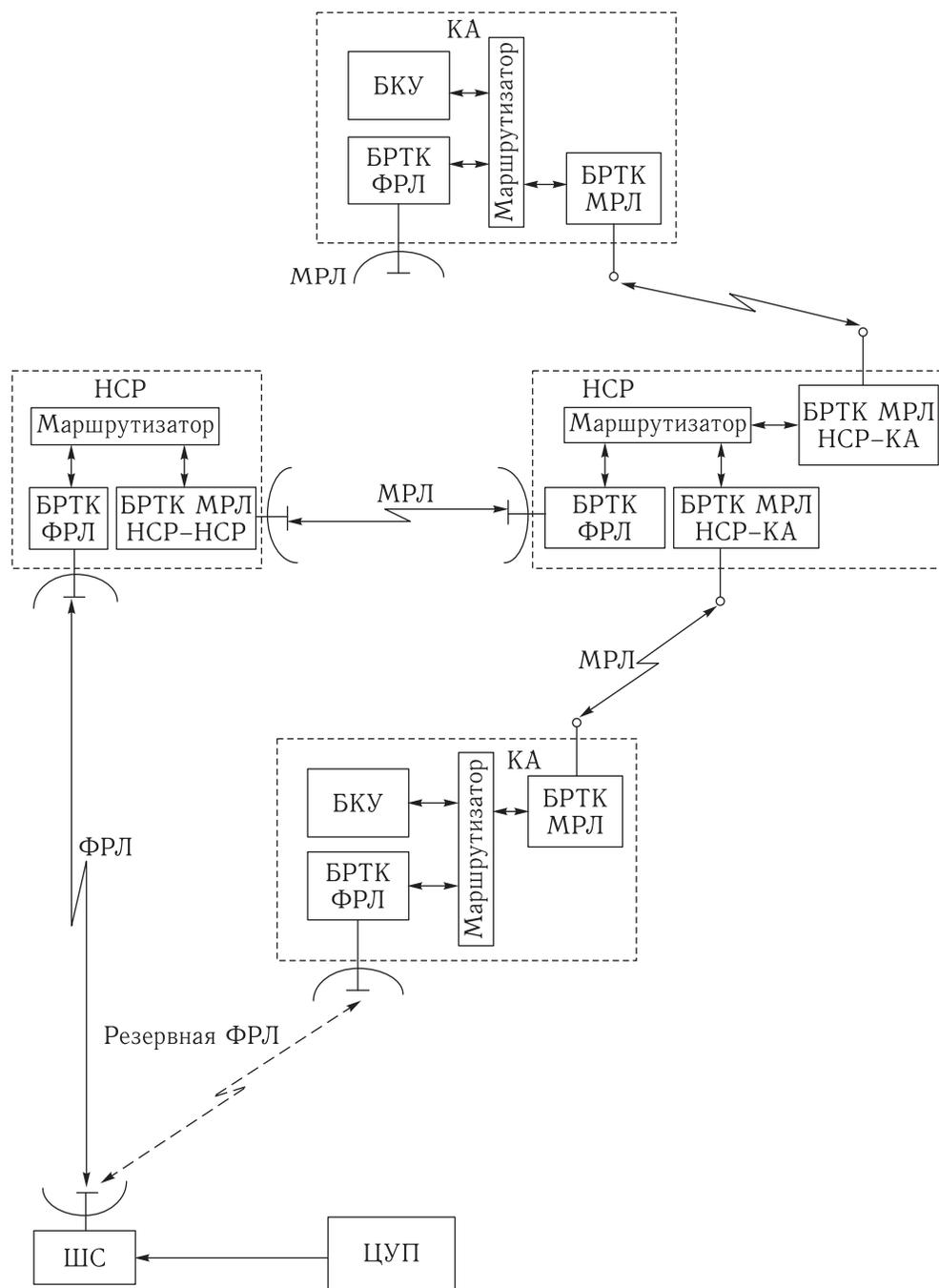


Рис. 5. Схема организации связи и управления с применением двух НСР

интерфейс с отображением в виде рисунков, графиков и таблиц упростит систему управления, улучшит ее наглядность, эргономичность и управляемость, уменьшит время принятия решений [5, 9].

Так как максимальная скорость передачи информации в канале управления полетом не превышает 64–128 кбит/с, то при реально возможной

скорости передачи информации в каналах связи Земля–борт и по МЛС можно обеспечить управление большим количеством КА низкоорбитальных ОГ через один или несколько КИС.

Логическая схема организации доступа оператора ЦУП к бортовой аппаратуре КА изображена на рис. 6 [1, 2, 5, 9].

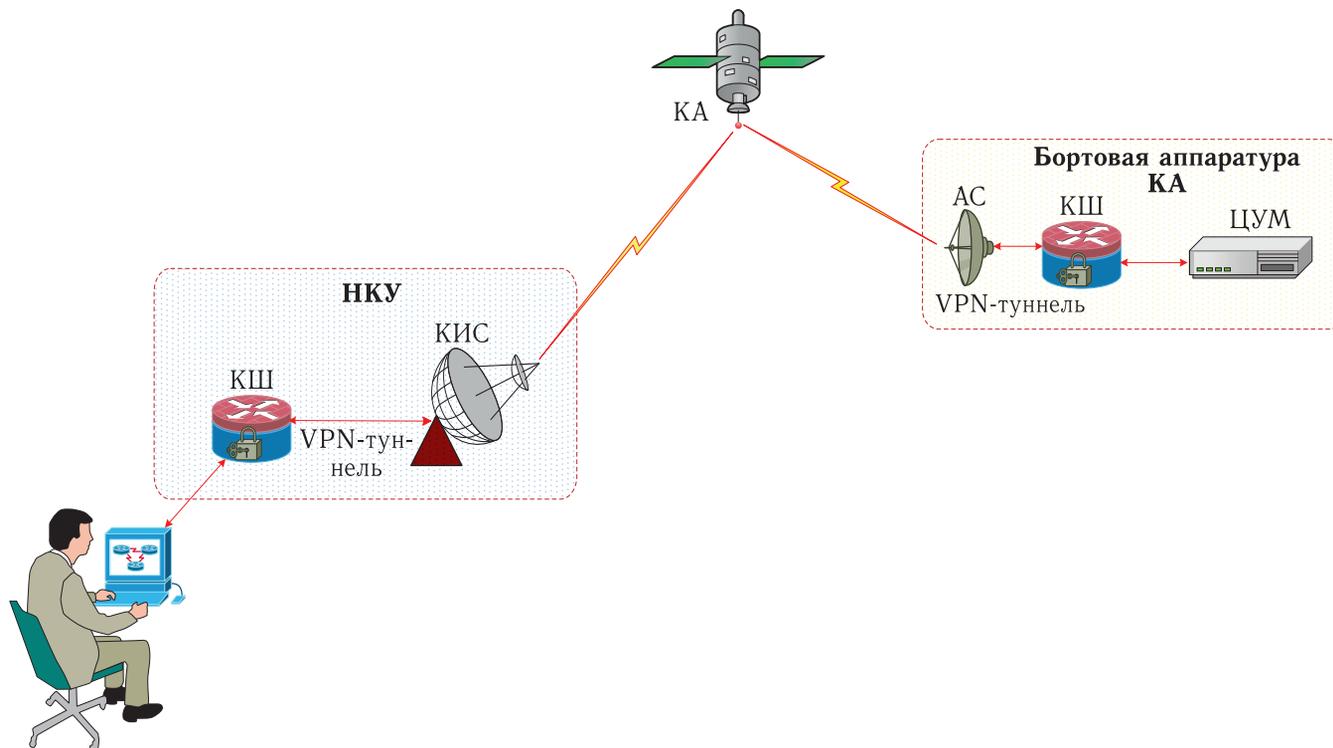


Рис. 6. Логическая схема организации доступа оператора ЦУП к бортовой аппаратуре КА

Основная проблема управления полетом с применением ССС на НСР, связанных по МЛС, — точность поддержания ориентации КА в полете и точность наведения остронаправленных антенных систем (АС). При выходе из строя одного и нескольких КА ОГ их можно обойти за счет применения протоколов динамической маршрутизации [5, 9], но при этом возникает проблема доступа к потерявшему ориентацию КА. Для этих целей на борту предусматривается наличие двух–четырёх–шести малонаправленных АС, обеспечивающих низкоскоростной канал аварийной связи с КИС НКУ.

В нештатных ситуациях, например при потере КА ориентации, а также на этапе выведения и штатного спуска с орбиты, КИС НКУ может осуществлять связь с КА на малонаправленные АС КА по МЛС или по РЛ Земля–борт.

Применение ССС на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах, связанных между собой МЛС, обладает всеми преимуществами способов, изложенных в разделе «Использование геостационарных спутников для повышения эффективности системы управления полетом КА», но, в отличие от ССС, на ГСР обладает следующими преимуществами:

1) имеет меньшее расстояние от КИС и ШС до КА и, как следствие, уменьшаются задержки передачи информации и тем самым повышается оперативность управления;

2) кроме того, по этой же причине уменьшаются энергетический бюджет в радиолинии борт–борт, что позволяет использовать на НСР и КА малонаправленные АС. Таким образом, открывается перспектива ретрансляции команд управления на большое количество КА, без сопровождения каждого из них остронаправленными АС;

3) имеет высокую избыточность и, как следствие, высокую надежность, так как выход из строя некоторого количества НСР, которые можно обойти по МЛС, никак не повлияет на своевременную доставку информации канала управления.

Заключение

Комплексное использование всех вышеуказанных путей решения задачи повышения эффективности системы управления полетом КА дает следующие преимущества:

- гибкость и оперативность управления;
- высокую надежность работы системы управления;
- высокую степень эргономичности и современный подход к решению задачи управления.

Применение стандартных для компьютерных сетей протоколов передачи информации (ТСР/IP) позволит применить стандартное сетевое оборудование (в специальном исполнении) и типовое программное обеспечение как для построения БА КА, так и для построения НКУ, что значительно упростит систему управления, схему построения и стоимость производства.

Отмеченные в настоящей статье алгоритмы управления полетом и архитектурные решения построения НКУ и БКУ позволяют создать универсальную и надежную, динамичную и эффективную систему связи и управления полетом любых КА.

Список литературы

1. *Пантелеймонов И.Н.* Перспективные алгоритмы управления полетом космического аппарата // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 4. С. 57–68.
2. *Пантелеймонов И.Н., Корниенко В.И.* Архитектурные решения построения бортовой аппаратуры космического аппарата и перспективная методика управления полетом космического аппарата с применением сетевых технологий // Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии: Сб. тр. VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» (2–4 июня 2015 г.) / Под ред. д.т.н., проф. А.А. Романова. М.: АО «РКС», 2015.
3. *Булгаков Н.Н., Алыбин В.Г., Кривошеин А.А.* Особенности построения бортовой аппаратуры командно-измерительной системы космического аппарата для управления им как в зоне его радиовидимости с наземной станции, так и вне ее // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 7–13 сентября 2014 г.: материалы конференции. Севастополь: Вебер, 2014. В 2 т. Т. 1. С. 6–9.
4. *Булгаков Н.Н., Алыбин В.Г., Кривошеин А.А.* Особенности построения двухконтурной бортовой аппаратуры командно-измерительной системы для управления космическим аппаратом на этапе его вывода на ГСО // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 2. С. 74–80.
5. *Пантелеймонов И.Н.* Перспективная методика управления полетом космических аппаратов одной орбитальной группировки с применением межспутниковых радиолиний // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 2. С. 73–83.
6. *Камнев В., Черкасов В., Чечин Г.* Спутниковые сети связи. М: Альпина Паблишер, 2004. 536 с.
7. *Пантелеймонов И.Н.* Спутниковая система, управляемая по межспутниковой радиолинии. Решение о выдаче патента на изобретение от 25.04.2019 на заявку № 2018125659/11(040586) от 12.07.2018.
8. *Урличич Ю.М., Гришмановский В.А., Селиванов А.С., Степанов А.А.* Космическая система глобальной служебной спутниковой связи. Патент на полезную модель № 47600 от 24.03.2005 г.
9. *Пантелеймонов И.Н.* Концепция создания системы персональной спутниковой связи на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах для широкополосного доступа к сетям передачи данных // Сб. тр. XXI Межведомственной научно-практической конференции «Научно-практические аспекты совершенствования управления космическими аппаратами и информационного обеспечения запусков космических аппаратов» (26–27 октября 2017 г.). Красноярск: ГИКЦ МО РФ, 2017. С. 206–223.
10. *Селиванов А.С.* Разработка и летные испытания первого российского наноспутника ТНС-0 №1 // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, т. 1, вып. 2. С. 74–90.
11. *Пантелеймонов И.Н.* Спутниковая система, управляемая по межспутниковой радиолинии. Патент на изобретение № 2690966 от 07.06.2019.

Расчетно-экспериментальная оценка срока активного существования микроэлектронных устройств космического назначения

В. П. Безмен, к. т. н., *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

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

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. М. Ильин, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Степанов, к. х. н., *info@kompozit-mv.ru*

АО «Композит», г. Королев, Московская область, Российская Федерация

А. И. Вялов, *info@kompozit-mv.ru*

АО «Композит», г. Королев, Московская область, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлена расчетно-экспериментальная оценка срока активного существования (САС) микроэлектронных устройств (МЭУ) космического назначения. Одним из конструктивных элементов, определяющим САС МЭУ, является адгезив, с помощью которого производится крепление МЭУ на основание корпуса. В расчетах сделано допущение, что деградация адгезива при повышенной температуре описывается уравнением Аррениуса. Изготовлены три партии макетных образцов МЭУ с тестовыми структурами, в которых монтаж кристалла тестовой структуры осуществлялся с помощью адгезивов марки ОТПК-П и ВК-26М в качестве образца сравнения. Проведение ускоренных испытаний тестовых структур показало, что применение адгезивов марки ОТПК для монтажа МЭУ может обеспечить САС 15 лет.

Ключевые слова: адгезив, деградация, микроэлектронное устройство, срок активного существования, температура

Calculated Experimental Evaluation of the Active Life of Microelectronic Devices for Space Purposes

V. P. Bezmen, *Cand. Sci. (Engineering), contact@spacecorp.ru*

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

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

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

S. M. Ilyin, *contact@spacecorp.ru*

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

A. A. Stepanov, *Cand. Sci. (Chemistry), info@kompozit-mv.ru*

Joint Stock Company "Kompozit", Korolyov, Russian Federation

A. I. Vyalov, *info@kompozit-mv.ru*

Joint Stock Company "Kompozit", Korolyov, Russian Federation

Abstract. The article presents a calculation-experimental estimate of the active lifetime (ALT) of microelectronic devices (MED) for space purposes. One of the structural elements that determines the ALT of the MED is an adhesive, which is used to mount the MED on the base of the main body. In the calculations, it is assumed that the degradation of the adhesive at elevated temperature is described by the Arrhenius equation. Three batches of prototypes of the MED with test structures were made, in which the mounting of the crystal of the test structure was carried out using the OTPK-P and VK-26M adhesives as a reference sample. Accelerated testing of test structures showed that the use of OTPK brand adhesives for mounting MEA could provide ALT of 15 years.

Keywords: adhesive, degradation, microelectronic device, lifetime, temperature

Введение

Известно, что космический аппарат — это сложная техническая система, которая, находясь в космосе, должна выполнять возложенные на нее функции в условиях с дестабилизирующими факторами космического пространства: глубоким вакуумом, большим перепадом температур, радиацией, потоками заряженных частиц и т. д. [1, 2]. Поэтому бортовая аппаратура (БА) космического аппарата (КА) должна иметь наработку на отказ не менее 130 тыс. ч (15 лет) и сохраняемость не менее 25 лет [3]. Одним из возможных путей оценки срока активного существования аппаратуры является проведение ускоренных испытаний приборов, составляющих ее, и, в частности, микроэлектронных устройств (МЭУ). В этой связи расчетно-экспериментальная оценка срока активного существования микроэлектронных устройств космического назначения является крайне актуальной задачей.

Цель работы — разработка оценки срока активного существования микроэлектронных устройств, входящих в состав БА КА.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

– выбрать элемент конструкции МЭУ, который определяет срок его активного существования. Согласно [4], в ряде случаев этим элементом является конструкционный материал — адгезив (клей), используемый в МЭУ для крепления кристалла к основанию либо металлокерамического корпуса, либо подложки. В процессе эксплуатации МЭУ из объема адгезива могут выделяться химически активные соединения (например, вода, галогены и др.), приводящие к выходу его из строя, из-за коррозии алюминиевой металлизации. Кроме того, как любой полимерный материал адгезив подвержен неконтролируемому естественному старению;

– выбрать метод испытания, с помощью которого возможно получение данных по срокам активного существования МЭУ.

Как правило, ускорение продолжительных испытаний достигается за счет увеличения температуры по сравнению с ее значением при нормальной эксплуатации. При этом принимается допущение, что как при повышенной температуре, так и при нормальных условиях ускоряются

одни и те же деграционные процессы, приводящие к отказу прибора. Скорость протекания деграционных процессов и отказов полупроводниковых приборов, в том числе и МЭУ, при повышенной температуре подчиняется уравнению Аррениуса [5, 6], что позволяет линейно экстраполировать результаты испытаний с области повышенных температур на нормальные условия эксплуатации МЭУ.

Для функционирования МЭУ адгезив должен обладать удельным объемным электрическим сопротивлением не хуже 10^{14} Ом·см и прочностью сцепления при отрыве не менее 2,0 МПа в интервале рабочих температур [7]. Деграционные процессы в адгезионном соединении МЭУ протекают как при его функционировании, так и без подачи напряжения, и проявляются в потере либо адгезионных, либо изоляционных свойств, либо их обоих. Как правило, проявление потери адгезионных свойств в полимерных покрытиях обусловлено разрывом химических связей в органическом материале и адгезионных связей с подложкой и кристаллом прибора [8]. Появление токов утечек через клеевой шов — это результат разрыва связей в полимерной матрице материала с образованием нескомпенсированных валентностей.

Для монтажа кристалла МЭУ на основание металлокерамического корпуса используется фенолачучуковый однокомпонентный адгезив ВК-26М. Он полностью смачивает склеиваемые поверхности кристалла МЭУ и керамического основания корпуса, обеспечивая формирование соединений с минимальной толщиной клеевого шва. Малая толщина клеевого шва позволяет избежать разрушения клеевых соединений из-за внутренних напряжений в клеевом шве, обусловленных разными коэффициентами линейного теплового расширения (КЛТР) склеиваемых материалов и адгезива. По данным авторов [9], после его отверждения при температуре 523 К в течение не менее 3 ч, он практически не выделяет продуктов, способных к конденсации, обеспечивая минимальное содержание паров воды (до 0,5 % об. ч.) в подкорпусном пространстве прибора с адгезионным соединением.

Известно, что не все элементы МЭУ выдерживают воздействие температуры 503–523 К при отверждении адгезива. Появились данные об однокомпонентном, теплопроводном, с низким

газовыделением эпоксидном адгезиве марки ОТПК-П, разработанном в АО «Композит», обладающем высокими электроизоляционными характеристиками и имеющем режимы отверждения: 1 ч при 393 К и 2 ч при 423 К [10].

Для проведения ускоренных испытаний была разработана тестовая структура, представляющая из себя кристалл из кремния КДБ-7,5 (100) размером $5,1 \times 5,1$ мм, покрытый термическим окислом толщиной 0,5–0,6 мкм, на котором сформированы полоски из алюминия различной ширины: 8, 16 и 24 мкм. Толщина металлизации 1 мкм. Размер контактных площадок у полосок 120×100 мкм. К ним методом ультразвуковой сварки (УЗС) приваривались выводы из алюминиевой проволоки диаметром 30 мкм. На рис. 1 представлен вид кремниевой пластины диаметром 76 мм с тестовыми структурами. Общее количество тестовых структур на пластине составило 88 штук.

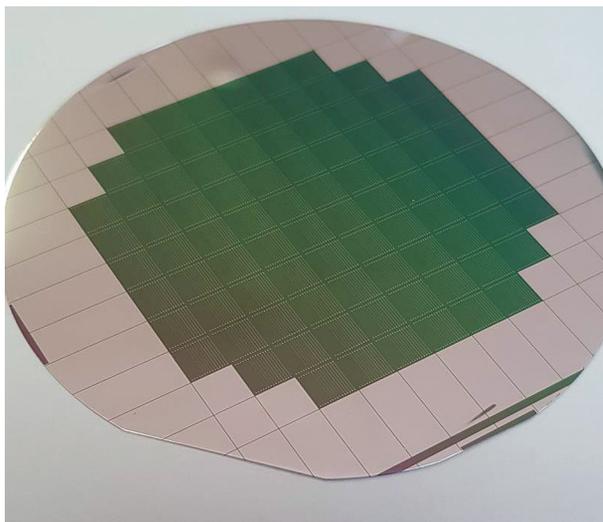


Рис. 1. Внешний вид кремниевой пластины с тестовыми структурами

Для испытаний было изготовлено двенадцать образцов, которые представляют собой кристаллы тестовой структуры, монтаж которых на керамическое основание корпуса Н14.42-1В осуществлялся с помощью ВК-26М и двух модифицированных адгезивов марки ОТПК-П. В пяти образцах использовался адгезив ОТПК-5-С, в четырех — адгезив ОТПК-ЭД-3. Три образца, в которых использовался адгезив ВК-26М, являлись образцами сравнения.

После монтажа кристалла производилась герметизация корпуса по существующей технологии.

Расчет продолжительности ускоренных испытаний тестовых структур для подтверждения срока активного существования 15 лет проводился по методике, представленной в [11]. Значения средней энергии активации процесса отказов взяты из таблицы [11].

Величину энергии активации процесса отказов выбрали исходя из геометрических размеров затвора транзистора КМОП ИС, установленных в корпус Н14.42-1В. Размер затвора транзистора КМОП ИС более 1 мкм. Поэтому в расчетах использовались данные для строки КМОП ≥ 1 .

Согласно [12] клеевые соединения, выполненные адгезивом ВК-26М, выдерживают температуру 523 К в течение 500 ч, а температуру 573 К — в течение 100 ч. Адгезивы марки ОТПК-П должны обладать температурной стабильностью не хуже адгезива ВК-26М. Поэтому температура ускоренных испытаний была принята равной 473 К.

Расчет режимов ускоренных кратковременных (УКИБ) и длительных (УДИБ) испытаний на безотказность тестовых структур при температуре 473 К был проведен с использованием следующих данных:

– величина рассеиваемой мощности $P_{\text{рас}} = 1,5$ Вт;

– тепловое сопротивление кристалл–корпус $R_{\text{пер-корп}} = 20$ °С/Вт;

– температура испытаний (окружающей среды) $T_{\text{окр}} = 100$ °С.

Значение температуры кристалла $T_{\text{пер}}$ при испытаниях тестовых структур при температуре $T_{\text{окр}}$ определено, согласно [11], по формуле:

$$T_{\text{перКИБ}} = T_{\text{перДИБ}} = T_{\text{окр}} + R_{\text{пер-корп}} \times P_{\text{рас}}, \quad (1)$$

где $R_{\text{пер-корп}}$ — тепловое сопротивление кристалл — корпус, °С/Вт;

$P_{\text{рас}}$ — мощность рассеяния в форсированном режиме, Вт;

$T_{\text{окр}}$ — температура окружающей среды в форсированном режиме, К.

Подставив численные значения в формулу (1), получили значение температуры кристалла в нормальном режиме:

$$T_{\text{КИБ}} = T_{\text{ДИБ}} = 100 \text{ °С} + 1,5 \text{ Вт} \times 20 \text{ °С/Вт} = 130 \text{ °С}.$$

Значение температуры кристалла $T_{пер}$ при ускоренных (форсированных) испытаниях тестовых структур при $T_{окр.ф} = 473$ К было определено по формуле:

$$T_{перУКИБ} = T_{перУДИБ} = T_{окр.ф} + R_{пер-корп} \times P_{рас}, \quad (2)$$

где: $R_{пер-корп}$ — тепловое сопротивление кристалл — корпус, °С/Вт;

$P_{рас}$ — мощность рассеяния в форсированном режиме, Вт;

$T_{окр.ф}$ — температура окружающей среды в форсированном режиме, °С.

Подставив численные значения в формулу (2), получили значение температуры кристалла при ускоренных испытаниях:

$$T_{перУКИБ} = T_{перУДИБ} = 200 \text{ °С} + 1,5 \text{ Вт} \times 20 \text{ °С/Вт} = 230 \text{ °С}.$$

Величина энергии активации процесса отказа выбрана согласно данным таблицы для КМОП $\geq 1,0$ мкм.

В соответствии с [11] значение коэффициентов ускорения при испытаниях УКИБ и УДИБ определено по формуле:

$$K_{УКИБ} = K_{УДИБ} = \exp \left[\frac{E_a}{k} \times \left(\frac{1}{T_{пер} + 273} - \frac{1}{T_{пер.ф} + 273} \right) \right], \quad (3)$$

где E_a — энергия активации механизмов отказов, эВ;

k — постоянная Больцмана, $8,6 \cdot 10^{-5}$, эВ/К;

$T_{пер}$ — температура кристалла (перехода) в нормальном режиме, °С;

$T_{пер.ф}$ — температура кристалла (перехода) в форсированном режиме, °С.

Так как $T_{пер}$ и $T_{пер.ф}$ лежат в разных диапазонах температуры (для которых в таблице указаны разные значения энергии активации), общий коэффициент ускорения равен произведению коэффициентов ускорения, рассчитанных для каждого диапазона температуры по формуле (3).

Подставив численные значения для указанных выше температурных диапазонов, получили численные значения коэффициентов ускорения K_1 , K_2 и K_3 , соответственно равные 2,489, 10,227 и 3,525.

Таблица. Значения энергии активации процесса отказов для групп интегральных микросхем при различных температурах кристалла [11]

Группа интегральных микросхем	Значение обобщенной энергии активации при разных температурах кристалла (перехода), эВ			
	E_{a1}	E_{a2}	E_{a3}	E_{a4}
	25–70 °С	71–150 °С	151–200 °С	201–250 °С
Биполярные цифровые ТТЛ, ЭСЛ	0,3	0,4	0,5	0,6
Биполярные цифровые ТТЛ-Ш на p -МОП-структурах	0,3	0,5	0,6	0,7
Биполярные цифровые n -МОП-структуры, ПЗС	0,35	0,55	0,65	0,75
Биполярные цифровые И ² Л	0,4	0,6	0,7	0,8
КМОП $\geq 1,0$ мкм	0,45	0,65	0,8	0,9
КМОП 1,0–0,5 мкм	0,55	0,75	–	–
КМОП 0,5–0,09 мкм	0,6	0,8	–	–
Аналоговые	0,45	0,65	0,8	0,9

В таблице: ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика; ЭСЛ — эмиттерно-связанная логика; ТТЛ-Ш — транзисторно-транзисторная логика с диодами Шоттки; ПЗС — приборы с зарядовой связью; И²Л — интегрально-инжекционная логика; n - и p -МОП-структура металл–окисел–полупроводник с каналом n - и p -типа; КМОП-структура на кремнии металл–окисел–полупроводник.

Тогда согласно [11] общий коэффициент ускорения равен:

$$K_y = K_1 \times K_2 \times K_3, \quad (4)$$

$$K_y = 2,489 \times 10,227 \times 3,525 = 89,729.$$

Продолжительность ускоренных кратковременных испытаний на безотказность была определена по формуле

$$t_{\text{УКИБ}} = \frac{t_{\text{И}}}{K_y}, \quad (5)$$

где $t_{\text{И}} = 1000$ ч — продолжительность длительных испытаний на безотказность (ДИБ);

$K_{\text{УКИБ}}$ — коэффициент ускорения при УКИБ [11].

Подставив значения продолжительности ДИБ и коэффициента ускорения при УКИБ в формулу (5), получили

$$t_{\text{УКИБ}} = \frac{t_{\text{И}}}{K_y} = \frac{1000}{89,729} = 11,15 \text{ ч.}$$

Продолжительность ускоренных длительных испытаний на безотказность определили по формуле

$$t_{\text{УДИБ}} = \frac{t_{\text{ДИБ}} - t_{\text{И}}}{K_y}, \quad (6)$$

где $t_{\text{ДИБ}} = 131\,400$ ч — продолжительность длительных испытаний на безотказность;

$t_{\text{И}}$ — продолжительность ДИБ;

$K_{\text{УДИБ}}$ — коэффициент ускорения при УДИБ.

Подставив численные значения в формулу (6), получили

$$t_{\text{УДИБ}} = \frac{t_{\text{ДИБ}} - t_{\text{И}}}{K_y} =$$

$$= \frac{131\,400 - 1000}{89,729} = \frac{130\,400}{89,729} = 1453,27 \text{ ч.}$$

Тогда общее время проведения ускоренных испытаний, согласно [11], равно:

$$t_{\text{УИ}} = t_{\text{УКИБ}} + t_{\text{УДИБ}} =$$

$$= 11,15 + 1453,27 = 1464,42 \approx 1465 \text{ ч.}$$

Перед началом испытаний при повышенной температуре у всех элементов тестовых структур было измерено их сопротивление R_{0i} . Измерения

выполняли 4-зондовым методом с помощью цифрового миллиомметра GOM-802.

Выдержка тестовых структур при температуре 473 К проводилась в вертикальной камере тепла PV-212. Через каждые 100 ч тестовые структуры вынимали из камеры, охлаждали до комнатной температуры в течение 30–40 мин. После чего проводилось измерение сопротивления элементов тестовых структур 4-зондовым методом. Первый замер был проведен после выдержки в камере в течение 48 ч.

Результаты изменения сопротивлений элементов тестовой структуры представлены на графиках, построенных в полулогарифмическом масштабе, где ось X — время термообработки τ , ч, в логарифмическом масштабе; ось Y — $R_{\text{отн. } i}$, относительное изменение значения сопротивления i -го элемента, %, вычисленное по формуле:

$$R_{\text{отн. } i} = \frac{R_i - R_{0i}}{R_{0i}} \times 100 \%, \quad (7)$$

где i — номер элемента тестовой структуры, изменяется от 1 до 9;

R_{0i} — значение сопротивления i -го элемента перед началом испытаний.

На рис. 2–4 представлены результаты испытания тестовых структур при температуре 473 К в течение 1788 ч. На рис. 2 и 3 представлены результаты изменения сопротивления элементов тестовых структур, монтаж кристаллов которых осуществлялся адгезивами ОТПК-ЭД-3 (структура № 1) и ОТПК-5-С (структура № 6).

Аналогичные зависимости были получены у семи оставшихся образцов с адгезивами ОТПК-П. Как видно из представленных графиков, на начальном этапе испытания (до 248 ч) наблюдается снижение сопротивления резистивных элементов тестовых структур от 5 до 8%, затем при дальнейшем продолжении испытания наблюдается монотонный рост сопротивления элементов от 10 до 40% (вплоть до длительности испытания 748 ч), далее следует такое же уменьшение сопротивления (до продолжительности испытания 1088 ч) от 15 до 45%. При продолжении испытаний вплоть до 1788 ч наблюдалось постепенное уменьшение сопротивление элементов тестовых структур.

Такие же зависимости были получены на образцах сравнения, у которых монтаж кристаллов

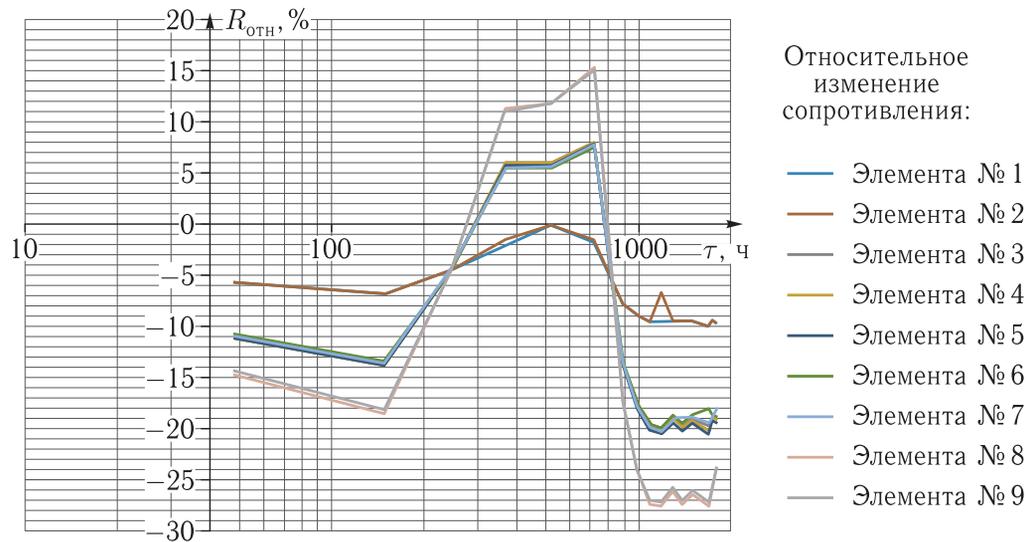


Рис. 2. Относительное изменение сопротивления элементов тестовой структуры №1 с адгезивом ОТПК-ЭД-3 при ускоренных испытаниях при температуре 473 К: № 1, № 2 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 8 мкм; № 3–№ 7 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 16 мкм; № 8, № 9 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 24 мкм

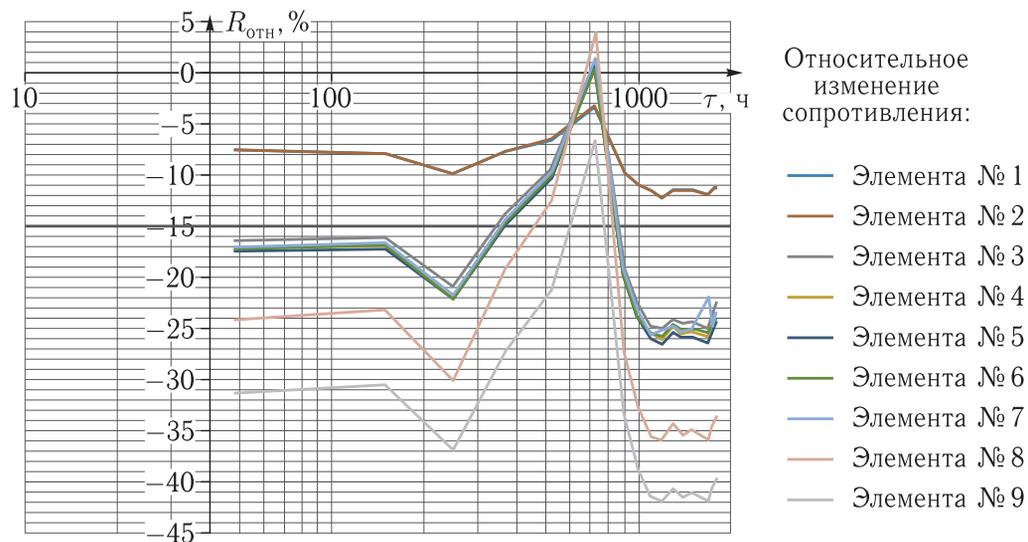


Рис. 3. Относительное изменение сопротивления элементов тестовой структуры №6 с адгезивом ОТПК-5-С при ускоренных испытаниях при температуре 473 К: № 1, № 2 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 8 мкм; № 3–№ 7 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 16 мкм; № 8, № 9 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 24 мкм

тестовых структур проводился с помощью адгезива ВК-26М. Данные по ускоренным испытаниям тестовой структуры №2, в которой использовался адгезив ВК-26М, представлены на рис. 4.

В результате проведения ускоренных испытаний у всех элементов тестовых структур наблюда-

лось уменьшение сопротивления резистивных элементов на 10–15% по сравнению с первоначальным, и выхода из строя ни одного элемента в тестовых структурах не наблюдалось. Таким образом, тестовые структуры как с адгезивом марки ОТПК-П, так и с адгезивом ВК-26М, выдержали

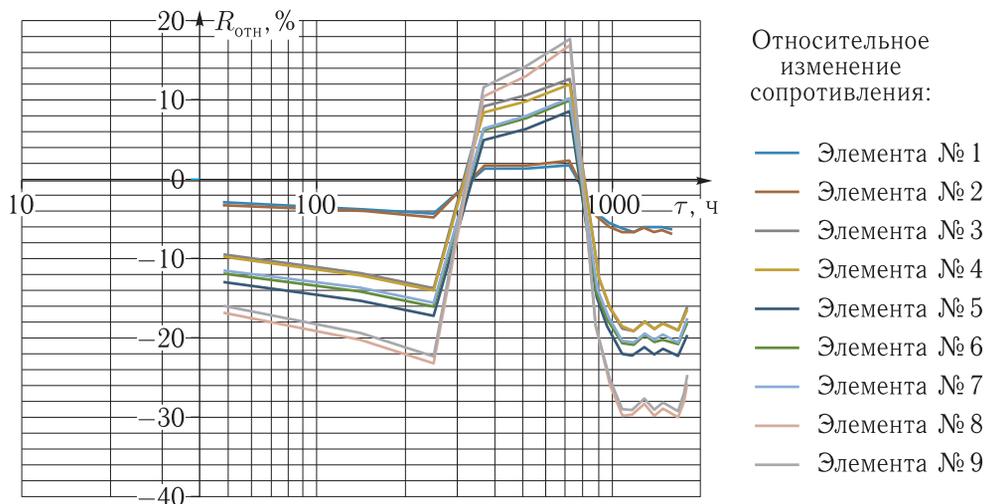


Рис. 4. Относительное изменение сопротивления элементов тестовой структуры №2 с адгезивом ВК-26М при ускоренных испытаниях при температуре 473 К: №1, №2 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 8 мкм; №3–№7 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 16 мкм; №8, №9 — изменения $R_{отн}$ резистивных элементов с шириной дорожки 24 мкм

ускоренные испытания при 473 К в течение 1465 ч, что должно соответствовать, согласно приведенным выше расчетам, САС 15 лет.

Уменьшение сопротивления резистивных элементов тестовых структур в процессе проведения испытания на начальном этапе обусловлено отжигом дефектов пленки алюминия, полученной при ионно-плазменном напылении. Кроме того, известно, что полученные пленки являются по своей структуре поликристаллическими, при этом зерна кристаллов покрыты естественным окислом с аморфной структурой [13]. Толщина окисла около 6 нм, и он представляет из себя фазу $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$ [13]. В ходе испытания (при нагреве) происходит фазовый переход — переход аморфной фазы $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$ в кристаллическую в виде $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$. При переходе аморфной модификации в кристаллическую на поверхности частиц окиси алюминия исчезают химически активные центры, которыми могут быть участки с дефектами структуры или слабыми химическими связями Al–O. Это явление наблюдалось нами при длительности испытания более 248 ч — рост сопротивления резистивных элементов тестовых структур по мере перехода аморфной фазы в кристаллическую. Как известно, переход аморфной фазы в кристаллическую будет сопровождаться изменением объема за счет более плотной упаковки атомов, при этом будет происходить

растрескивание окисной пленки [13]. Кроме отжига дефектов в пленке алюминия в процессе испытания, будет происходить рост ее кристаллов, причем рост происходит за счет уменьшения доли мелких кристаллов. Изменение размеров кристаллов должно привести к уменьшению сопротивления пленки алюминия, что и наблюдается при длительности испытания свыше 1000 ч. На участке испытаний от 700 до 1000 ч, по всей видимости, заканчивается переход аморфной фазы в кристаллическую, все большую роль начинает играть процесс роста, в результате чего наблюдается монотонное уменьшение сопротивления резистивных элементов тестовых структур.

Таким образом, в результате проведения ускоренных испытаний тестовых структур с кристаллами, посадка которых проводилась на адгезивы ОТПК-ЭД-3 и ОТПК-5-С, установлено:

- применение указанных адгезивов для приклейки микроэлектронных устройств может обеспечить САС 15 лет. Однако полученные расчетно-экспериментальные данные требуют дополнительной проверки и подтверждения в части испытаний на механическую прочность клеевых соединений;
- изменение тестируемого параметра — сопротивления резистивного элемента из алюминиевой пленки в процессе испытания не превышает 10–15%.

Список литературы

1. Модель космоса: Науч.-инф. изд.: В 2 т. / Под ред. М. И. Панасюка, Л. С. Новикова. Т. 1. Физические условия в космическом пространстве. М.: КДУ, 2007. 872 с.
2. Модель космоса: Науч.-инф. изд.: В 2 т. / Под ред. М. И. Панасюка, Л. С. Новикова. Т. 2. Воздействие космической среды на материалы и оборудование космических аппаратов. М.: КДУ, 2007. 1145 с.
3. *Севастьянов Н. Н., Андреев А. И.* Основы управления надежностью космических аппаратов с длительными сроками эксплуатации. Томск: ИД ТГУ, 2015. С. 266.
4. *Харламов М. С., Жуков А. А., Дидык П. И., Безмен В. П.* Деградиационные процессы в МЭМС-устройствах космического назначения // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 3. С. 87–96.
5. *Строгонов А. В.* Оценка долговечности БИС по результатам ускоренных испытаний // Технологии электронной промышленности, 2007, № 3. С. 10–16.
6. *Колпаков А.* О термоциклах и термоциклировании // Силовая электроника, 2006, № 2. С. 6–11.
7. *Готра З. Ю.* Технология микроэлектронных устройств: Справочник. М.: Радио и связь, 1991. 528 с.
8. *Воронин И. В., Кондрашов Э. К.* Долговечность адгезионных связей полимерных покрытий // Лакокрасочные материалы и их применение, 1991, № 1. С. 25–26.
9. *Лукина Н. Ф., Петрова А. П.* Свойства и применение клеев в приборной технике // Клеи. Герметики. Технологии, 2005, № 11. С. 11–16.
10. *Гладких С., Степанов А., Антипина С.* Теплопроводящие электроизоляционные клеи для сборки изделий микроэлектроники // Печатный монтаж, 2017, № 3. С. 183–187.
11. ГОСТ Р 57394–2017 «Методы ускоренных испытаний на безотказность».
12. *Калисевич В. П., Антипова Т. И., Петрова А. П.* Опыт применения клеев при изготовлении магнитопроводов // Клеи. Герметики. Технологии, 2005, № 7. С. 30–32.
13. *Зенин В. В., Спиридонов Б. А., Землянский А. И., Бокарев Д. И.* Коррозионная стойкость алюминиевой металлизации кристаллов корпусов полупроводниковых изделий // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2015, т. 11, № 6. С. 34–37.

УДК 621.391 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.98.101

От одного бита до гигабита

(Краткий очерк истории развития пропускной способности цифровых радиолиний
АО «Российские космические системы» и их внедрения)

В. В. Березкин, к.т.н., *petrov_sv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. Н. Ершов, *nkpor@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. В. Петров, *petrov_sv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. В. Петров, *petrov_sv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье показана эволюция средств передачи информации в радиолиниях АО «Российские космические системы» за более чем полувековой период развития, начиная с объектов дальнего космоса и до наших дней.

Основное внимание уделено освоенным методам увеличения пропускной способности радиолиний начиная с примитивных на сегодняшний взгляд методов кодирования и модуляции и заканчивая современными, спроектированными на базе высокоскоростных сигнально-кодовых конструкций с видами модуляции высокого порядка и современных методов кодирования (TPC и LDPC) с высокими кодовыми скоростями, удовлетворяющими требованиям современным международным стандартам.

Отмечается, что диапазон освоенных скоростей передачи (от 1 бит/с до более чем 1 Гбит/с) определялся развивающимися задачами отрасли вообще и прикладной науки в частности.

Ключевые слова: радиолиния, канал связи, дальний космос, дистанционное зондирование Земли (ДЗЗ), модуляция высокого порядка, манчестерское кодирование, когерентные методы передачи информации, сигнальное созвездие, частотно-энергетические ресурсы

From One Bit to Gigabit

(A short sketch of development history of digital radio links capacity
of Joint Stock Company “Russian Space Systems” and their implementation)

V. V. Berezkin, *Cand. Sci. (Engineering)*, *petrov_sv@spacecorp.ru*

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

A. N. Ershov, *nkpor@spacecorp.ru*

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

S. V. Petrov, *petrov_sv@spacecorp.ru*

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

A. V. Petrov, *petrov_sv@spacecorp.ru*

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

Abstract. The article shows the evolution of information transfer facilities in the radio links of Joint Stock Company “Russian Space Systems” during more than a half a century beginning from the deep space objects and until present days.

The main attention is given to the mastered methods of the increase in radio links capacity starting from primitive, based on the today’s view, coding and modulation methods and finishing with modern ones designed according to the high-speed signal-code constructions with the high-order modulation types and modern coding methods (TPC and LDPC) with high code rates meeting the requirements of modern international standards.

It is noted that the range of the mastered data transmission rate (from 1 bits/s to more than 1 Gbit/s) is determined by the advancing tasks of the field in general and applied science in particular.

Keywords: radio link, communication channel, deep space, Earth remote sensing (ERS), high order modulation, Manchester code, coherent methods of information transfer, constellation diagram, frequency-power resources

Одному из авторов данного материала в 60-х годах прошлого века пришлось начинать работать по программам дальнего космоса со структурой сигналов ΦM_{120° (т.е. с остатком несущей) + ЧМн на двух поднесущих. Заложенные в этом режиме скорости передачи — 1, 4, 16 и 64 бит/с.

Такие скорости позволяли работать на очень низкой по современным понятиям промежуточной частоте — 25 кГц.

При этом использовался примитивный 6-рядный код с дополнением до четности (код Вагнера). По своему классическому определению этот код мог обнаруживать одну ошибку, однако за счет инвертирования символа с минимальным весом, полученным в результате оцифровки уровня символа, в случае обнаружения ошибки уверенно исправлялась одиночная ошибка.

Через несколько лет этот режим был несколько модернизирован — вместо двух ЧМн-поднесущих использовалась одна — с манипуляцией ΦM_{180° и скоростью передачи до 128 бит/с. Таким образом был реализован энергетический выигрыш 3 дБ относительно предыдущего режима.

Эти методы с успехом использовались на объектах дальнего космоса на приземных участках и трассах перелета. Данная структура сигнала (с остатком несущей) в условиях нехватки энергии радиоканала при реализации марсианских программ позволила на 16-м пункте Центра дальней космической связи (под г. Евпаторией) решить задачу когерентного сложения сигналов с пяти антенн [1].

При решении задачи приема сигнала из атмосферы и с поверхности Венеры (1 бит/с) в связи с чрезвычайно сложными условиями приема (турбулентность среды распространения, порывы ветра при снижении спускаемого аппарата, скачки частоты при раскрытии парашюта, резкое торможение при касании поверхности планеты, аварийное переключение ЗГ из-за внутриобъектового повышения температуры) было принято решение отказаться от когерентных методов передачи и перейти на классический метод двоичной ЧМн. Прием осуществлялся на гребенку камертонных фильтров (с выбором максимального сигнала панорамой из 400 штук одногерцевых камертонных фильтров). Этот метод с успехом использовался по программе исследо-

вания Венеры на космических аппаратах «Венера 4–8» с 1967 до 1972 гг. [2, 3].

Полученный опыт работы позволил в дальнейшем создать радиолинию со скоростями передачи сначала 3,072 Кбит/с (черно-белое видео) и далее 30,720 Кбит/с (цветное видео), осуществляющую связь как с поверхности Венеры, так и через орбитальный ретранслятор, установленный на пролетном по орбите Венеры объекте. Таким образом была обеспечена передача видеоизображений с поверхности планеты. Причем здесь оказалось целесообразным вернуться к структуре $\Phi M_{120^\circ}/\Phi M_{180^\circ}$, но уже с «манчестерским кодированием»* поднесущей.

(*Примечание: понятие «манчестерский код» не относится к общепринятому классу корректирующих кодов, как это достаточно часто пытаются интерпретировать некоторая часть состава инженеров-разработчиков. По своей физической сущности «манчестерское» кодирование есть вырожденный случай модуляции ФМ2, когда частота модулируемого сигнала равна символьной частоте. Это делается по двум причинам:

- с целью очистить спектральные составляющие в области «несущей» модулированного сигнала для уверенной работы ФАП;
- с целью создать максимально возможное число переходов из единичного состояния в нулевое и наоборот для оптимизации условий работы системы символьной синхронизации, поскольку при этом число переходов становится независимым от статистики переходов исходного информационного сигнала.)

В дальнейшем резкий скачок роста пропускной способности каналов связи потребовался в связи с началом и развитием программы ДЗЗ.

Задача передачи видеоизображений с видеосканеров малого, среднего и высокого разрешения потребовала разработки радиолиний 15,36, 30,72, 61,44 и 122,88 Мбит/с. Эта задача была успешно решена методами модуляции ОФМ и ДОФМ. Однако в связи с разработкой в коллективе А. С. Селиванова электронного сканера на ПЗС-структурах (приборах с зарядной связью) производительностью 8 Мбит/с (который на много лет по своим параметрам устроил большинство

потребителей информации ДЗЗ) под эту скорость была адаптирована радиоприемная линия с видом модуляции ДОФМ. Электронный сканер был установлен на объекте «Ресурс-О», а наземная часть была развернута на региональных пунктах Гидрометцентра в городах Обнинске, Новосибирске и Хабаровске.

Кроме того, в 1995 г. аппаратура для приема, демодуляции, регистрации и первичной обработки этой информации была также установлена и эксплуатировалась на шведском пункте приема спутниковой информации Esrange в г. Кируне (за полярным кругом).

Не могу не остановиться на трагикомической ситуации, сложившейся с историей поставки и ввода в эксплуатацию нашей аппаратуры. Дело в том, что шведская сторона предложила нам не очень большую оплату за эту работу. И наша сторона объяснила им, что за предлагаемые средства мы можем собрать комплекс средств из ранее разработанных блоков и, как следствие, аппаратура будет иметь несовершенные габариты и соответственно вес (наша стандартная стойка), но при этом параметры, заданные в ТЗ, мы им гарантировали. Шведы согласились на такой вариант.

Однако где-то в аэропорту при перегрузке оборудования не выдержали стропы подъемного крана и наша стойка рухнула на жесткое покрытие летного поля. Удар был такой силы, что оказались срезанными шпильки крепления трансформаторов источников питания.

В результате первое время пребывания в Esrange нам до глубокой ночи пришлось восстанавливать работоспособность аппаратуры.

Напряжение было столь велико, что на третий день у одного из молодых шведских инженеров, приставленных к нам в помощь, случился обморок, а у второго пошла кровь из носа.

Но все в конце концов закончилось хорошо — мы сдали аппаратуру по всем параметрам ТЗ и запустили ее в эксплуатацию.

Дальнейший опыт работы с созданными нами на тот момент высокоскоростными радиоприемными линиями мы получили при сотрудничестве с коллективом специалистов из Германии, который создал видеокамеру, установленную на обитаемой космической станции «Мир» (модуль «Природа»), а наше

предприятие обеспечило бортовую и наземную аппаратуру для формирования, модуляции, передачи, приема, демодуляции и «распаковки» информации (пункт приема г. Нойштрелиц, 1996 г.). Параметры видеокамеры были адаптированы под скорость передачи 61,44 Мбит/с (ОФМ), однако когда немецкие специалисты узнали, что у нас имеется режим $2 \times 61,44$ (ДОФМ), они очень жестко настояли, чтобы мы включили и этот вариант в ТЗ.

При первых тестах обнаружилось, что из-за обрыва кабеля принятый видеосигнал не соответствует заложенной разрядности оцифровки, и космонавты его поменяли, восстановив тем самым исходное качество изображения.

К этой работе немецкие коллеги отнеслись очень серьезно, с должным системным подходом, синхронизировав сеансы космической связи с вылетом авиации со средствами многоспектральной аэрофотосъемки в районы с «опорной» структурой подстилающей поверхности для верификации и валидации качества принятых из космоса видеоизображений и методов их обработки.

Вышеупомянутые методы модуляции до сих пор активно используются на объектах «Метеор», «Канопус», «Кондор», причем в двухканальном режиме с частотным уплотнением, повышающим информативность примерно до 250 Мбит/с (потенциальная возможность до 320 Мбит/с).

В последние годы у нас в стране и за рубежом резко возросла потребность в еще более высокоинформативных радиоприемных линиях. Так, в середине 2000-х гг. по настоятельным просьбам специалистов из КНР были организованы достаточно плотные контакты по построению спутниковой радиоприемной линии 800 Мбит/с. В результате взаимных поездок делегаций специалистов в КНР и РФ было согласовано ТЗ и подписан контракт, однако дальше этого дело не пошло.

Тем не менее к настоящему времени нашим предприятием была создана и реализована (прошла натурные испытания) радиоприемная линия с видами модуляции QPSK, 8PSK и 16APSK на одной несущей со скоростью передачи несколько более 1 Гбит/с в режиме 16APSK. При этом использовался турбокод с кодовой скоростью $R = 0,8$ [4]. Зарубежные аналоги получили подобные результаты только с использованием поляризационной раз-

вязки (WorldView-3 [5]). Структура сигнала в нашей радиолинии оптимизирована с точки зрения использования частотно-энергетических ресурсов и полностью удовлетворяет требованиям международного стандарта CCSDS [6].

В настоящее время предприятие имеет реальный задел средств для построения радиолинии с информативностью 1500 Мбит/с с видом модуляции 32APSK и кодированием LDPC $R = 7/8$, а также реальные планы по удвоению этих результатов с помощью поляризационного уплотнения.

Заключение

В статье подведен исторический итог развития космических радиолиний дальнего космоса и ДЗЗ, спроектированных и эксплуатировавшихся в АО «Российские космические системы» за период от начала 60-х гг. прошлого века по настоящее время.

Основным результатом развития за этот период можно считать увеличение производительности радиолиний предприятия АО «Российские космические системы» **на девять порядков**.

Созданная предприятием сверхскоростная радиолиния к настоящему времени по своим параметрам соответствует самым высоким требованиям международных стандартов.

Обозначен вектор развития и имеющийся задел для последующего продвижения разработок в этой области.

Список литературы

1. Курбатов А. В. Мы родились в нужное время. М.: Капитал и культура, 2017. С. 286–288.
2. Березкин В. В. «Однобитовая» эпопея в дальнем космосе // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт, 2013, №2. С. 11–13. <http://media-publisher.ru/content-2-2013/> (Дата обращения 06.06.2019).
3. Березкин В. В. Однобитовая эпопея в дальнем космосе // Газета ОАО «Российские космические системы» «Навигатор», 2014, №5(5).
4. Ершов А. Н., Березкин В. В., Петров С. В., Петров А. В., Почивалин Д. А., Ковалев С. В., Смирнов Д. А. Экспериментальная отработка комплексов высокоскоростной передачи информации для КА ДЗЗ // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 4. С. 56–64.
5. www.ecoruspace.me/?name=WorldView-3 (Дата обращения 07.06.2019).
6. TM Synchronization and Channel Coding, Recommended Standard CCSDS 131.0-B-2, Issue 2, Blue Book, Consultative Committee for Space Data Systems, August 2011. <https://public.ccsds.org/Pubs/131x0b2ec1s.pdf> (Дата обращения 06.06.2019).

Scientific and technical journal

ROCKET-SPACE DEVICE ENGINEERING AND INFORMATION SYSTEMS

Vol. 6. No. 2. 2019

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

Nesterov E.A., 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

Blinov A.V., Cand. Sci. (Eng.), Corresponding Member of Russian Engineering Academy, Joint-Stock Company "Research Institute of physical measurements", Penza, 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

Kuleshov 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

Chebotaev 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/issn2409-0239.2019.6.2

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, Joint Stock Company "Russian Space Systems", 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

Befanov 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

Danilin 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.), 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

Pulnits 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 "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Strelnikov S.V., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company "Scientific Production Association Orion", Krasnoznamenok, 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, 11250 Russia
Tel. +7 (495) 673-96-29
www.russianspacesystems.ru, www.spacedevice.ru
e-mail: journal@spacecorp.ru

© Joint Stock Company "Russian Space Systems"
© FIZMATLIT



Moscow
FIZMATLIT®
2019

ISSN 2409-0239



9 772409 023775

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2

