



РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Научно-технический журнал

**РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

Том 4. Выпуск 1. 2017



Научно-технический журнал

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том 4. Выпуск 1. 2017

ROCKET-SPACE DEVICE ENGINEERING AND INFORMATION SYSTEMS

Учредитель:

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

Редакционный совет

Председатель: генеральный директор
АО «Российские космические системы»

Тюлин А.Е., к.т.н.

Заместители председателя:

Ежов С.А., д.т.н., проф.

Романов А.А., д.т.н., проф.

Нестеров Е.А.

Члены редакционного совета:

Артемьев В.Ю.

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

Блинов А.В., к.т.н.

Бугаев А.С., академик РАН, д.ф.-м.н., проф.

Жантаев Ж.Ш., академик КазАЕН, д.ф.-м.н.

Жмур В.В., д.ф.-м.н., проф.

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

Кулешов А.П., академик РАН, д.т.н., проф.

Носенко Ю.И., д.т.н., проф.

Петрукович А.А., член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф.

Перминов А.Н., д.т.н., проф.

Райнер Сандау, д.т.н., адъюнкт-проф.

Ступак Г.Г., д.т.н., проф.

Чеботарев А.С., д.т.н., проф.

Чернявский Г.М., член-корр. РАН, д.т.н., проф.

Четыркин А.Н.

Журнал выходит 4 раза в год.

Является рецензируемым изданием.

Журнал включен в РИНЦ.

ISSN 2409-0239

DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1

Подписной индекс 94086

в Объединенном каталоге «Пресса России».

Редакционная коллегия

Главный редактор: заместитель генерального
директора по науке АО «Российские космические
системы» Романов А.А., д.т.н., проф.

Заместитель главного редактора:

ученый секретарь АО «Российские космические
системы» Федотов С.А., к.т.н., с.н.с.

Члены редакционной коллегии:

Алексеев О.А., д.т.н., проф.

Алыбин В.Г., д.т.н., с.н.с.

Ахмедов Д.Ш., д.т.н., член-корр. НИА РК

Бетанов В.В., д.т.н., проф.

Васильков А.П., д.ф.-м.н.

Ватутин В.М., д.т.н., проф.

Данилин Н.С., д.т.н., проф.

Жодзишский А.И., д.т.н.

Жуков А.А., д.т.н.

Мороз А.П., д.т.н.

Поваляев А.А., д.т.н.

Победоносцев В.А., д.т.н.

Римская О.Н., к.э.н., доцент

Романов А.А., д.т.н.

Свиридов К.Н., д.т.н., проф.

Селиванов А.С., д.т.н., проф.

Стрельников С.В., д.т.н.

Сычев А.П., к.т.н.

Токарев А.С. (техн. секретарь)

Тузиков А.В., д.ф.-м.н., проф., член-корр. НАН РБ

Язерян Г.Г., к.т.н. (отв. секретарь)

© АО «Российские космические системы»

© ФИЗМАТЛИТ



Москва
ФИЗМАТЛИТ®
2017

Содержание

Том 4, Вып. 1, 2017

Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация

- Сигма-точечный алгоритм фильтра Калмана в задаче автономной навигации космического аппарата
Филимонов В. А., Тисленко В. И., Лебедев В. Ю., Кравец А. П. 3
- Выбор протоколов передачи ассистирующей информации по каналам сотовой связи для системы А-ГЛОНАСС
Трусов С. В., Барaboшкин О. И., Бобровский С. А. 8
-

Аэрокосмические методы зондирования Земли

- Алгоритмы апостериорной фильтрации короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно инвариантного к атмосферным искажениям
Свиридов К. Н. 15
-

Радиотехника и космическая связь

- Методы проектирования и аппаратной реализации цифровых фильтров для высокоскоростной радиолинии в системах ДЗЗ
Ершов А. Н., Березкин В. В., Петров С. В., Петров А. В., Почивалин Д. А. 25
- Анализ параметров функции отклика при оптимальной весовой обработке ЛЧМ импульсного сигнала
Медведев С. Б., Шапошников В. И., Чекмазова О. А. 32
- Построение облучателей многодиапазонных зеркальных антенн систем спутниковой связи
Габриэлян Д. Д., Демченко В. И., Коровкин А. Е., Раздоркин Д. Я., Гвоздяков Ю. А., Полтавец Ю. И. 40
- Перспективы применения терагерцевых частот в космических системах
Ермолаев Д. М., Таланов А. А., Романюк В. А. 46
-

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

- Построение прототипа экспертно-диагностической системы анализа траекторной измерительной информации КА
Ларин В. К. 53
- Улучшение достоверности наиболее полным использованием возможностей разнесенного приема данных
Воронцов В. Л. 61
-

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

- Аддитивные эффекты в СБИС космического применения при воздействии серии импульсов напряжения и закон Аррениуса
Скоробогатов П. К., Епифанцев К. А., Дятлов Н. С. 71
- Разработка канала измерения угловой скорости на основе цифрового волоконно-оптического гироскопа
Пестунов А. Н., Ковалева Е. В. 78
- Многоугловой видеополяриметр оптического диапазона среднего пространственного разрешения
Селиванов В. А., Гектин Ю. М., Рябков С. А. 84
-

Исторические очерки

- Начало истории отечественной ракетно-космической отрасли
Батурин Ю. М. 89

Contents

Vol. 4, Iss. 1, 2017

Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation

- Sigma Point Algorithm of the Kalman Filter in Spacecraft Autonomous Navigation
Filimonov V.A., Tislenko V.I., Lebedev V.Yu., Kravets A.P. 3
- Selection of the Assistance Data Transfer Protocols through Cellular Channels for the A-GLONASS System
Trusov S.V., Baraboshkin O.I., Bobrovskiy S.A. 8
-

Aerospace Methods for Earth Remote Sensing

- A Posteriori Filtering Algorithms for Short-Exposure ERS Images, Spatially Invariant to Atmospheric Distortions
Sviridov K.N. 15
-

Radio Engineering and Space Communication

- Methods of Design and Hardware Implementation of Digital Filters for High-Speed Radio Link in Earth Remote Sensing Systems
Ershov A.N., Berezkin V.V., Petrov S.V., Petrov A.V., Pochivalin D.A. 25
- Analysis of the Response Function Parameters at Optimum Weight Processing for Signals with Linear Frequency Modulation
Medvedev S.B., Shaposhnikov V.I., Chekmazova O.A. 32
- Building of Exciters of Multiband Mirror Antennas for Satellite Communication Systems
Gabriel'yan D.D., Demchenko V.I., Korovkin A.E., Razdorkin D.Ya., Gvozdyakov Yu.A., Poltavets Yu.I. 40
- Prospects of Terahertz Frequencies Application in Space Systems
Ermolaev D.M., Talanov A.A., Romanyuk V.A. 46
-

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

- Building of a Prototype of Expert-Diagnostic System for the Analysis of Spacecraft Flight Path Measurement Information
Larin V.K. 53
- Reliability Improvement through Making the Most Use of Data Diverse Reception Capabilities
Vorontsov V.L. 61
-

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

- Additive Effects in VLSI Circuits for Space Application under the Influence of Voltage Pulse Train and the Arrhenius Law
Skorobogatov P.K., Epifantsev K.A., Diatlov N.S. 71
- Development of Angular Velocity Measurement Channel Based on Digital Fiber-Optic Gyroscope
Pestunov A.N., Kovaleva E.V. 78
- Multiangle Video Polarimeter for Optical Range of Medium Spatial Resolution
Selivanov V.A., Gekhtin Yu.M., Ryabkov S.A. 84
-

Historical Review

- The Birth of Russian Rocket and Space Industry
Baturin Yu.M. 89

Сигма-точечный алгоритм фильтра Калмана в задаче автономной навигации космического аппарата

В. А. Филимонов¹, В. И. Тисленко², В. Ю. Лебедев³, А. П. Кравец⁴

^{1,4}аспирант, ²д. т. н., проф., ³к. т. н.

Томский университет систем управления и радиоэлектроники

e-mail: Svv281088@gmail.com, wolar1491@yandex.ru

Аннотация. В работе выполнен анализ среднеквадратичной погрешности (СКП) оценок вектора состояния, который содержит текущие координаты, скорость космического аппарата (КА), а также смещения шкалы времени и частоты бортового опорного генератора (ОГ). Оценки формируются в навигационном вычислителе, на вход которого поступают наблюдения в виде псевдодальностей и псевдоскоростей по нескольким навигационным аппаратам ГНСС. Математическая модель состояния учитывает наличие случайных возмущений по компонентам ускорения КА, обусловленных наличием вариаций орбиты КА, каналы наблюдений содержат случайные ошибки в виде белого гауссовского шума. Модель вариаций частоты ОГ соответствует свойствам рубидиевого стандарта. Показано, что в условиях движения КА на высокоэллиптической орбите при больших величинах геометрического фактора GDOP и слабых сигналах алгоритм сигма-точечного фильтра Калмана обеспечивает СКП местоположения менее 1 м, модуля скорости менее 0,01 м/с, смещения шкалы времени 1,9 нс и относительной нестабильности частоты $3 \cdot 10^{-13}$. Алгоритм сохраняет работоспособность при нарушении полноты созвездия НКА до нескольких минут.

Ключевые слова: автономная система навигации, космический аппарат, оценка координат, смещение бортовой шкалы времени, нестабильность частоты, сигма-точечный фильтр Калмана

Sigma Point Algorithm of the Kalman Filter in Spacecraft Autonomous Navigation

V. A. Filimonov¹, V. I. Tislenko², V. Yu. Lebedev³, A. P. Kravets⁴

^{1,4}post-graduate student, ²doctor of engineering science, professor, ³candidate of engineering science

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics

e-mail: Svv281088@gmail.com, wolar1491@yandex.ru

Abstract. This paper describes the analysis of a RMS error of the state vector estimations, which contain the current coordinates and velocity of a spacecraft (SC). Moreover, it includes shift of the time scale and frequency of the onboard reference generator (RG). The estimates are transferred to the output of the navigation computer, where they are formed. The processing algorithm uses observation data in the form of pseudoranges and pseudovelocities according to several GNSS SC. The mathematical state model takes into account the presence of random fluctuations based on the SC acceleration components caused by SC orbit variations. Observation channels contain random errors in the form of white Gaussian noise. The variation model of RG frequency corresponds to the model of the rubidium frequency standard. The article shows that the sigma point Kalman filter provides a positioning RMS error of less than 1 m, a velocity model error of less than 0.01 m/s, a time scale shift of less than 1.9 ns, and a frequency instability of less than $3 \cdot 10^{-13}$, in conditions when SC moves in a highly elliptical orbit (HEO) at high values of GDOP and weak signals. The algorithm does not lose its efficiency even at incomplete constellations of GNSS SC up to several minutes.

Keywords: autonomous navigation system, spacecraft, coordinates estimation, onboard time scale bias, frequency instability, sigma point Kalman filter

Введение

Проблемы разработки и научно-технические принципы проектирования систем автономной навигации (САН) систематически изложены в [1–3]. В работе предполагается, что структура САН соответствует схеме с двухэтапной процедурой решения навигационной задачи [3]. На первом этапе формируется вектор наблюдений $\mathbf{z}(t_k)$, состоящий из измерений псевдодальностей и псевдоскоростей, содержащих возмущения. Вектор $\mathbf{z}(t_k)$ связан нелинейным безынерционным преобразованием с информативным процессом $\mathbf{x}(t)$ соотношением вида: $\mathbf{z}(t_k) = \mathbf{h}[\mathbf{x}(t_k), \mathbf{n}_z(t_k)]$, где $\mathbf{n}_z(t_k)$ — вектор гауссовских шумов, которые попадают в полосу каналов слежения и обусловлены наличием собственного шума на входе приемника.

На втором этапе обработки выполняется фильтрация наблюдений $\mathbf{z}(t_k)$ с целью получения оценки $\hat{\mathbf{x}}(t)$ информативного процесса $\mathbf{x}(t)$, состоящего из шести компонент, определяющих текущие декартовы координаты $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ КА, составляющие его скорости $Vx(t)$, $Vy(t)$, $Vz(t)$, и дополнительно двух компонент $\delta_{ор}^T(t) = [\delta(t) \ \dot{\delta}(t)]$, определяющих динамику вариаций шкалы времени $\delta(t)$ бортового опорного генератора (ОГ).

Известно [4–6], что оптимальную (по квадратичному критерию качества) текущую оценку $\hat{\mathbf{x}}(t_k)$ при заданной последовательности наблюдений $\mathbf{Z}_0^k = \{\mathbf{z}_0, \mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_k\}$ определяет оператор условного математического ожидания $\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{M}[\mathbf{x}_k/\mathbf{Z}_0^k]$ по апостериорной плотности вероятностей (АПВ) $W[\mathbf{x}_k/\mathbf{Z}_0^k]$. Свойство марковости процесса $\mathbf{x}(t)$ и задание моделей в виде системы дифференциальных уравнений (СДУ) первого порядка позволяют получить рекурсивную процедуру вычисления АПВ [4–6]. Численный алгоритм фильтра частиц (particle filter) реализует вычисление оптимальных текущих оценок состояния [4].

Практическое применение находят квазиоптимальные алгоритмы, основанные на гауссовской аппроксимации АПВ, что эквивалентно замене исходной нелинейной задачи ее линейным аналогом [4–6]. Далее, как правило, применяют известный алгоритм расширенного фильтра Калмана (extended Kalman filter — ЕКФ) [4, 6].

В данной работе используется сигма-точечный алгоритм фильтра Калмана (sigma-point Kalman

filter — SPKF), позволяющий более корректно, по сравнению с ЕКФ, выполнить сведение нелинейной задачи к линейному варианту [4, 8–10]. Применение алгоритма SPKF для решения задачи навигации показано в [12].

Постановка задачи и алгоритм фильтрации

Вектор-столбец состояния $\mathbf{x}(t)$ определим в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^T(t) &= \\ &= [x(t) \ y(t) \ z(t) \ Vx(t) \ Vy(t) \ Vz(t) \ \delta t(t) \ \dot{\delta} t(t)] = \\ &= [\mathbf{x}_{ка}(t) \ \delta_{ор}(t)]. \quad (1) \end{aligned}$$

Навигационный вычислитель выполняет функцию координатного и частотно-временного обеспечения САН.

Отметим, что в (1) из двух компонент $x_7(t) \triangleq \delta(t)$ и $x_8(t) \triangleq \dot{\delta}(t)$, последняя, связанная с частотой ОГ, является непосредственно управляемой. Математическая модель вектора $\mathbf{z}(t_k)$ определена заданием системы $2m$ ($i = 1, \dots, m$) уравнений для псевдодальностей и псевдоскоростей, которые имеют вид

$$\begin{aligned} z1_k^{(i)} &= R_k^{(i)} + n_{\Delta t k}^{(i)} = \\ &= \left[(x_k - X_k^{(i)})^2 + (y_k - Y_k^{(i)})^2 + (z_k - Z_k^{(i)})^2 \right]^{0,5} + \\ &\quad + c \cdot \delta t_k + c \cdot n_{\Delta t k}^{(i)}; \\ z2_k^{(i)} &= \dot{R}_k^{(i)} + n_{f k}^{(i)} = \\ &= (Vx_k - \dot{X}_k^{(i)}) \cdot e_x + (Vy_k - \dot{Y}_k^{(i)}) \cdot e_y + \\ &\quad + (Vz_k - \dot{Z}_k^{(i)}) \cdot e_z + c \cdot \dot{\delta} t_k + c \cdot n_{f k}^{(i)}, \quad (2) \end{aligned}$$

где $R_k^{(i)}$ — текущая истинная дальность; $X_k^{(i)}$, $Y_k^{(i)}$, $Z_k^{(i)}$ и $\dot{X}_k^{(i)}$, $\dot{Y}_k^{(i)}$, $\dot{Z}_k^{(i)}$ — соответственно компоненты векторов положения и скорости i -го НКА на момент времени t_k в инерциальной геоцентрической системе координат; $\mathbf{e}_k = [e_x \ e_y \ e_z] = \mathbf{r}(t)/r(t)$ — единичный вектор, определяющий направление визирования по линии НКА–КА. Аддитивные возмущения $\mathbf{n}_{zk}^{(i)} = [n_{\Delta t k}^{(i)} \ n_{f k}^{(i)}]^T$ в виде случайных стационарных гауссовских дискретных последователь-

ностей имеют нулевые средние значения, некоррелированы во времени и между собой в одном и в разных каналах.

Система уравнений для $\mathbf{x}(t)$ определена заданием шести нелинейных дифференциальных уравнений орбитального движения КА для $\mathbf{x}_{ка}(t)$, которые дополняются СДУ для компонент случайного вектора $\delta_{ор}(t)$. В уравнениях движения КА учитывалась только неравномерность гравитационного потенциала Земли. Уравнения орбитального движения КА соответствуют приведенным в [1, 3] и отличаются от них введением аддитивных некоррелированных между собой БГШ по всем компонентам ускорения, что позволяет учесть влияние возмущающих орбиту КА факторов.

Оценка $\hat{\mathbf{x}}(t_k)$ формируется в замкнутом контуре управления ОГ на шаге фильтрации состояния (1), на основе обработки наблюдений (2) с помощью квазиоптимального фильтра, реализующего алгоритм SPKF.

В дискретной форме с учетом управления ОГ по частоте разностные уравнения для переменных состояния ОГ принимают следующий вид [11]:

$$\begin{aligned} x_7(k) &= x_7(k-1) + x_8(k-1) \cdot T + n_7(k-1), \\ x_8(k) &= x_8(k-1) + \delta U(t_{k-1}) + n_8(k-1), \end{aligned} \quad (3)$$

где T — интервал временной дискретизации в числителе при формировании оценок состояния $\hat{\mathbf{x}}_k$; $\delta U(t_{k-1})$ — приращение функции управления на интервале T ; $n_7(k-1)$ и $n_8(k-1)$ — дискретные независимые во времени и коррелированные между собой гауссовские последовательности. Ковариационная матрица вектора $\mathbf{n}_{ор}^T(k) = [n_7(k) \ n_8(k)]$ соответствует виду, приведенному в [13]. При этом величины спектральных плотностей возмущений в модели ОГ соответствуют значениям для рубидиевого стандарта частоты [11] и равны: $S_g \approx 7,9 \times 10^{-28} \text{ (с}^{-1}\text{)}$ $S_f \approx 10^{-20} \text{ (рад}^2\text{/Гц)}$. Случайные начальные условия $\mathbf{x}(0)$ имеют гауссовское распределение вероятностей с параметрами $\mathbf{M}[\mathbf{x}(0)] = \mathbf{m}_0$ и диагональной дисперсионной матрицей $\mathbf{V}_0 = \mathbf{M}\{[\mathbf{x}(0) - \mathbf{m}_0] \cdot [\mathbf{x}(0) - \mathbf{m}_0]^T\}$.

Поставленная задача относится к классу нелинейных задач динамической фильтрации и управления [6, 7] с аддитивными белыми гауссовскими шумами в модели непрерывных состояний и дис-

кретных наблюдений. Объектом управления является ОГ.

Известно [7], что оптимальный алгоритм обработки (в линейном приближении) предполагает формирование оптимальной линейной оценки состояния (при заданном управлении) с последующим вычислением оптимального управления $U_{опт}[\hat{x}_7(k), \hat{x}_8(k)]$ как функции оптимальных оценок состояния.

В данной работе управление не является оптимальным и формируется в ПИ-регуляторе, который содержит пропорциональную и интегральную компоненты. Этот вариант требует меньших вычислительных ресурсов. Значения $\delta U(k)$ управляющей последовательности в (3) формировались по следующему правилу:

$$\delta U(t_k) = \begin{cases} 0 & \text{для } \forall t_k \in ((k-1)T_0; kT_0), \\ K_7 \cdot (1/T_0) \sum_{t_k}^{t_k+T_0} \hat{x}_7(t_k) + K_8 \cdot (1/T_0) \times \\ \times \sum_{t_k}^{t_k+T_0} \hat{x}_8(t_k) & \text{для } t_k = kT_0, \end{cases} \quad (4)$$

где K_7, K_8 — весовые коэффициенты, определяющие вклад оценок $\hat{x}_7(k), \hat{x}_8(k)$ в управление; T_0 — время усреднения, в течение которого выполнялось сглаживание оценок.

Результаты моделирования

Вероятностные характеристики точности оценок $\hat{\mathbf{x}}(k)$ определены путем статистического усреднения по ансамблю из 200 независимых реализаций гауссовских шумов в модели состояний, наблюдений и случайным гауссовским начальным условиям $\mathbf{x}(0)$. Временной темп поступления данных в канале наблюдений 1 мс. КА располагался на высокоэллиптической орбите, геометрический фактор (GDOP) при приеме сигналов 4 НКА равен 40,7 и в течение часа изменялся незначительно.

Интенсивности дискретных шумов в наблюдениях $\sigma_{\Delta t}^2$ и σ_f^2 в пересчете на псевдодальность и псевдоскорость равны соответственно 0,32 м² и 0,009 м/с². Отметим, что указанные значения $\sigma_{\Delta t}^2$ и σ_f^2 достигаются в режиме слежения

за задержкой и фазой навигационного сигнала при отношении мощности навигационного сигнала к спектральной плотности белого шума $(C/N_0) = 35$ дБ-Гц в полосе 0,02 Гц. Интенсивности шумов в модели состояния по компонентам ускорения одинаковы и равны $\sqrt{D_g} = 10^{-5}$ м/с².

Параметры, определяющие приращение $\delta U(k)$ управляющей последовательности: $T_u = 1$ с; $q = 10^3$; $T_0 = 25$ с; $K_7 = 0,01$; $K_8 = 1$. Таким образом, временной темп обновления управления составлял 25 с.

Диагональные элементы $(\sqrt{V_0})_{ii}$, определяющие СКО начальных оценок $\hat{x}(0)$, равны: по координатам 10^5 м, по компонентам скорости 10^3 м/с, по смещению шкалы времени 10^{-4} с и по относительной частоте 10^{-7} . Начальные оценки: $\hat{x}_1(0) = 35\,061$ км, $\hat{x}_2(0) = 28\,118$ км, $\hat{x}_3(0) = 9711,4$ км, $\hat{x}_4(0) = 1,3$ м/с, $\hat{x}_5(0) = 928,4$ м/с, $\hat{x}_6(0) = -1224,8$ м/с, $\hat{x}_7(0) = 10^{-6}$ с, $\hat{x}_8(0) = 10^{-7}$.

На рис. 1 и 2 на интервале наблюдения 1 ч показаны несколько реализаций модуля ошибок текущих оценок положения КА и его скорости при приеме сигналов 4 НКА.

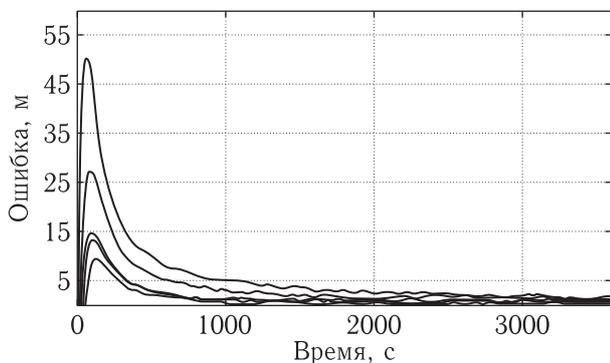


Рис. 1. Реализация модуля ошибок текущих оценок положения КА

При этом в конце интервала наблюдения среднеквадратические погрешности (СКП) по ансамблю реализаций равны: СКП положения КА — 0,55 м, СКП скорости — 0,002 м/с, СКП оценки смещения шкалы времени — 1,9 нс, СКП оценки смещения относительной частоты — $3 \cdot 10^{-13}$.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости СКП модуля соответственно положения и скорости КА на интервале наблюдения $7 \cdot 10^3$ с. Расчет выполнен для случая пропадания сигналов одного

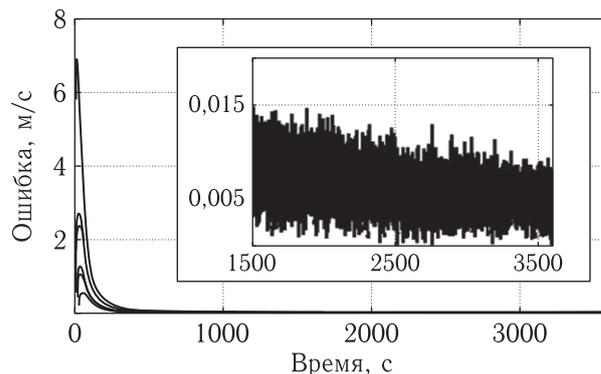


Рис. 2. Реализация модуля ошибок текущих оценок скорости КА

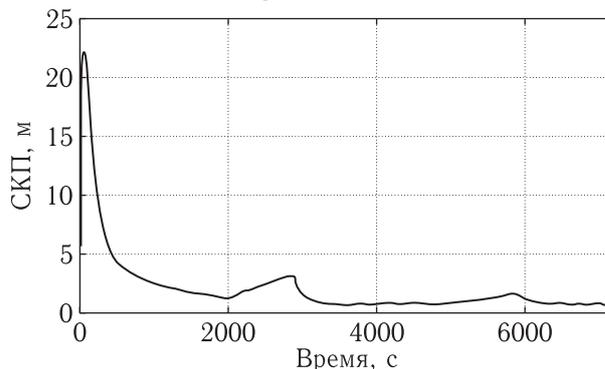


Рис. 3. Зависимость СКП модуля положения КА

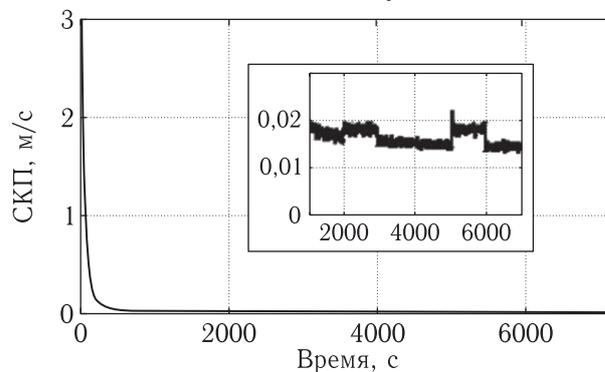


Рис. 4. Зависимость СКП модуля скорости КА

НКА на интервале времени от 2000 с до 2900 с и от 5000 с до 5900 с. На рис. 5 и 6 показаны одиночные реализации оценок $[c \cdot \hat{x}_7(k)]$ и $[c \cdot \hat{x}_8(k)]$ в замкнутом контуре управления.

Заключение

Полученные в работе результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. Применение сигма-точечного алгоритма фильтра Калмана в задаче координатного и час-

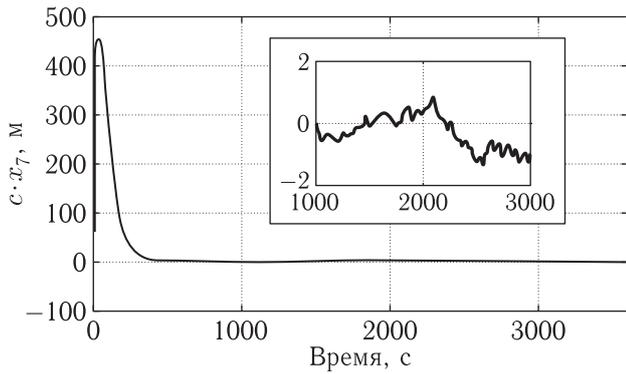


Рис. 5. Оценка $[c \cdot \hat{x}_7(k)]$ в замкнутом контуре управления

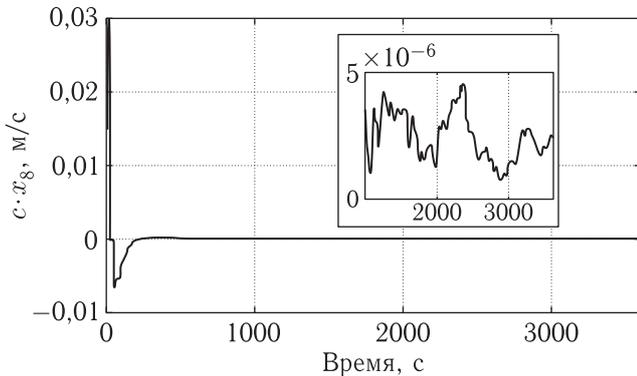


Рис. 6. Оценка $[c \cdot \hat{x}_8(k)]$ в замкнутом контуре управления

точно-временного обеспечения САН при движении КА на ВЭО с величиной GDOP 40,7 и $(C/N_0) = 35$ дБ-Гц в полосе 0,02 Гц приводит к величинам СКП оценок, равным: 0,55 м и 0,002 м/с, соответственно, по положению и скорости КА; 1,9 нс и $3 \cdot 10^{-13}$, соответственно, по смещению шкалы времени и относительной частоте бортового ОГ.

2. Изменение количества НКА с 4 до 3 на интервале до 15 мин в условиях рассмотренной задачи приводит к расходимости оценок положения с увеличением СКП положения КА до 1,5–2 раз с последующим восстановлением устойчивой работы алгоритма при появлении дополнительного НКА.

Работа выполнена в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение № 14.574.21.0101 (уникальный идентификатор RFMEFI57414X0101).

Список литературы

1. Михайлов Н.В. Автономная навигация космических аппаратов при помощи спутниковых радионавигационных систем. СПб.: Политехника, 2014. 362 с.
2. Moreau M.C. GPS receiver architecture for autonomous navigation in high Earth orbits. 2001. P. 207.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И.Перова, В.Н.Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
4. Simandl M. Lecture notes on state estimation of nonlinear non-Gaussian stochastic systems // Department of Cybernetics, Faculty of Applied Sciences, University of West Bohemia, Pilsen. 2006. 154 p.
5. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
6. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Пер. с англ. под ред. Б.Р.Левина. М.: Связь, 1976. 496 с.
7. Медич Дж. Статистически оптимальные линейные оценки и управление / Пер. с англ. под ред. А.С.Шаталова. М.: Энергия, 1973. 440 с.
8. Julier S.J., Uhlmann J.K. A New Approach for Filtering Nonlinear Systems // In Proc. of AeroSense: The 11th Intern. Symp. on Aerospace Defence Sensing, Simulation and Controls, Orlando FL, USA 1997.
9. Julier S.J. The Scaled Unscented Transformation // Proceedings of the American Control Conference, American Automatic Control Council, Evanston, IL. 2002. May. P. 1108–1114.
10. Van Der Merwe R., Wan E. Sigma-Point Kalman Filters for Probabilistic Inference in Dynamic State-Space Models // In Proceedings of the Workshop on Advances in Machine Learning. 2003.
11. Graas F., Craig S., Pelgrum W., Ugazio S. Laboratory and Flight Test Analysis of Rubidium Frequency Reference Performance // Navigation, 2013. V. 60, №2. P. 123–131.
12. Filimonov V., Shavrin V., Tislenko V., Kravets A., Lebedev V., Shkolniy V. Coordinate and Time-Frequency Support of a Spacecraft Flight by Means of Autonomic Navigation Using Sigma-Point Kalman Filter Algorithm // Журнал Сибирского федерального университета. Серия Математика и Физика, 2015, т. 8, №4. С. 385–393.
13. Brown R.G. and Hwang P.Y.C. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering, 2nd Edition, Wiley, 1992. P. 502.

УДК 621.396.99 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.8

Выбор протоколов передачи ассистирующей информации по каналам сотовой связи для системы А-ГЛОНАСС

С. В. Трусов¹, О. И. Барaboшкин, С. А. Бобровский

¹кандидат технических наук,
АО «Российские космические системы»
e-mail: ipelka@mail.ru

Аннотация. Широкое внедрение технологий спутниковой навигации в повседневную жизнь приводит к тому, что большинство пользователей навигационных приемников находятся в условиях городской застройки или лесопарков, т. е. ухудшения навигационных сигналов. Для улучшения качества навигации в мире применяют технологию А-ГНСС. Технология предназначена для предоставления навигационному приемнику ассистирующей информации по сетям мобильной связи. Данное исследование проводится в рамках разработки варианта А-ГНСС, ориентированного в первую очередь на аппаратуру пользователей системы ГЛОНАСС. В статье представлены результаты поиска оптимального способа предоставления ассистирующей информации в пользовательские устройства с учетом различных возможностей уже имеющегося парка навигационной аппаратуры.

Проведен анализ состава необходимой ассистирующей информации. Рассмотрены возможности существующих протоколов, сформированы требования к протоколам передачи данных в перспективной системе. Было показано, что сегодня не существует универсального стандартизированного протокола передачи ассистирующей информации без привязки к стандартам сетей связи, кроме стандарта SUPL, который поддерживается большинством современных смартфонов. В то же время SUPL ресурсоемок в реализации и избыточен для предоставления ассистирующей информации, что делает его непопулярным у производителей бюджетных трекеров и навигаторов. Для этих устройств авторами был разработан нетребовательный к вычислительным и сетевым ресурсам протокол FNM. Пакет данных для быстрого старта навигационного приемника составляет в FNM 3 Кб. Протокол позволяет запрашивать и получать весь спектр ассистирующей информации, а также поддерживает функции мониторинга изменения топологии сотовых сетей и местоположения абонента.

В результате рассмотрения возможностей различных протоколов было решено в перспективной системе для передачи ассистирующей информации реализовать поддержку как стандарта SUPL в версии 2.0, так и протокола FNM.

Ключевые слова: ассистирующие системы, А-GPS, А-ГЛОНАСС, SUPL, FNM

Selection of the Assistance Data Transfer Protocols through Cellular Channels for the A-GLONASS System

S. V. Trusov¹, O. I. Baraboshkin, S. A. Bobrovskiy

¹candidate of engineering sciences,
Joint Stock Company "Russian Space Systems"
e-mail: ipelka@mail.ru

Abstract. The widespread adoption of satellite navigation technologies in everyday life leads to the fact that most users of navigation receivers are located in urban areas or parks, i. e. the areas in which the deterioration of navigation signals occurs. The A-GNSS is employed worldwide to improve the quality of navigation. The technology is designed to provide assisted information to the navigation receiver using a mobile networks. The study is conducted as a part of development of the A-GNSS version, oriented primarily to the GLONASS system user equipment. The results of the searching for the optimal method to provide the assistance information to the user device are reported in the article. The method takes into account various possibilities of the existing navigation equipment.

The analysis of the composition of the necessary assisting information is carried out. The possibilities of the existing protocols are examined; the requirements for data transmission protocols in the future system are drawn up. It has been shown that today there is no universal standardized protocol for the assistance information transfer without the reference to networks standards, except the SUPL standard, which is supported by most modern smartphones. However, the SUPL standard is resource-intensive and redundant for the assistance information transfer, which makes it unpopular with the producers of the budget trackers and navigators. For these devices, the authors have developed the FNM protocol, undemanding to the computing and network resources. The data package for a quick start of a navigation receiver is 3 Kb with FNM. The protocol allows the user to request and receive the entire range of the assistance information and supports the monitoring of the changes in cellular network topologies and subscriber location.

As a result of consideration of the potential protocols, it has been decided to implement the support for both SUPL 2.0 standard and the FNM protocol in the future system for the transmission of the assistance information.

Keywords: assisting systems, A-GPS, A-GLONASS, SUPL, FNM

Введение

Спутниковые навигационные системы ГЛОНАСС и GPS позволяют любому пользователю, оснащенной абонентской навигационной аппаратурой, независимо от района нахождения, непрерывно в любой момент времени с высокой точностью определять свои координаты. Однако в городах, на сильно пересеченной и лесистой местности заявленные характеристики по точности и надежности местоопределений не всегда достижимы. Это обусловлено тем, что изначально использование глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) планировалось для навигационного обеспечения потребителей только на открытых и свободных от затенений пространствах на Земле, в воздушном и космическом пространствах, и использование их информации в условиях больших затенений не предусматривалось.

Повсеместное внедрение технологий спутниковой навигации в повседневную жизнь привело к увеличению количества пользователей ГНСС, большую часть времени находящихся в условиях городской застройки (например, транспортные средства, пешеходы, работники офисов и предприятий, сотрудники полиции, МЧС и др.). При этом, несмотря на то, что орбитальные группировки основных ГНСС ГЛОНАСС и GPS содержат более 50 рабочих космических аппаратов, двухсистемный приемник на улицах городов часто может принимать сигналы только от 3–5 спутников и даже менее, а геометрия наблюдения навигационных спутников далека от оптимальной.

Еще одним фактором, затрудняющим использование ГНСС-приемников в широком спектре задач, является режим включения приемника после перерыва в работе более 2 ч, известный как «холодный старт», при котором задержка в определении координат составляет не менее 30 с даже при наличии достаточного количества спутников в зоне видимости. Эта задержка связана с необходимостью выделения из спутникового сигнала необходимой навигационной информации и определяется форматом кадра и скоростью передачи данных.

Для решения указанных задач в мире уже более 10 лет используется технология передачи

ассистирующей информации в приемник преимущественно по каналам сотовой связи [1]. Поскольку изначально технология развивалась для поддержки приемников системы GPS, она называлась «Assisted GPS». С развитием мультисистемных приемников технология приобрела более общее название А-ГНСС.

Технология А-ГНСС реализована у ряда зарубежных компаний, таких как Broadcom, Qualcomm, Nokia, Google и некоторых других.

В России в настоящее время прорабатывается облик собственного варианта технологии для обеспечения поддержки пользователей приемников ГЛОНАСС и мультисистемных приемников ассистирующей информацией, формируемой на основе данных от российских средств наблюдения (А-ГЛОНАСС). Цель данного исследования состоит в определении оптимального протокола передачи ассистирующей информации от сервера, где она подготавливается, до навигационной аппаратуры потребителя (НАП), оснащенной модемом сотовой связи.

Состав ассистирующей информации

Для улучшения характеристик существующих ГНСС создаются функциональные дополнения под решение конкретных задач. Так, для обеспечения дециметровой точности владельцев одночастотной НАП созданы системы широкозонной дифференциальной коррекции (WAAS, СДКМ, EGNOS и др.). Данные передаются как через спутник, так и по сети Интернет (протокол SISNet). Для обеспечения сантиметровой точности в реальном времени создают RTK-системы, транслирующие текущие поправки к фазе несущей и псевдодальноностям и имеющие радиус действия порядка десятков километров. Данные предоставляются как по радиоканалу, так и по сети Интернет (протокол NTRIP). Основным улучшаемым параметром в ассистирующих системах является время до первого местоопределения (англ. TTFF). Ряд параметров влияет на чувствительность и помехозащищенность приемника. Ассистирующая навигационная информация, передаваемая в НАП, представлена в табл. 1.

Таблица 1. Состав и назначение ассистирующей навигационной информации

Тип данных	Область применения	Цель	Улучшаемый параметр
Эфемериды	А-ГНСС	Моментальное позиционирование	TTFF
Время	А-ГНСС	-«»-	TTFF
Доплеровский сдвиг	А-ГНСС	-«»-	Чувствительность
Первая производная доплеровского сдвига	А-ГНСС	-«»-	Чувствительность TTFF
Список видимых спутников	А-ГНСС	-«»-	TTFF
Возвышение и азимут спутника	А-ГНСС	-«»-	TTFF
Альманах	А-ГНСС	-«»-	TTFF
Приблизительное расположение НАП	А-ГНСС	-«»-	TTFF
Оценка кодовой задержки	А-ГНСС	-«»-	TTFF
«Расширенные» эфемериды	А-ГНСС (офлайн)	Позиционирование при отсутствии внешней ассист. информации	TTFF
Параметры ионосферной модели	А-ГНСС	Любое позиционирование	Точность
Временной сдвиг между UTC и GPS	А-ГНСС	Разное	TTFF
Временной сдвиг между различными ГНСС и GPS	А-ГНСС	Позиционирование в условиях ограниченной видимости спутников	Минимальное количество спутников
Сообщение целостности	Диф. коррекция	Надежность	Целостность
Дифференциальные поправки для часов, частоты и эфемерид спутника	Диф. коррекция	Дифференциальное позиционирование	Точность, дм/м
Дифференциальные поправки к псевдодальностям	Диф. коррекция	Дифференциальное позиционирование	Точность, дм/м
Дифференциальные поправки к кодовой задержке	Диф. коррекция	Дифференциальное и RTK-позиционирование	Точность, см
Дифференциальные поправки к фазе несущей	Диф. коррекция	RTK-позиционирование	Точность, см
Измерения кодовой задержки	Диф. коррекция	Дифференциальное и RTK-позиционирование	Точность, см
Измерения фазы несущей	Диф. коррекция	RTK-позиционирование	Точность, см

Основные протоколы существующей аппаратуры

Для передачи ассистирующей информации по сетям сотовой связи в настоящее время используются стандарты, определяемые тремя основными

консорциумами производителей мобильной аппаратуры 3GPP, 3GPP2 и OMA. При этом первые две организации разрабатывают стандарты передачи ассистирующей информации в плоскости управления мобильных сетей (GSM, UMTS, LTE, CDMA и CDMA2000), а третья занимается

разработкой стандарта SUPL, который обеспечивает доставку ассистирующей информации в плоскости пользователя, т.е. по IP-каналам, без привязки к стандарту сотовой связи. Параллельно с процессом стандартизации передаваемых данных некоторые крупные фирмы-производители приемников ГНСС разработали собственные технологии подготовки и передачи ассистирующей информации.

Рассмотрим реализацию ассистирующих технологий у основных производителей ГНСС приемников широкого применения.

GpsOne — собственная технология компании Qualcomm, которая заключается в получении по протоколу HTTP файла с расширенными эфемеридами [2].

Технология LTO (Long Term Orbit) является собственной разработкой компании Broadcom и аналогична технологии gpsOne. Используется на всех аппаратах iPhone версий 3, 3GS и 4.

EPO (Extended Prediction Orbit) — одна из фирменных технологий A-GPS компании MediaTek на основе собственных серверов, поддерживающая предсказание орбит спутников на срок до 30 дней [2].

Компания U-blox предоставляет пользователям своих продуктов ассистирующую информацию с использованием собственной технологии AssistNow [3], использующей передачу вспомогательной информации по проприетарному протоколу с использованием протокола HTTP.

Поддержка стандарта SUPL встречается как в чипах компании Broadcom, так и в чипах SiRF, Marvell, Enfora и некоторых других (табл. 2), и их количество растет. Причиной этого является внедрение протокола SUPL в мобильные операционные системы, под управлением которых работают многие современные смартфоны и навигаторы. Поддержка SUPL обеспечивается в операционных системах Android и Windows Phone.

В табл. 3 приведены основные российские разработчики спутниковой навигационной аппаратуры и показаны возможности этой аппаратуры в части использования ассистирующей информации.

Как видно из приведенной таблицы, только три российских производителя НАП ГНСС на сегодняшний день поддерживают возможность

Таблица 2. Форматы поддержки ассистирующей информации у зарубежных производителей

Производитель приемников ГНСС	Протоколы А-ГНСС
Qualcomm	SUPL, gpsOne
Broadcom	SUPL, LTO
SiRF	SUPL
U-blox	AssistNow
MediaTek	SUPL, EPO
Enfora	SUPL, LTO

использования ассистирующей информации. При этом у каждого из производителей собственный протокол передачи ассистирующей информации в приемник.

Выбор протоколов для системы А-ГЛОНАСС

Обзор реализации ассистирующих технологий, которые присутствуют в настоящий момент на рынке ГНСС-устройств с сетевой поддержкой, показывает, что многие производители ГНСС-чипов используют собственные протоколы передачи и собственные технологии формирования данных поддержки, а в ряде случаев (Broadcom) и собственные сети сбора данных. В то же время существует ряд устройств, поддерживающих стандартизированный протокол SUPL.

При реализации технологии А-ГЛОНАСС использовать проприетарные технологии нецелесообразно, поэтому остаются два пути для выбора способа предоставления информации: использование существующих стандартов либо разработка собственного протокола.

Из стандартизованных протоколов в настоящее время производителями приемников используется только протокол SUPL. Применение стандартизованного протокола, поддержка которого уже заложена в ряде приемников, обеспечит доступность перспективной технологии А-ГЛОНАСС как минимум на всех этих приемниках.

Дополнительное преимущество использования протокола SUPL — его поддержка в таких встра-

Таблица 3. Наличие приемников с режимом информационной поддержки у российских производителей

Производитель	Режим инф. поддержки в НАП	Формат передачи АИ в приемник
АО «МКБ «Компас»»	–	
АО «РИРВ»	–	
АО «КБ НАВИС»	+	Собственный бинарный (BINR)
АО «Ижевский радиозавод»	–	
ООО «ОКБ Вектор»	–	
ГК «НТЛаб»	–	
ООО ДЦ «Геостар Навигация»	+	Собственный бинарный
ООО «НАВИА»	+	ST-AGPS, EPO
АО «НИИ КП»	–	

иваемых операционных системах для мобильных устройств, как Android и Windows Phone. В настоящее время в этих устройствах предлагается использование одной из SUPL-платформ. Одна из них — решение от компании Google (supl.google.com), а второе от компании Nokia (supl.nokia.com). При использовании в качестве протокола обмена между НАП и сервером поддержки протокола SUPL в реализации технологии А-ГЛОНАСС в профили (настройки) операционных систем достаточно будет внести еще одну конфигурационную настройку (например, supl.glonass.ru) и устройства под управлением ОС «Android» смогут использовать информацию поддержки, предоставляемую сервером А-ГЛОНАСС. При этом информация о местонахождении российских абонентов сотовых сетей, использующих стандарт SUPL (большинство смартфонов), не будет передаваться дальше российского SUPL-сервера.

Как следует из представленного в табл. 3 сравнения поддержки различными протоколами возможности передачи ассистирующей информации, наиболее полно требуемая информация представлена в протоколе SUPL с контейнером RRLP. Иницирование SUPL-сессии сопровождается передачей идентификатора обслуживающей базовой станции сотовой сети, что позволяет вычислить приблизительное местоположение приемника и предоставить ему только актуальную информацию.

Из недостатков протокола SUPL можно назвать его избыточность по отношению к решению

задачи предоставления ассистирующей информации. Помимо этого, стандарт SUPL дает возможность оператору сервера ассистирующей информации (в настоящее время такими операторами являются только иностранные компании) отслеживать местоположение смартфона. Также в стандарте SUPL 2.0 отсутствует поддержка передачи информации СДКМ.

В рамках рассмотрения целесообразности разработки нового протокола для предоставления ассистирующей информации было проведено детальное исследование характеристик протоколов стандарта SUPL и возможностей современных НАП с акцентом на отечественных разработчиков. В результате было выявлено, что у большинства отечественных НАП в приемном модуле отсутствует возможность использования ассистирующей информации, а у тех производителей, приемные модули которых поддерживают возможность использования ассистирующей информации (АО «КБ НАВИС», ООО «НАВИА», ДЦ «Геостар Навигация»), возможностей процессора недостаточно для реализации протокола SUPL. Сегодняшние технические средства, способные поддерживать SUPL, — это смартфоны и планшетные компьютеры, в которых уже используется подключение к SUPL-серверам Google и Nokia, т. е. они уже обеспечены сервисом навигационной поддержки. Остальные НАП, используемые в различных системах мониторинга транспорта, сотрудников и т. п., не обладают достаточными вычислительными ресурсами для реализации SUPL.

Таблица 4. Поддержка различными протоколами возможности передачи ассистирующей информации

Тип данных	RRLP (SUPL)	u-Blox «Assist Now» (HTTP)	BINR (TCP/IP)	FNM(TCP/IP)
Эфемериды	+	+	+	+
Время	+	+	+	+
Доплеровский сдвиг	+	н/д	-	-
Первая производная доплеровского сдвига	+	н/д	-	-
Список видимых спутников	+	н/д	+	+
Возвышение и азимут спутника	+	н/д	-	-
Альманах	+	+	+	+
Приблизительное расположение НАП	+	+	+	+
Оценка кодовой задержки	+	н/д	-	-
«Расширенные» эфемериды	+	+	+	+
Параметры ионосферной модели	+	н/д	+	+
Временной сдвиг между UTC и GPS	+	н/д	+	+
Временной сдвиг между различными ГНСС и GPS	+	н/д	+	+
Сообщение целостности из навигационного кадра	+	н/д	+	+
Ионосферные поправки к псевдодальностям	-	-	-	+

Таким образом, в настоящее время реализовать передачу ассистирующей информации на сервере А-ГЛОНАСС с использованием только стандарта SUPL нецелесообразно и следует разработать нетребовательный к ресурсам НАП компактный протокол, который смогут реализовать все отечественные разработчики, а также другие заинтересованные производители. В результате был разработан соответствующий протокол (Fast Navigation Messages, FNM), позволяющий НАП получать широкий спектр вспомогательной информации, а также поддерживать в актуальном состоянии базу данных параметров базовых станций сотовых сетей, отправляя отчеты с регистрацией своего местоположения и параметрами активной базовой станции сотовой сети серверу А-ГЛОНАСС.

Передаваемые в протоколе FNM параметры ионосферной коррекции формируются для текущего местоположения пользователя и используемого им созвездия навигационных спутников, что

должно позволить уменьшить ошибку определения местоположения до 50% при минимальных объемах передаваемой информации. Существующая в протоколе FNM возможность периодического протоколирования местоположения устройства позволит пользователям использовать сервис А-ГЛОНАСС в качестве средства мониторинга положения своих ГНСС-приемников. Принципы применения долгосрочной эфемеридной информации, а также программные библиотеки для режима «assisted offline» будут открыты и опубликованы для использования сторонними разработчиками.

Таким образом, для разных классов НАП предлагается использовать два разных интерфейсных протокола: SUPL для смартфонов и планшетных компьютеров и FNM для всех остальных НАП. Стандартизованный в ходе работ и нетребовательный к ресурсам НАП протокол передачи ассистирующей информации FNM смогут реализовать все

отечественные разработчики, а также другие заинтересованные производители. Объем информации, требуемый для режима «холодного старта», составляет 3 Кб.

Заключение

С начала третьего тысячелетия идет активное внедрение спутниковой навигации в повседневную жизнь, создаются функциональные дополнения для ГНСС, позволяющие повысить точность и скорость местоопределений. В России за точность отвечают система СДКМ и создаваемая Национальная сеть высокоточного позиционирования (НСВП). Открытой системы предоставления ассистирующей информации для увеличения скорости местоопределений и улучшения качества приема в условиях городской застройки в стране пока нет.

В процессе определения облика перспективной системы важным является вопрос определения протокола обмена информацией между НАП и сервером предоставления данных.

В результате рассмотрения существующих мировых решений и стандартов решено использовать два разных интерфейсных протокола: SUPL для смартфонов и планшетных компьютеров и FNM для всех остальных НАП. Реализация этих протоколов на сервере А-ГЛОНАСС будет способствовать достижению следующих показателей.

- Для SUPL-устройств будет организовано перенаправление трафика с информацией о местоположении абонентов на российский SUPL-сервер.

- Устройства без поддержки SUPL смогут получать ассистирующую информацию по протоколу FNM.
- Протокол FNM будет стандартизован и все отечественные производители ГНСС-приемников смогут реализовать в своих устройствах поддержку ассистирующего режима.
- Уменьшение времени «холодного старта» ГНСС-приемников с поддержкой функции А-ГЛОНАСС с 30–20 до 2–20 с и увеличение их чувствительности.
- Увеличение точности определения местоположения до 1–3 м.

Список литературы

1. *Frank van Diggelen*. A-GPS: Assisted GPS, GNSS and SBAS. Artech House. ISBN-13: 978-1-59693-374-3. London. 2009.
2. *Vallina-Rodriguez N., Crowcroft J., Finamore A., Grunenberger Y., Papagiannaki K.* When Assistance Becomes Dependence: Characterizing the Costs and Inefficiencies of A-GPS // ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review 12/2013; 17:3-14. DOI: 10.1145/2557968.2557970
3. *Мишуков Р.* ГЛОНАСС/GPS-модули u-blox 8-й серии // Беспроводные технологии, 2014. № 1.
4. Описание протокола обмена BINR приемника NV08C ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/COMPASS/SBAS Версия 1.3 http://j3.nvs-gnss.ru/images/products/oem-modul/NV08C-CSM/NV08C_NMEA_Protocol_Specification_V1.4_RUS_09.05.2013.pdf
5. UserPlane Location Protocol Version 2.0.2 – 08 Jul 2014 <http://www.openmobilealliance.org>

УДК 621.396 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.15

Алгоритмы апостериорной фильтрации короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно-инвариантного к атмосферным искажениям

К. Н. Свиридов

д. т. н., профессор

АО «Российские космические системы»

e-mail: sviridovkn@yandex.ru

Аннотация. Оптические изображения дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) искажены приземным слоем турбулентной атмосферы. Для компенсации атмосферных искажений предлагаются алгоритмические технологии последетекторной пространственной фильтрации искаженного изображения. Решается задача апостериорного определения оптической передаточной функции (ОПФ) системы атмосфера–телескоп ДЗЗ по ее короткоэкспозиционному изображению. Рассмотрены существующие алгоритмы апостериорного определения оценок модуля и фазы мгновенной ОПФ системы атмосфера–телескоп и представлены новые. При этом для оценки модуля ОПФ предложено определять и использовать статистически подобный эталонный объект, а для оценки фазы ОПФ предложено использовать статистическое усреднение и рекурсивный алгоритм восстановления. По апостериорно полученным оценкам модуля и фазы формируется ОПФ системы атмосфера–телескоп, которая используется для формирования винеровского фильтра и пространственной фильтрации атмосферных искажений зарегистрированного изображения. Приведены результаты экспериментов, подтверждающих теорию.

Ключевые слова: турбулентная атмосфера, алгоритмические технологии, последетекторная обработка изображений, статистически подобный эталон, апостериорная оценка модуля и фазы ОПФ, винеровская фильтрация искажений изображения

A Posteriori Filtering Algorithms for Short-Exposure ERS Images, Spatially Invariant to Atmospheric Distortions

K. N. Sviridov

doctor of engineering science, professor

Joint Stock Company “Russian Space Systems”

e-mail: sviridovkn@yandex.ru

Abstract. Optical images of Earth remote sensing (ERS) are distorted by the surface layer of the turbulent atmosphere. To compensate for the atmospheric distortions it is suggested to utilize the algorithmic technologies of postdetector spatial filtering of the distorted image. The article proposes a solution to the problem of the a posteriori determination of the optical transfer function (OTF) from the remote sensing telescope-atmosphere system by its short-exposure image. The existing algorithms of a posteriori determination of the magnitude and phase estimates of the instantaneous OTF atmosphere-telescope are discussed and new ones are provided. Therewith, to assess the OTF module, it is proposed to define and use a statistically similar object as a reference, and for the evaluation of the phase of the OTF it is proposed to use the statistical averaging and the recursive reconstruction algorithm. According to the a posteriori obtained estimates of the magnitude and phase, the atmosphere-telescope OTF is formed, which is used to form the Wiener filter and spatial filtering atmospheric distortions of the captured image. The results of experiments confirming the theory are presented.

Keywords: turbulent atmosphere, algorithmic technology, postdetector image processing, statistically similar reference, a posteriori evaluation of the magnitude and the phase of the OTF, Wiener image distortion filtering

Введение

Изображение объекта (зондируемого участка земной поверхности), наблюдаемого из космоса через приземной слой атмосферы, оказывается искаженным турбулентностью атмосферы [1]. Для коррекции пространственно-инвариантных атмосферных искажений зарегистрированного изображения существуют различные алгоритмы фильтрации его пространственного спектра [2]. Реализация этих алгоритмов предполагает априорное знание оптической передаточной функции (ОПФ) $H(u, v)$ или импульсного отклика $h(x, y)$ (функции рассеяния точки) системы атмосфера–телескоп, сформировавшей изображение. Априори, однако, такая информация отсутствует и возникает задача апостериорного определения указанных величин по самому зарегистрированному изображению [3].

Трудность ее решения при фильтрации короткоэкспозиционного изображения обусловлена тем, что мгновенная (короткоэкспозиционная) ОПФ системы атмосфера–телескоп не имеет универсальной аналитически известной зависимости такой, как средняя ОПФ при длинноэкспозиционной регистрации, а является комплексной функцией, изменяющейся случайным образом от одной короткоэкспозиционной регистрации к другой.

Постановка задачи

Сформулируем постановку решаемой задачи. Имеется короткоэкспозиционное изображение $g(x, y)$, пространственно-инвариантное к атмосферным искажениям,

$$g(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} f(\xi, \eta)h(x - \xi, y - \eta) d\xi d\eta + n(x, y), \quad (1)$$

где $f(\xi, \eta)$ — истинное распределение интенсивности объекта (участка зондируемой земной поверхности), $\{\xi, \eta\}$ — координаты на земной поверхности, $h(x - \xi, y - \eta)$ — пространственно-инвариантная, случайная функция рассеяния точки (ФРТ) системы атмосфера–телескоп, а $n(x, y)$ — аддитивный шум фона и регистрации в плоскости изображения $\{x, y\}$.

Пренебрегая шумом, преобразуем интеграл свертки (1) по Фурье в область пространственного спектра

$$G(u, v) = H(u, v)F(u, v), \quad (2)$$

где заглавные буквы обозначают пространственно-частотные спектры и ОПФ от соответствующих функций, обозначенных малыми буквами. Заметим, что $h(x, y)$ и $H(u, v)$ образуют фурье-пару и знание одного предполагает знание другого.

Требуется найти $h(x, y)$ или $H(x, y)$ по $g(x, y)$, а методы нахождения $f(\xi, \eta)$ при заданных $h(x, y)$ или $H(x, y)$ известны [2].

Для решения этой задачи здесь предлагается подход к восстановлению модуля и фазы ОПФ системы атмосфера–телескоп, основанный на статистической обработке компонент пространственных спектров фрагментов зарегистрированного изображения с использованием статистически подобных эталонов. При решении задачи принимаются следующие предположения: 1) ФРТ является пространственно-инвариантной; 2) протяженность ФРТ мала по сравнению с протяженностью зарегистрированного изображения; 3) изображение ДЗЗ свободно от шума.

С учетом сделанных предложений разделим искаженное изображение (1) на фрагменты, которые могут перекрываться (т. е. частично совпадать). Тогда в силу пространственной инвариантности системы для фрагментов изображения с размерами, большими элемента разрешения системы атмосфера–телескоп, можно записать

$$g_i(x, y) = \int_i f_i(\xi, \eta)h(x - \xi, y - \eta) d\xi d\eta, \quad (3)$$

где $i = 1, 2, \dots, N$ — индекс, указывающий на номер i -го фрагмента, а N — число обрабатываемых фрагментов изображения.

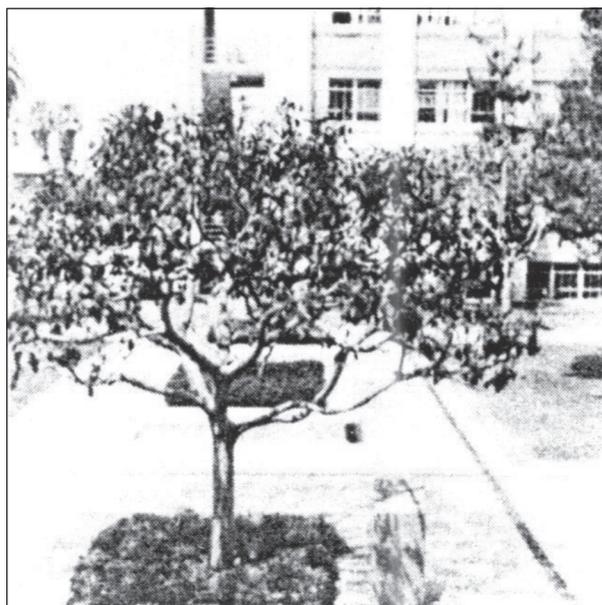
Преобразуем обе части уравнения (3) по Фурье и получаем его описание в пространственно-частотной области в виде

$$\begin{aligned} |G_i(u, v)|e^{j\theta_{G_i}(u, v)} &\approx \\ &\approx |F_i(u, v)|e^{j\theta_{F_i}(u, v)}|H(u, v)|e^{j\theta_H(u, v)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $|G_i(u, v)|$ — модуль пространственного спектра i -го фрагмента искаженного изображения, $|F_i(u, v)|$ — модуль пространственного спектра



а



б

Рис. 1. Два статистически подобных изображения

i -го фрагмента искаженного распределения интенсивности объекта, $|H(u, v)|$ — модуль ОПФ системы атмосфера–телескоп для зарегистрированного изображения (1), а $\theta_{G_i}(u, v)$, $\theta_{F_i}(u, v)$, $\theta_H(u, v)$ — фазы соответствующих пространственных спектров и ОПФ системы атмосфера–телескоп.

Далее обработку амплитудной и фазовой информации будем осуществлять отдельно, как и в работе [3].

Статистически подобный эталон

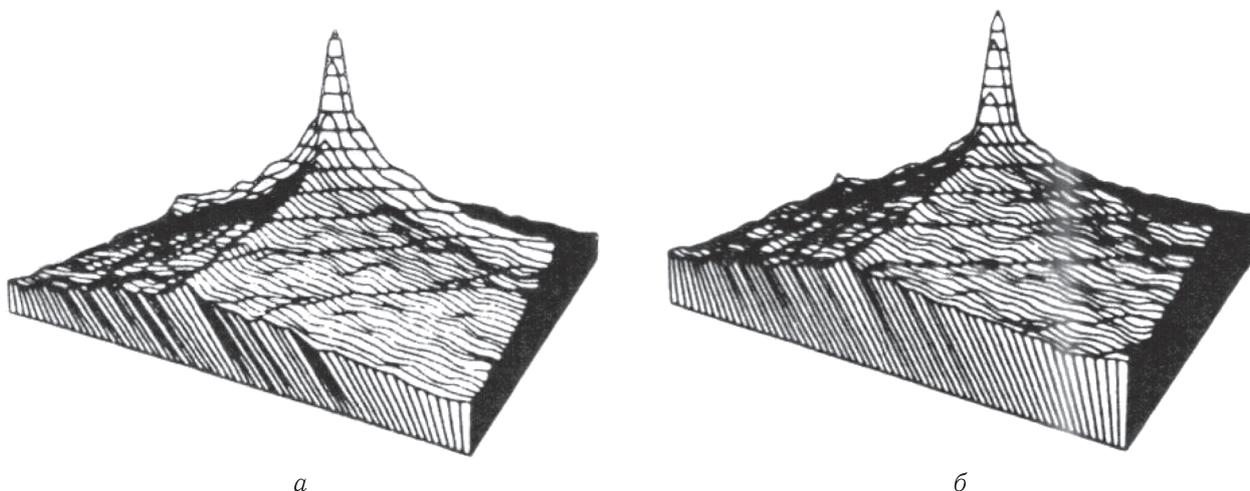
Для апостериорного определения модуля мгновенной ОПФ зарегистрированного изображения используют статистически подобные эталонные объекты [4,5]. Для подтверждения существования статистически подобных эталонов в работе [6] были проведены экспериментальные исследования, некоторые результаты которых представлены ниже. Так, в качестве иллюстрации статистически подобных эталонов на рис. 1 представлены два изображения объектов, статистически подобных в том смысле, что величины

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |F_{ik}(u, v) F_{ik}^*(u + \Delta u, v + \Delta v)| \quad (5)$$

являются похожими для $k = 1, 2$, где индекс k обозначает каждое из двух изображений рисунка.

Заметим, что здесь предметное содержание одного изображения отлично от содержания другого. Отличие в предметном содержании объектов выбрано специально, чтобы подчеркнуть, что различным объектовым содержаниям могут соответствовать похожие статистики. В качестве иллюстрации этого на рис. 2 и рис. 3 представлены результаты соответствующих вычислений (5) для изображений рис. 1. Здесь на рис. 2 представлены автокорреляции (5) для $\Delta u = 1$ и $\Delta v = 0$, а на рис. 3 представлены автокорреляции (5) для $\Delta u = 0$ и $\Delta v = 1$. Эти результаты [6] были получены с использованием П-образной функции «скользящего окна», которая выделяла фрагменты размером 64×64 пикселя с их 50%-м перекрытием. Так как каждое представленное изображение рис. 1 имело размер 512×512 пикселей, то в этом случае число обрабатываемых фрагментов N было равно 225.

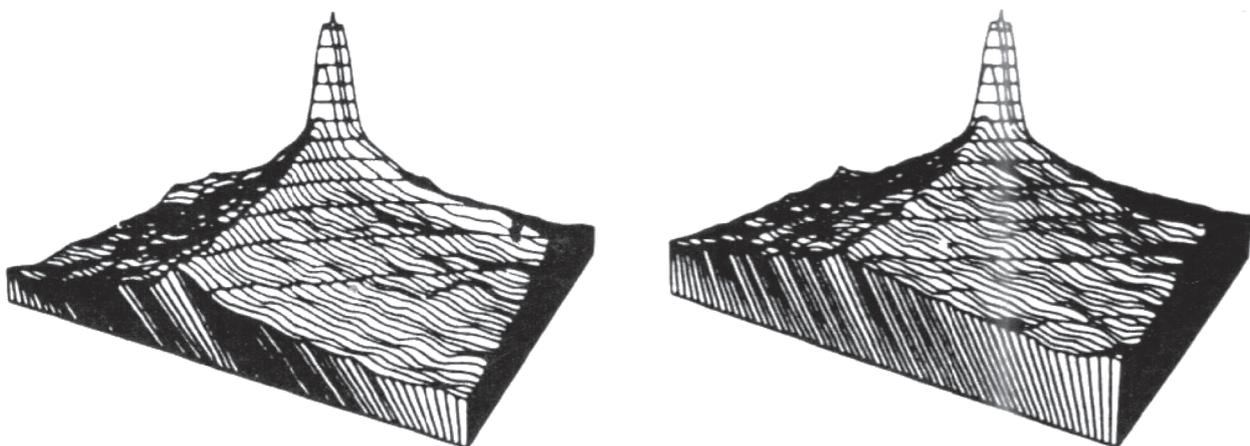
Результаты, представленные на рис. 2 и рис. 3, подтверждают статистическую похожесть (в смысле (5)) изображений, представленных на рис. 1, а, б.



а Автокорреляция, соответствующая рис. 1, а

б Автокорреляция, соответствующая рис. 1, б

Рис. 2. Log_{10} от величины автокорреляции для $\Delta U = 1, \Delta V = 0$



а Автокорреляция, соответствующая рис. 1, а

б Автокорреляция, соответствующая рис. 1, б

Рис. 3. Log_{10} от величины автокорреляции для $\Delta U = 0, \Delta V = 1$

Апостериорная оценка модуля ОПФ

а, усредняя (7) по N фрагментам, получал

Существуют разные подходы к апостериорной оценке модуля мгновенной ОПФ $|H(u, v)|$ с использованием статистически подобного эталона.

Так, Cole [4], в соответствии с (4), выделял модуль пространственного спектра изображения

$$|G_i(u, v)| \approx |F_i(u, v)||H(u, v)| \quad (6)$$

и брал натуральный логарифм от обеих частей выражения (6)

$$\ell_n |G_i(u, v)| \approx \ell_n |F_i(u, v)| + \ell_n |H(u, v)|, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |G_i(u, v)| &\approx \\ &\approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |F_i(u, v)| + \ell_n |H(u, v)|. \end{aligned} \quad (8)$$

Полагая далее, что зарегистрированное изображение (1) было искажено не настолько, чтобы нельзя было определить общий класс, к которому относится неискаженное изображение $f(x, y)$,

он использовал эталонный объект $p(x, y)$ того же класса для оценки среднего модуля пространственного спектра

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |P_i(u, v)| \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |F_i(u, v)|, \quad (9)$$

где $P_i(u, v)$ обозначает пространственный спектр фрагментов прототипа.

Затем, вычитая (9) из (8), Cole окончательно получал

$$\ell_n |H(u, v)| \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |G_i(u, v)| - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ell_n |P_i(u, v)|. \quad (10)$$

Это восстановление [4] предполагало оптическую передаточную функцию с нулевой фазой, то есть $\theta_H(u, v) \approx 0$.

Cannon [5] предполагал стационарность объекта и использовал для апостериорной оценки модуля ОПФ соотношение стохастической линейной системы

$$\Phi_g(u, v) = \Phi_f(u, v) |H(u, v)|^2. \quad (11)$$

Здесь Φ обозначает спектральные плотности мощности изображения Φ_g и объекта Φ_f . При этом величина Φ_g была оценена по зарегистрированному изображению $g(x, y)$, а величина Φ_f была оценена по объекту-прототипу $p(x, y)$.

Отсюда искомым модуль ОПФ был определен как

$$|H(u, v)| = [\Phi_g(u, v) / \Phi_f(u, v)]^{1/2}. \quad (12)$$

На основании проведенных нами исследований [3] и с использованием статистически подобного эталонного объекта предложен новый подход к апостериорной оценке модуля $|H(u, v)|$.

В соответствии с этим подходом, учитывая (4), формируют квадрат модуля пространственного спектра фрагментов изображения в виде

$$|G_i(u, v)|^2 = |H(u, v)|^2 |F_i(u, v)|^2. \quad (13)$$

Усредняют (13) по всем N фрагментам зарегистрированного изображения и получают

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |G_i(u, v)|^2 = |H(u, v)|^2 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |F_i(u, v)|^2. \quad (14)$$

Величину $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |F_i(u, v)|^2$ определяют по статистически подобному эталону $p(x, y)$ как

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |F_i(u, v)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |P_i(u, v)|^2. \quad (15)$$

На основании соотношений (14) и (15) оценку модуля ОПФ $|\hat{H}(u, v)|$ определяют как

$$|\hat{H}(u, v)| = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |G_i(u, v)|^2 / \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |P_i(u, v)|^2 \right]^{1/2}. \quad (16)$$

Заметим, что в задачах ДЗЗ в качестве статистически подобных эталонов могут быть такие объекты, как лес, поле, город, океан и т.п. в соответствии с определенным классом зондируемого участка земной поверхности.

Апостериорная оценка фазы ОПФ

Здесь, как и в случае оценки модуля ОПФ, существуют разные подходы. Для нахождения оценки фазы ОПФ выделяем из (4) фазы пространственных спектров фрагментов искаженного изображения (1) в виде

$$\theta_{G_i}(u, v) = \theta_H(u, v) + \theta_{F_i}(u, v) \quad (17)$$

и, усредняя их по всем N фрагментам зарегистрированного изображения, получаем

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \theta_{G_i}(u, v) = \theta_H(u, v) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \theta_{F_i}(u, v). \quad (18)$$

Так как объект ДЗЗ (зондируемый участок земной поверхности) имеет, как правило, сложное распределение интенсивности, то его фрагменты $f_i(x, y)$ в плоскости изображения будут иметь существенно отличные друг от друга спектры $F_i(u, v)$, распределение фазы которых $\theta_{F_i}(u, v)$ в точке (u, v) близко к равновероятному в интервале $(-\pi, \pi)$.

Тогда, при больших N , имеем

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \theta_{F_i}(u, v) \approx 0 \quad (19)$$

и определяем оценку фазы ОПФ из (18) как

$$\hat{\theta}_H(u, v) \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \theta_{G_i}(u, v). \quad (20)$$

Точность получаемой таким образом оценки фазы ОПФ будет зависеть от числа обрабатываемых фрагментов зарегистрированного изображения и внутренней структуры распределения интенсивности фрагментов.

Другой подход к апостериорной оценке фазы мгновенной ОПФ $\hat{\theta}_H(u, v)$ был предложен в работе [6]. Здесь после выделения фрагментов зарегистрированного изображения и преобразования их по Фурье в область пространственного спектра, аналогично (4), получали

$$G_i(u, v) = H(u, v)F_i(u, v) \quad (21)$$

и формировали произведения

$$G_i(u, v)G_i^*(u + \Delta u, v + \Delta v) = H(u, v) \times \\ \times H^*(u + \Delta u, v + \Delta v)F_i(u, v)F_i^*(u + \Delta u, v + \Delta v), \quad (22)$$

а, выделяя фазы в (22), получали

$$\theta_{G_i}(u, v) - \theta_{G_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) = \theta_H(u, v) - \\ - \theta_H(u + \Delta u, v + \Delta v) + \theta_{F_i}(u, v) - \theta_{F_i}(u + \Delta u, v + \Delta v), \quad (23)$$

где обозначения G_i , H и F_i относятся к фазам соответствующих функций $G_i(u, v)$, $H(u, v)$ и $F_i(u, v)$.

Усредняя далее (23) по всем N фрагментам зарегистрированного изображения, получали

$$\langle \theta_{G_i}(u, v) - \theta_{G_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i = \\ = [\theta_H(u, v) - \theta_H(u + \Delta u, v + \Delta v)] + \\ + \langle \theta_{F_i}(u, v) - \theta_{F_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i, \quad (24)$$

а, учитывая, что $\theta_H = (0, 0) \equiv 0$, перестраивали (24) и получали рекурсивное соотношение для оценки $\hat{\theta}_H(u, v)$

$$\theta_H(u + \Delta u, v + \Delta v) = \\ = \theta_H(u, v) - \langle \theta_{G_i}(u, v) - \theta_{G_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i + \\ + \langle \theta_{F_i}(u, v) - \theta_{F_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i, \quad (25)$$

где угловые скобки $\langle \cdot \rangle$ обозначают статистическое среднее ($\langle \cdot \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N$).

Проведенные исследования [6] показали, что средняя оценка фазовых разностей $\langle \Delta \theta_{F_i}(\Delta u, \Delta v) \rangle_i$ может быть аппроксимирована нулем, то есть

$$\langle \theta_{F_i}(u, v) - \theta_{F_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i \approx 0. \quad (26)$$

Тогда оценка фазы мгновенной ОПФ зарегистрированного изображения может быть получена рекурсивным соотношением

$$\hat{\theta}_H(u + \Delta u, v + \Delta v) \approx \hat{\theta}_H(u, v) - \\ - \langle \theta_{G_i}(u, v) - \theta_{G_i}(u + \Delta u, v + \Delta v) \rangle_i. \quad (27)$$

Пространственная фильтрация зарегистрированного изображения

Оценив модуль $|\hat{H}(u, v)|$ [(12) или (16)] и фазу $\hat{\theta}_H(u, v)$ [(20) или (27)] мгновенной ОПФ системы атмосфера–телескоп для зарегистрированного изображения (1), формируют оценку мгновенной ОПФ в виде

$$\hat{H}(u, v) = |\hat{H}(u, v)| \exp\{j\hat{\theta}_H(u, v)\}. \quad (28)$$

Знание $\hat{H}(u, v)$ позволяет скорректировать атмосферные искажения зарегистрированного изображения (1) известными методами пространственной фильтрации [2].

1. Инверсная фильтрация

При большом отношении сигнал/шум, характерном для задач ДЗЗ, можно пренебречь аддитивными шумами в изображении (1). Тогда в пространственно-частотной области для зарегистрированного изображения имеем (2)

$$G(u, v) = H(u, v)F(u, v).$$

Отсюда оценка пространственного спектра неискаженного истинного распределения интенсивности объекта $\hat{F}(u, v)$ может быть определена инверсной фильтрацией [7] как

$$\hat{F}(u, v) = G(u, v)R(u, v) = G(u, v)/\hat{H}(u, v), \quad (29) \\ R(u, v) = 1/\hat{H}(u, v),$$

где $R(u, v)$ — фильтрующая функция, а $\hat{H}(u, v)$ обозначает сформированную оценку ОПФ (21). Оценка истинного распределения интенсивности объекта $\hat{f}(x, y)$ может быть получена при обратном фурье-преобразовании от $\hat{F}(u, v)$ (29). Этот подход в ряде случаев дает приемлемый результат фильтрации, но в других случаях нули $\hat{H}(u, v)$ и наличие аддитивного шума в (1) могут привести к плохо обусловленным результатам фильтрации. Для устранения этой неопределенности предлагается использовать линейную винеровскую фильтрацию.

2. Винеровская фильтрация

Винеровский фильтр является фильтром общего назначения, который дает приемлемые результаты и определяется [8] как

$$R(u, v) = \frac{\hat{H}^*(u, v)\Phi_f(u, v)}{|\hat{H}(u, v)|^2\Phi_f(u, v) + \Phi_n(u, v)}. \quad (30)$$

Здесь $\Phi_f(u, v)$ и $\Phi_n(u, v)$ обозначают спектральные плоскости мощности истинного распределения интенсивности объекта $f(x, y)$ и шума $n(x, y)$ соответственно. Модельный эксперимент [9] показал, что выбор фильтра для восстановления $f(x, y)$ (то есть инверсного, винеровского, гомоморфного и т. п.) также влияет на результат.

Все эти фильтры требуют знания оценки $\hat{H}(u, v)$, но винеровский фильтр выбирается как классический пример стабильного фильтра. Он является оптимальным в смысле минимума среднеквадратичной ошибки. Стабильность винеровского фильтра имеет результатом его эксклюзивное использование.

Предположим, что искаженное изображение $g(x, y)$ является стационарным в широком смысле [10]. Тогда спектральная плотность мощности зарегистрированного изображения $\Phi_g(u, v)$ есть знаменатель в (30)

$$\Phi_g(u, v) = |\hat{H}(u, v)|^2\Phi_f(u, v) + \Phi_n(u, v). \quad (31)$$

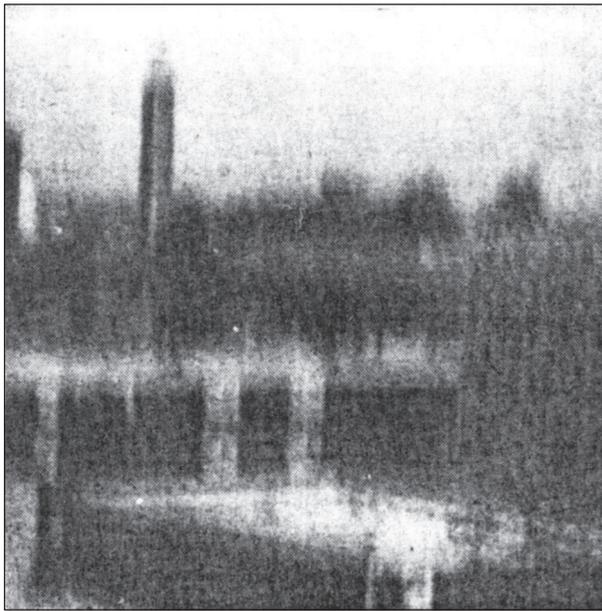
Знаменатель винеровского фильтра (31) может быть оценен из зарегистрированного искаженного изображения $g(x, y)$, а его числитель, точнее $\Phi_f(u, v)$, может быть оценен статистически подобным прототипом $p(x, y)$.

Экспериментальные результаты апостериорной фильтрации

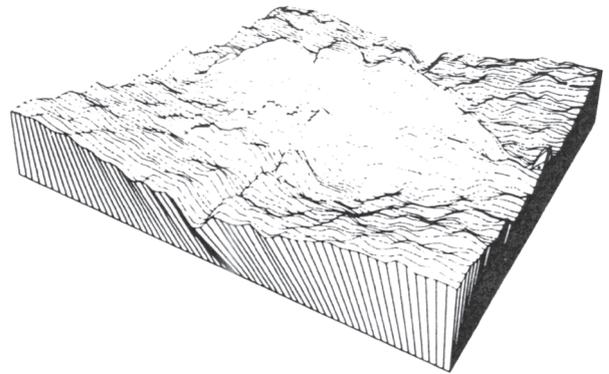
Эксперимент по апостериорной пространственной фильтрации искаженного изображения был проведен в работе [6]. В нем апостериорная оценка модуля ОПФ для зарегистрированного изображения $|\hat{H}(u, v)|$ определялась с использованием статистически подобных эталонов, представленных на рис. 1, по алгоритму, предложенному в [5], формула (12). Апостериорная оценка фазы ОПФ зарегистрированного изображения $\hat{\theta}_H(u, v)$ в этом эксперименте была получена с использованием рекурсивного алгоритма (27). Примеры апостериорного восстановления зарегистрированных искаженных изображений с использованием апостериорно полученных оценок $|\hat{H}(u, v)|$, $\hat{\theta}_H(u, v)$ и винеровского фильтра (30) представлены на рис. 4 и рис. 5.

Здесь на рис. 4, а и рис. 5, а показаны исходные для обработки искаженные изображения 1 и 2, на рис. 4, б и рис. 5, б, а также рис. 4, в и рис. 5, в представлены соответственно оценки модулей и фаз ОПФ для искаженных изображений, а на рис. 4, г и рис. 5, г представлены обработанные изображения, улучшенные винеровской фильтрацией. Улучшение отфильтрованных изображений очевидно. Здесь в дополнение к повышению пространственного разрешения появились некоторые элементы сцены, которые были неизвестными в исходном изображении. Так, на рис. 4, а объект на вершине трубы является неизвестным. В восстановленном изображении рис. 4, г видно, что этот объект является шаром.

В дополнение на рис. 4, г заметно улучшение в определении окон и структуры здания в правой части сцены. Аналогичное повышение пространственного разрешения наблюдается и для сцены рис. 5. Здесь в восстановленном изображении рис. 5, г заметно увеличение резкости изображения и появление деревьев как в юго-западном квадранте кадра, так и в центре правой стороны кадра, а также четко видны деревья вдоль вершины кадра. Кроме того, здесь следует отметить увеличение резкости изображений машин и зданий.



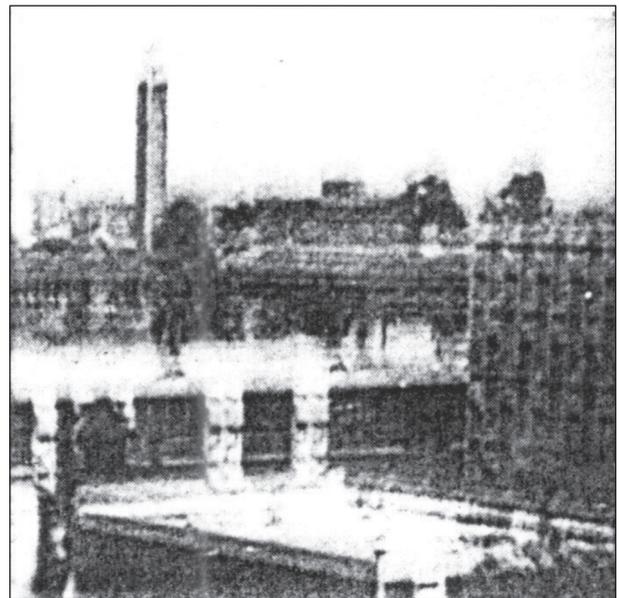
а



б



в



г

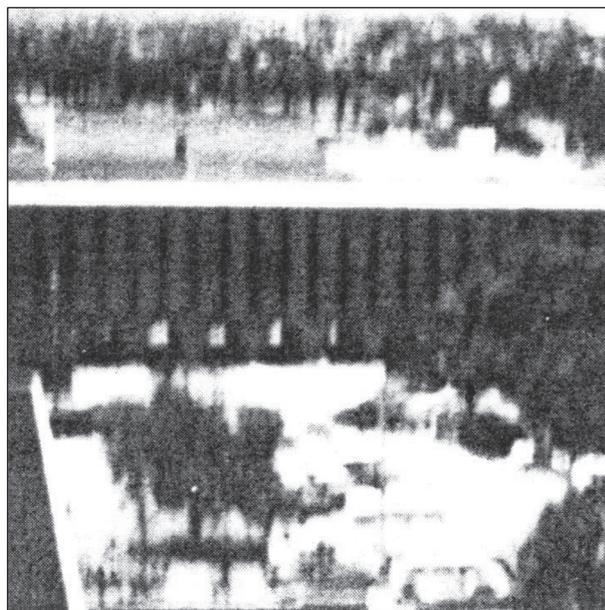
Рис. 4. Апостериорная фильтрация искаженного изображения — 1

а) зарегистрированное искаженное изображение — 1; б) апостериорная оценка модуля ОПФ; в) апостериорная оценка фазы ОПФ; г) восстановленное фильтрацией изображение — 1

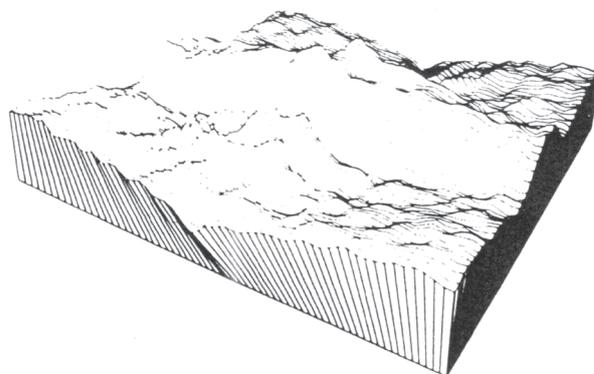
Заключение

Результаты экспериментов подтвердили эффективность рассмотренных выше алгоритмов апостериорной пространственной фильтрации по улучшению пространственного разрешения зарегистри-

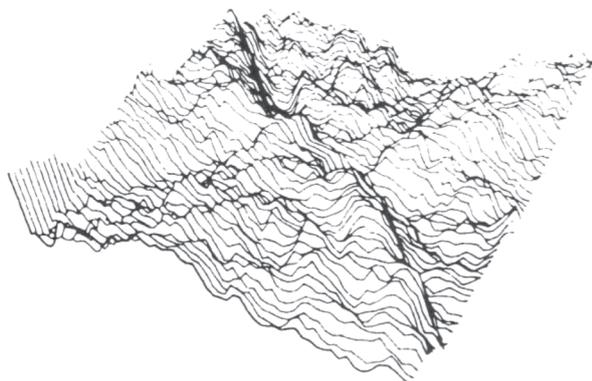
рованного искаженного изображения с использованием статистически подобных эталонов. Это свидетельствует о том, что рассмотренные выше алгоритмы могут быть эффективно использованы для апостериорной фильтрации и повышения пространственного разрешения зарегистрированного



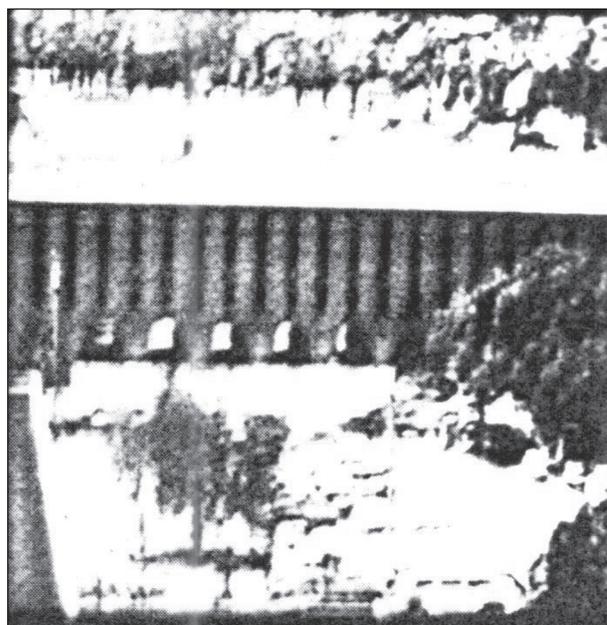
a



б



в



г

Рис. 5. Апостериорная фильтрация искаженного изображения — 2
a) зарегистрированное искаженное изображение — 2; *б*) апостериорная оценка модуля ОПФ; *в*) апостериорная оценка фазы ОПФ; *г*) восстановленное фильтрацией изображение — 2

короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно-инвариантного к атмосферным искажениям. Алгоритм восстановления короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно-неинвариантного к атмосферным искажениям,

был предложен нами ранее [11]. Практическая реализация предложенных алгоритмов обработки короткоэкспозиционных изображений ДЗЗ в сочетании с реализацией технологий их приобретения (формирования и детектирования) позво-

лят достичь предельного инструментального разрешения систем ДЗЗ в условиях атмосферного видения, что повысит коммерческую привлекательность и конкурентоспособность отечественных данных ДЗЗ на потребительском рынке.

Список литературы

1. Свиридов К.Н. О предельном разрешении аэрокосмических систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 1. С. 34.
2. Tsujinchi J. Correction of optical images by compensation of aberration and by spatial frequency filtering, in Progress in Optics / Ed. E. Wolf / North-Holland, Amsterdam, 1963. V. 2. P. 130.
3. Свиридов К.Н., Бакут П.А., Сидельников В.Н., Устинов Н.Д. Апостериорная пространственная фильтрация искаженного атмосферой короткоэкспозиционного изображения // Оптика и спектроскопия, 1982, т. 53, вып. 1. С. 163.
4. Cole E.R. The Removal of Unknown Image Blurs by Homomorphic Filtering // Dept. of Computer Science, University of Utah, ARPA Technical Report UTEC-CSC-74-029, June 1974.
5. Cannon T.M. Digital Image Deblurring by Nonlinear Homomorphic Filtering // Dept. of Computer Science, University of Utah, ARPA Technical Report UTEC-CSC-74-091, August 1974.
6. Morton J.B. An Investigation Into An A Posteriori Method of Image Restoration // USCIP Report № 810, University of Southern California Image Processing Institute, April 1978.
7. Harris J.L., Sr. Image Evaluation and Restoration // JOSA, 1966. V. 56. P. 569.
8. Hellstrom C.W. Image Restoration by the Method of Least Squares // JOSA, 1967. V. 57. P. 297.
9. Breedlove J.R., Jr. Digital Image Processing of Simulated Turbulence and Photon Noise Degraded Images of Extended Objects // Proc. of SPIE "Imaging through the Atmosphere", 1976. V. 75. P. 155.
10. Cannon T.M. Blind Deconvolution of Spatially Invariant Image Blurs with Phase // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., 1976. V. 24. P. 58.
11. Свиридов К.Н. Алгоритм восстановления короткоэкспозиционного изображения ДЗЗ, пространственно неинвариантного к атмосферным искажениям // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2016, т. 3, вып. 2. С. 31.

УДК 621.391 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.25

Методы проектирования и аппаратной реализации цифровых фильтров для высокоскоростной радиолинии в системах ДЗЗ

А. Н. Ершов, В. В. Березкин¹, С. В. Петров, А. В. Петров, Д. А. Почивалин

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

e-mail: nkpor@spacecorp.ru

Аннотация. В статье анализируются особенности характеристик, методы расчета и сквозного проектирования цифровых фильтров (ЦФ), предназначенных для формирования и приема сигналов в проектируемых в настоящее время радиосистемах дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) с информативностью от нескольких сотен Мбит/с до единиц Гбит/с.

С помощью приведенных «глазковых диаграмм» показана необходимость учета изменения величины пик-фактора выходного сигнала ЦФ на эффективность использования выходной мощности передатчика (величина ОВО — Outback Back Of — запас по линейности от точки насыщения усилителя мощности (УМ)) и требований к системе символьной синхронизации при изменении коэффициента скругления.

Обоснован выбор структуры не рекурсивных цифровых фильтров относительно рекурсивной структуры для построения формирующих и фильтрующих элементов высокоскоростной радиолинии. Приведены виды кривых зависимостей $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_0)$ с учетом погрешностей, возникающих из-за различного рода неидеальностей реализации характеристик звеньев радиолинии (в том числе и из-за неидеальностей частотных характеристик ЦФ).

Практически эти кривые получены с помощью оценки уровня величин Error Vector Modulation (EVM) или Modulation Error (MER) методами моделирования и исследования на аппаратных средствах X- и Ka-диапазонов с помощью приборов векторного анализа.

Ключевые слова: радиолиния, канал связи, частотно-энергетические ресурсы, дистанционное зондирование Земли, цифровые фильтры, не рекурсивные цифровые фильтры, модуляция, сигнальное созвездие, информационная скорость

Methods of Design and Hardware Implementation of Digital Filters for High-Speed Radio Link in Earth Remote Sensing Systems

A. N. Ershov, V. V. Berezkin¹, S. V. Petrov, A. V. Petrov, D. A. Pochivalin

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

e-mail: nkpor@spacecorp.ru

Abstract. This article discusses the characteristic features, methods of calculation and end-to-end design of digital filters (DF) designed to generate and receive signals as a part of the currently developed radio systems of Earth remote sensing (ERS) with data rates from a few hundred Mbit/s up to several Gbit/s.

The provided eye diagrams illustrate the need to consider the changes in the value of the peak factor of the output signal of a DF on the efficiency of the transmitter output power (the OBO (Outback Back Of)) value, the linearity margin from the power amplifier (PA) saturation point), and the requirements to the character synchronization system when changing the “roll of factor”.

The choice of the structure of non-recursive digital filters with respect to the recursive structure for building the forming and filtering elements for a high-speed radio link is demonstrated. Dependency graphs of the curve $P_{\text{er}} = f(E_{\text{bit}}/N_0)$ are presented, taking into account the errors that arise due to the different kinds of imperfect realization of the characteristics of the radio links (including those due to non-ideal frequency characteristics of the DF).

In practice, these curves are obtained by assessing the level of values Error Vector Modulation (EVM) or Modulation Error (MER) with methods of modeling and research on the hardware working in X- and Ka-bands using vector analysis instruments.

Keywords: radio link, communication channel, frequency and energy resources, remote sensing, digital filters, non-recursive digital filter, modulation, signal constellation, information rate

Назначение и системные требования к цифровым фильтрам

В общем виде цифровые фильтры (ЦФ) предназначены для реализации заданных частотно-энергетических ресурсов радиолинии с целью обеспечения формирования заданного спектра сигнала на борту и его согласованного приема на Земле.

В соответствии с этим расположение фильтров в системе передачи информации соответствует рис. 1.

В идеальном случае необходимым условиям удовлетворяет фильтр с прямоугольной (нереализуемой) амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). На практике в настоящее время для этих целей в подавляющем числе случаев используются т.н. фильтры Найквиста, которые аппроксимируют фронты идеальной АЧХ функцией поднятого косинуса (см. рис. 2 [1]).

АЧХ фильтра аппроксимируется кусочной функцией и описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{если } |f| < \frac{1-\beta}{2 \cdot T}, \\ \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot T}{\beta} \cdot \left[|f| - \frac{1-\beta}{2 \cdot T} \right] \right) \right), & \text{если } \frac{1-\beta}{2 \cdot T} < |f| < \frac{1+\beta}{2 \cdot T}, \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \end{cases}$$

Параметр $0 < \beta < 1$ (коэффициент скругления, или roll of factor — r.o.f.) задает интервал, на котором происходит аппроксимация, и определяет полосу сигнала в эфире. Семейство характеристик АЧХ фильтра в зависимости от параметра β представлено на рис. 3.

При этом полоса фильтра Найквиста по уровню 0,5 (–3 дБ) остается постоянной и равна обратной величине длительности символа $1/T$.

На практике фильтр разделяется на два фильтра с характеристиками, соответствующими корню квадратному из характеристик фильтра Найквиста на передающей и приемной стороне, так что их результирующий отклик равен отклику целого фильтра Найквиста.

Эти положения используются разработчиками реальных радиосистем и приборов. Но далеко

не всегда учитывается тот факт, что при изменении параметра β изменяется так называемый пик-фактор сигнала PARP (pick/average ratio power):

$$\text{PARP} = P_{\text{пик}}/P_{\text{ср}} = (U_{\text{пик}}/U_{\text{скв}})^2.$$

На рис. 4, а, б, в представлены три варианта глазковых диаграмм для фильтра Найквиста: при $\beta = 0,1$, $\beta = 0,5$ и $\beta = 1$.

По диаграммам рис. 4 можно качественно представить различие в части величины пик-фактора в зависимости от коэффициента скругления.

К величине пик-фактора сигнала еще добавляется пик-фактор вида модуляции QAM или APSK, которые в основном используются в высокоинформативных системах передачи информации.

Результирующий пик-фактор определяет так называемую величину ОВО (Outback Back Of) — запас по линейности от точки насыщения усилителя мощности (УМ) и соответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности передатчика.

Этот факт необходимо учитывать при наличии нелинейности в тракте передачи (в нашем случае это ограничение пиковой мощности передатчика или наличие системы АРУ в тракте формирования и передачи модулированного сигнала на борту).

Таким образом, при определении исходных данных на проектирование ЦФ в первую очередь необходимо исходя из системных требований определиться с величиной коэффициента скругления β .

Второй вывод, который необходимо сделать из диаграмм на рис. 4, — более повышенные требования к системе символьной синхронизации при уменьшении коэффициента скругления.

Свойства фильтра Найквиста, которые собственно определяют его использование в качестве согласованного фильтра, поясняются диаграммами рис. 5, а, б.

Как видно из диаграмм рис. 4 и рис. 5, а, в принятой последовательности для каждого символа существует точка отсчета (точки d_i), где отсутствует влияние соседних символов на текущий символ (нулевая реакция соседних символов), что исключает влияние так называемой межсимвольной интерференции и реализует свойство интерполяции фильтра Найквиста, поясняемое рис. 5, б.



Рис. 1. Расположение фильтров в системе передачи

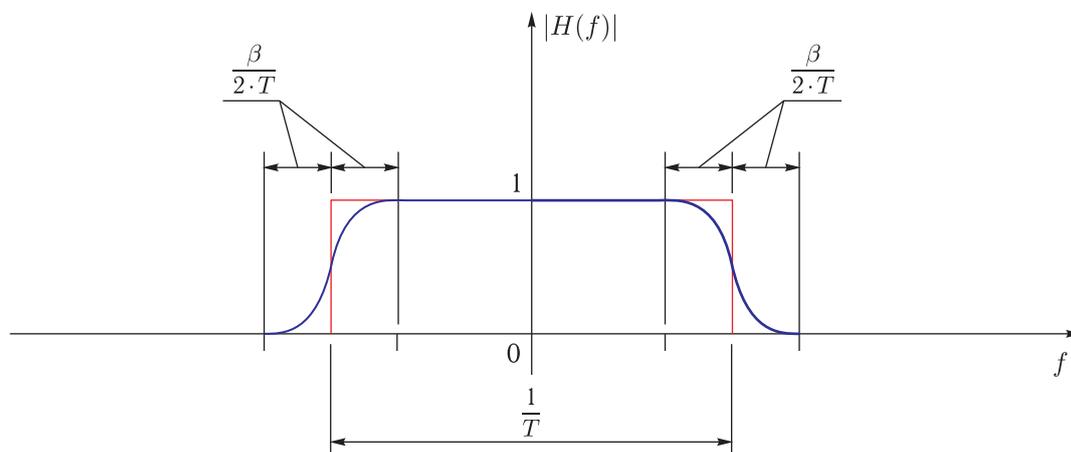


Рис. 2. АЧХ фильтра с функцией приподнятого косинуса

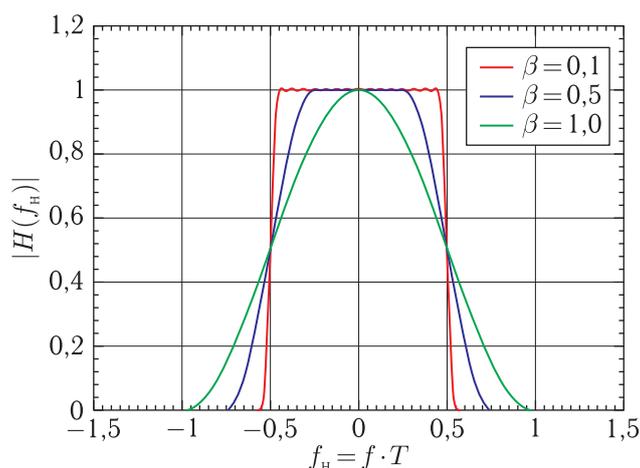


Рис. 3. Семейство характеристик АЧХ фильтра в зависимости от β

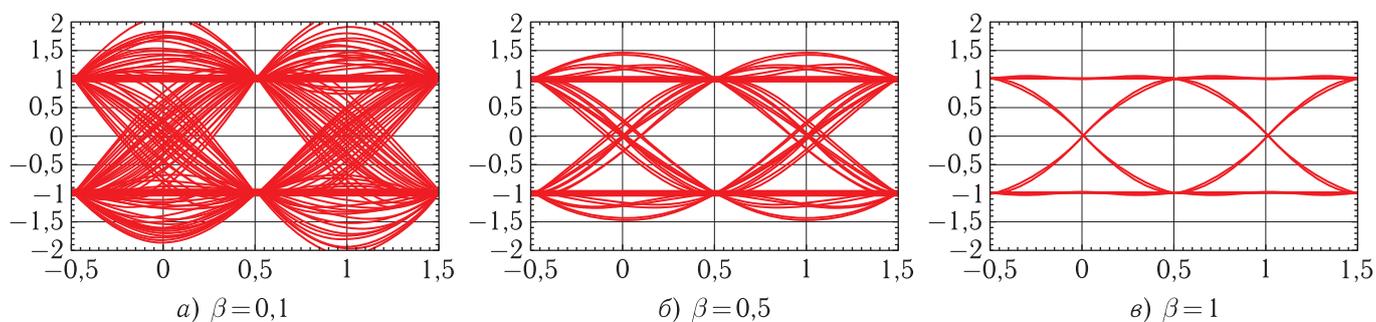


Рис. 4. Глазковые диаграммы фильтра Найквиста

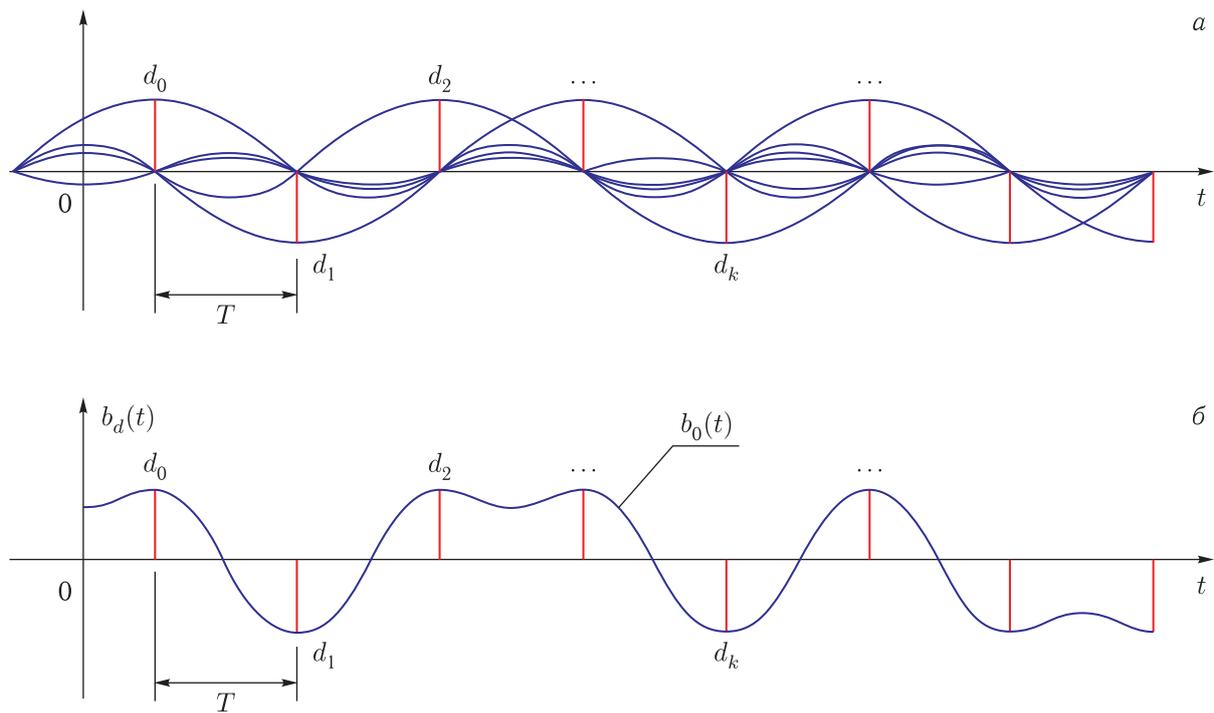


Рис. 5. Формирующие свойства фильтра Найквиста

Выбор структуры и параметров ЦФ

Как правило, в рассматриваемом случае используются нерекурсивные цифровые фильтры (НЦФ), поскольку, хотя они требуют больших аппаратно-вычислительных ресурсов, чем рекурсивные (РЦФ), решающими оказываются их следующие свойства [2, 3]:

1. НЦФ всегда имеют точно линейную фазо-частотную характеристику (ФЧХ).

2. НЦФ всегда устойчивы; учитывая линейность их ФЧХ, можно проектировать фильтры с произвольной АЧХ.

3. Мощность собственных шумов НЦФ гораздо меньше, чем у РЦФ, ввиду свойства РЦФ накапливать собственные шумы.

4. Для НЦФ при решении аппроксимационной задачи значительно проще определение их коэффициентов, влияние квантования которых на АЧХ можно оценить более точно, чем у РЦФ.

5. Наибольшим быстродействием обладают структуры ЦФ с параллельно-конвейерной обработкой информации, к которым следует относить различные формы НЦФ.

Недостатком КИХ-фильтров можно считать быстрый рост порядка фильтра с ростом отношения частоты дискретизации к частоте среза (и соответственно потребляемых фильтром ресурсов FPGA), а также рост потребляемых ресурсов с понижением степени распараллеливания вычислений (при повышении частоты дискретизации). Этот факт является существенным при необходимости проектирования цифровых фильтров с высокими частотами дискретизации и крутизной АЧХ, с большим отношением частоты дискретизации к частоте среза.

Наиболее распространенными требованиями к АЧХ ЦФ являются:

- граничная частота полосы пропускания;
- неравномерность в полосе пропускания;
- начальная частота полосы заграждения;
- подавление в полосе заграждения.

Эти исходные данные применяются для расчета коэффициентов фильтра в используемой среде программирования, выходным продуктом которой является частотная характеристика и результаты расчета коэффициентов ЦФ.

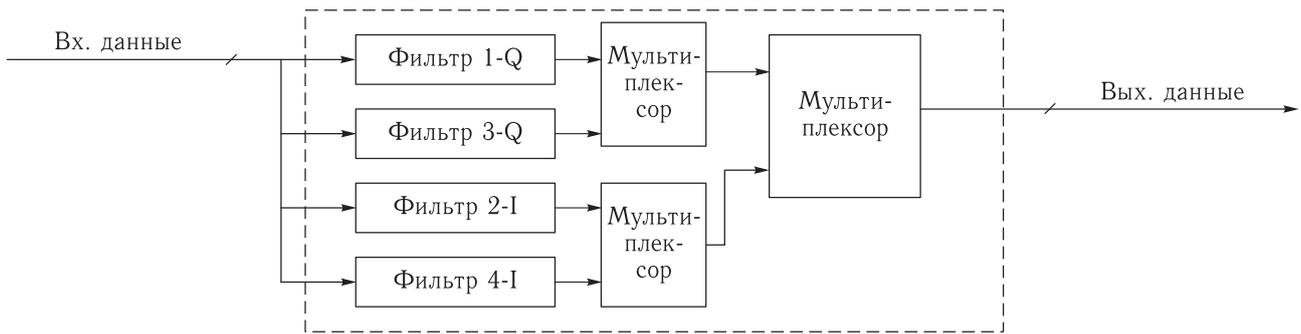


Рис. 6. «Многофазная» (параллельная) структура цифровой фильтрации

Поскольку в данной статье речь идет о высокоскоростной системе передаче информации с информативностью до 1200 Мбит/с (тактовые скорости до 300 Мбит/с), то при реализации применялась параллельная, так называемая «многофазная» структура цифровой фильтрации, позволяющая снизить частоту обработки сигнала в фильтре.

Она приведена на рис. 6.

Максимальная тактовая частота в реализованном проекте составляет 300 МГц, что при использовании модуляции типа 16APSK или 16 QAM позволяет реализовать рекордную на текущий момент информативность радиолиний ДЗЗ до 1200 Мбит/с [5, 6].

Число коэффициентов (длина регистров ПЛИС, программируемой логической интегральной схемы) определяется допустимой погрешностью представления требуемых характеристик ЦФ, которая в свою очередь, вместе с другими системными погрешностями трактов радиолинии, определяет так называемую величину суммарной погрешности Error Vector Modulation (EVM) или Modulation Error (MER) и в конечном счете минимально достижимую вероятность ошибки в системе.

Изложенные соображения демонстрируются на рис. 7, где показано, что при некоторой величине EVM кривая зависимости вероятности ошибки $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_0)$ «уплощается»; при этом величина $P_{\text{ош}}$ не может достигнуть меньшей величины при любом дальнейшем увеличении энергетики в радиолинии [4].

Практически учет уровня EVM (MER) может быть проведен методами моделирования или исследованиями на аппаратных средствах с помощью приборов векторного анализа.

Согласование с аппаратными возможностями ПЛИС

Применение особенностей архитектуры данной ПЛИС позволяет проектировать компактные и высокоскоростные КИХ-фильтры, способные обрабатывать сигнал в реальном времени с использованием так называемой распределенной арифметики [2]. Широкое применение ПЛИС в задачах цифровой обработки сигналов, в том числе и фильтрации, привело к тому, что производители ПЛИС формируют внутри кристалла специализированные блоки ЦСП (цифровой сигнальный процессор). Например, в случае ПЛИС, используемой в данном проекте, разработчику были предоставлены блоки ЦСП, позволяющие проектировать скоростные цифровые схемы арифметических операций, в том числе умножение 25×18 , что позволяет реализовать схемы фильтрации с тактовой частотой до 550 МГц.

Все режимы работы блоков DSP автоматически реализуются с помощью стандартных САПР. Однако, помимо средств описания схемы языка программирования, в распоряжении разработчика имеются программные IP-ядра генерации, ориентированные и оптимизированные под конкретную архитектуру модулей в пакете генератора ядра.

Таким образом, аппаратная реализация синтезированного в среде программирования фильтра сводится к переносу коэффициентов и генерации IP-ядра, что делает использование таких фильтров очень простым. Большой выбор настраиваемых параметров в генераторе ядра позволяет с минимальными временными затратами сгенерировать фильтр с оптимальными для данного приложения характе-

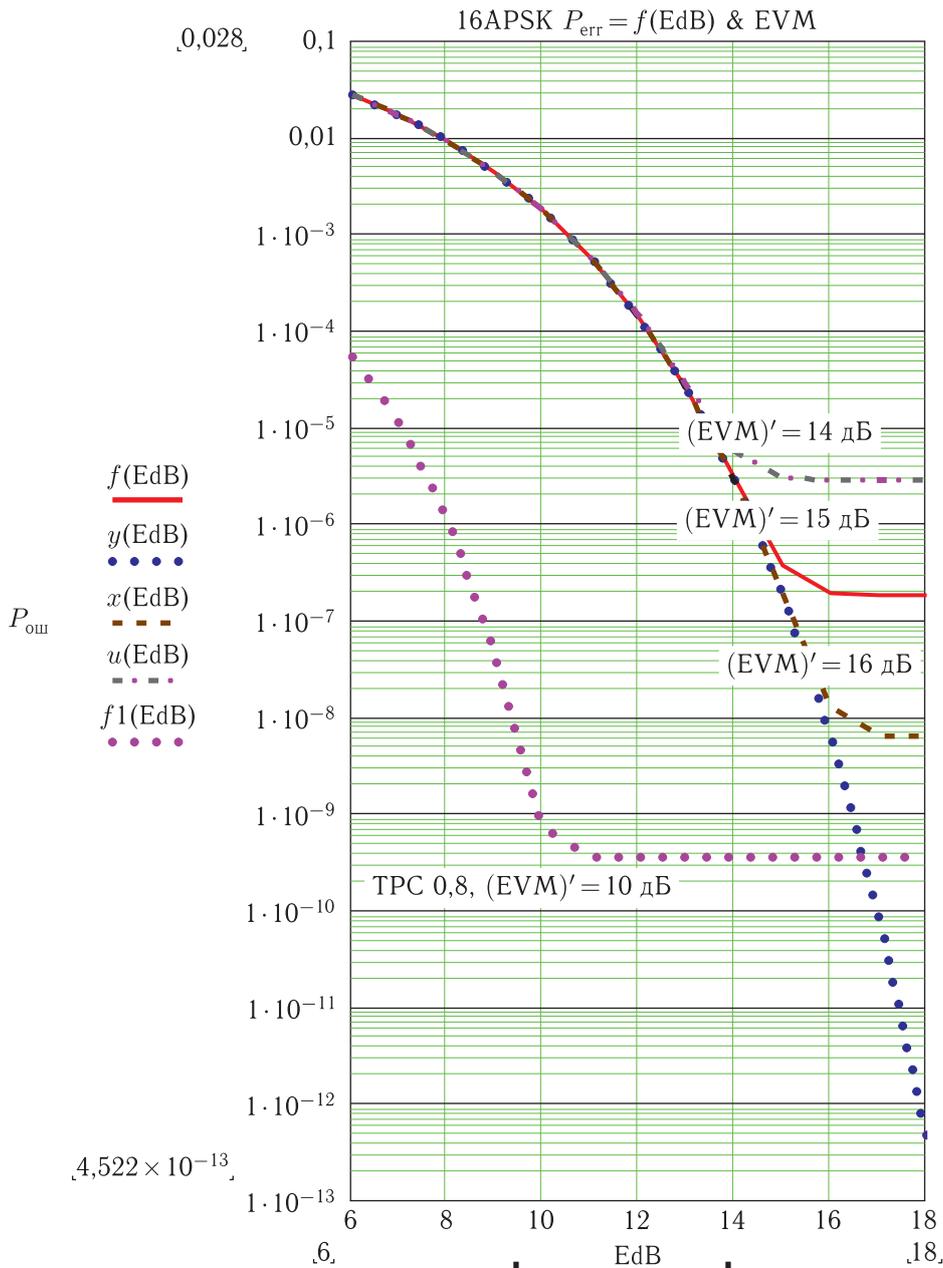


Рис. 7. Кривые зависимости $P_{ош} = f(E_{бит}/N_o)$ при наличии погрешностей формирования сигналов и нелинейности канала

ристиками (такими как плотность упаковки, степень параллелизма вычислений и др.).

Фильтр, спроектированный с помощью компилятора НЦФ, обладает следующим важным преимуществом: в процессе создания, помимо описания его поведения на языке программирования (VHDL или Verilog), генерируются дополнительные проектные ограничения, формирующие относительное расположение компонентов фильтра на

кристалле. Известно, что при разработке сложных проектов на ПЛИС большого объема важную роль играет относительное размещение отдельных компонентов. Ввиду большого количества логических ячеек ПЛИС один и тот же проект может быть реализован огромным количеством вариантов, большинство из которых не являются оптимальными. Для того чтобы минимизировать задержки распространения сигнала и добиться наи-

более эффективного использования аппаратных ресурсов ПЛИС, часто требуется создавать файл проектных ограничений. Содержание таких файлов, как правило, сводится к описанию места расположения элементов и узлов спроектированного фильтра. Таким образом, применение синтезируемых IP-ядер позволяет сократить время разработки фильтра и добиться высокой, а главное гарантированной производительности.

Заключение

В статье изложены основные принципы выбора системных и структурных характеристик, а также параметров быстродействия ЦФ, используемых при разработке высокоинформативной радиолинии со скоростью передачи до 1200 Мбит/с.

Изложены основные принципы согласования расчета и проектирования ЦФ с аппаратными возможностями ПЛИС.

Список литературы

1. *Васильев К.* Теория и практика цифровой обработки сигналов. Передача цифрового сигнала по узкополосным каналам. Межсимвольная интерференция и формирующие фильтры Найквиста. Dsplib.ru, <http://www.dsplib.ru/content/isi/isi.html>
2. *Плотников П. В.* Повышение эффективности реализации цифровых фильтров в ПЛИС. Владимирский государственный университет. <http://masters.donntu.org/2012/iknt/tkachenko/library/st6.pdf>
3. *Макаренко А. А., Плотников М. Ю.* Расчет цифровых фильтров методом автоматизированного проектирования. Учебное пособие. Санкт-Петербург, 2014. <http://books.ifmo.ru/file/pdf/1618.pdf>
4. *Ершов А. Н., Березкин В. В., Петров С. В., Петров А. В., Почивалин Д. А., Смирнов Д. А., Ковалев С. В.* Экспериментальная обработка высокоскоростных комплексов передачи информации для объектов ДЗЗ типа Метеор 3. Доклад на XI Конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли», Сочи, сентябрь 2014 г.
5. WorldView-3 (WV-3). <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/v-w-x-y-z/worldview-3>
6. *Лавров В. Н.* ГИА «Иннотер» / Многоцелевой суперспектральный спутник сверхвысокого разрешения WorldView-3. Геопроф № 5, 2014 г. <https://innoter.com/scintific-articlec/1068>

УДК 621.391 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.32

Анализ параметров функции отклика при оптимальной весовой обработке ЛЧМ импульсного сигнала

С. Б. Медведев, В. И. Шапошников¹, О. А. Чекмазова

¹к.т.н.

АО «Научно-исследовательский институт точных приборов»

e-mail: v.schaposchnikov@yandex.ru, alter-vista@mail.ru

Аннотация. Предметом исследования статьи являются свойства оптимальной весовой функции, полученной для принимаемого импульсного ЛЧМ-сигнала с большой базой вместе с множеством переотраженных сигналов по критерию максимум отношения полезный сигнал/шум при ортогонализации весовой функции части принимаемых мешающих сигналов.

Эффективность обработки оценивается по всему множеству возможных помеховых сигналов.

Цель работы — увеличение эффективности работы системы за счет нахождения рекомендованных характеристик алгоритма обработки отраженного ЛЧМ-сигнала, таких как предельная зона максимального подавления, краевые точки.

Анализ полученных данных показал что на качество оконной функции в большей степени влияет показатель K : для его оптимальных значений нет корреляции потерь от ширины зоны максимального подавления (зона M), незначительные ухудшения появляются лишь на краях диапазона. Для большого (нежелательного) показателя K наблюдается значительная корреляция уровня полезного сигнала от величины зоны M и от длительности импульса (ухудшается примерно в два раза). Максимальное значение весовой функции уменьшается при увеличении длительности сигнала и появляется линейная зависимость при значении $K = 1,36$ (нежелательное). Область применения полученных результатов достаточно широка: от оптимизации алгоритмов измерителей дальности и скорости, работающих в условиях помех, до определения амплитудно-фазового распределения в активных фазированных антенных решетках для получения необходимого затухания по боковым лепесткам диаграммы направленности.

Ключевые слова: стыковка, многолучевость, несогласованная фильтрация, ЛЧМ, зона максимального подавления

Analysis of the Response Function Parameters at Optimum Weight Processing for Signals with Linear Frequency Modulation

S. B. Medvedev, V. I. Shaposhnikov¹, O. A. Chekmazova

¹candidate of engineering science

Joint-Stock Company “Research Institute of Precision Instruments”

e-mail: v.schaposchnikov@yandex.ru, alter-vista@mail.ru

Abstract. The article studies the features of an optimum weight function derived for the received pulse signal with linear frequency modulation with a big signal base and the unknown set of reflected signals by the maximum useful signal-to-noise criterion at orthogonalization of the weight function of a part of the received interfering signals lying in the area of considerable side lobes of the correlation function.

The effectiveness of processing is evaluated according to the whole set of possible interfering signals.

The aim of the work is to increase the operation effectiveness of the system by finding the recommended characteristics of the algorithm for processing the reflected signal with linear frequency modulation, such as the limiting zone of the maximum suppression and boundary points.

The analysis of the obtained data showed that the K indicator largely influences the window function. For its optimal values, there is no correlation of the losses from the width of the maximum suppression zone (M -zone). A negligible decline appears only on the borders of the range. For a greater (undesirable) K indicator, a considerable correlation of the useful signal level from the M zone value and from the signal duration (it worsens about twice) can be seen. The maximum value of the weight function decreases with the increase in the signal duration, and a linear dependence at the (undesirable) value $K = 1,36$ occurs. The field of application of the results obtained is quite wide: from optimization of the range and velocity measuring unit algorithms working under interference conditions to definition of amplitude-phase distribution in active phase-arrayed antennas for getting the necessary attenuation on side lobes of the antenna radiation pattern.

Keywords: docking, multipath propagation, mismatched filtration, linear frequency modulation, zone of maximum suppression

Введение

Оконные функции представляют исключительную важность в спектральном анализе сигналов, они характеризуются своей формой и амплитудно-частотной характеристикой. Высокий уровень амплитуды (называемый главным лепестком) характеризует полосу пропускания, низкий уровень амплитуды (называемый боковыми лепестками) характеризует полосу подавления. Между главным лепестком и боковыми лепестками существует переходная область. Чем она уже, тем лучше подавляются ненужные частоты сигнала. Целью данной работы было выявление предельно допустимой зоны максимального подавления (зона M), изучение шумоподавления в краевых точках исследуемого диапазона и анализ перечисленных выше параметров в зависимости от выбранного показателя частоты квантования к частоте девиации K . Все полученные значения приводятся в сравнении со случаем согласованной фильтрации.

Свойства сигнала и компьютерная модель

При исследовании использовался сигнал с линейной частотной модуляцией, он является перспективным, поскольку обладает простотой реализации и возможностью существенного сжатия сигнала при приеме с увеличением его амплитуды над уровнем помех.

Более ранние исследования [1] позволили определить рекомендуемые длительность импульса τ , частоту девиации $F_{\text{дев}}$, частоту квантования $F_{\text{кв}}$, отношение $F_{\text{кв}}/F_{\text{дев}} = K$, равное 1,07–1,2.

Принцип работы компьютерной модели дан в [2], ниже приводится сжатое описание функционирования алгоритма поиска оптимальных параметров фильтра ЛЧМ-сигнала.

Модель излучаемого ЛЧМ-сигнала:

$$S(t) = a \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi F_{\text{дев}} t^2}{\tau_{\text{имп}}} \right). \quad (1)$$

Эквивалентное комплексное представление:

$$\dot{S}(t) = a \exp \frac{j\pi F_{\text{дев}} t^2}{\tau_{\text{имп}}}. \quad (2)$$

С учетом использования цифровой обработки

$$\bar{S}(i) = (z_{01}, z_{02}, \dots, z_{0n}),$$

где $i = 1, 2 \dots n$, $\bar{S}(i)$ — вектор в комплексном пространстве.

Модель отраженного сигнала:

$$\bar{S}_{ij} = [(\alpha_{i1}, \varphi_{i1}), (\alpha_{i2}, \varphi_{i2}) \dots (\alpha_{in}, \varphi_{in})]. \quad (3)$$

\bar{S}_{ij} — нормированный, центрированный излучаемый сигнал, где α_{ij} — неизвестная амплитуда, φ_{il} — неизвестная начальная фаза сигнала.

В этом случае задача синтеза может быть решена как задача разрешения сигнала \bar{S}_k , принимаемого в совокупности с m другими сигналами. Задача состоит в построении оптимального фильтра (опорной функции) при использовании критерия оптимальности — получение максимума отклика на анализируемый сигнал при подавлении мешающих сигналов до некоторого уровня ε (или до нуля).

Принимаемый сигнал:

$$y_k(t_j) = \alpha_k \bar{S}_{kj} + \sum_{i=1; i \neq k}^m \alpha_i \bar{S}_{ij} + \bar{u}(t_j), \quad (4)$$

где $j = 1, 2, \dots, 2n$, $m = 2n - 1$.

В выражении (4) первое слагаемое можно считать полезным сигналом, второе — помехой (мешающие сигналы), третье — шумом.

Отклик фильтра:

$$U(x/y) = (\alpha_k \bar{S}_{kj}, \bar{P}_{0j}) + \left(\sum_{i=1; i \neq k}^m \alpha_i \bar{S}_{ij}, \bar{P}_{0j} \right) + (\bar{u}(t_j) \cdot \bar{P}_{0j}). \quad (5)$$

Описание графических зависимостей

Были проведены эксперименты, моделирующие весовые функции опорного вектора с различной комбинацией исходных параметров. Исследования проводились для двух пар параметров: частота квантования/частота девиации с различным

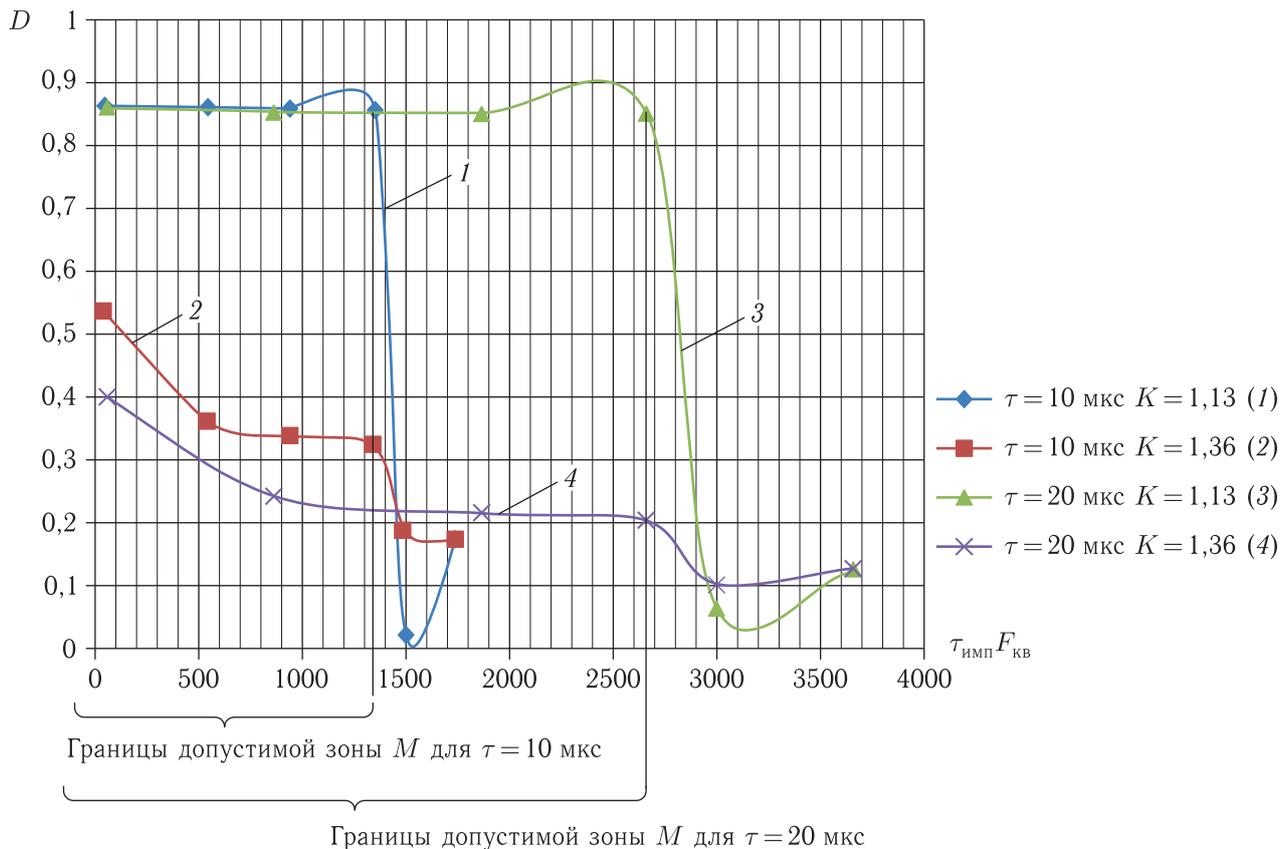


Рис. 1. Зависимость уровня полезного сигнала от ширины зоны максимального подавления для математического моделирования

показателем K : $K = 1,13$ ($F_{\text{кв}} = 400$ МГц, $F_{\text{дев}} = 355$ МГц) и $K = 1,36$ ($F_{\text{кв}} = 400$ МГц, $F_{\text{дев}} = 295$ МГц). Исследование показателя K было проведено в статье [1].

Эти параметры моделировались для сигналов разной длительности τ : 10 мкс и 20 мкс соответственно. Регистрировался уровень полезного сигнала (D), форма весовой функции, ее максимальное значение. Также регистрировалась форма функции отклика в пределах зоны M и на краях изучаемого диапазона.

Кроме того, исследовалась зависимость уровня полезного сигнала от ширины зоны максимального подавления.

Результаты математического моделирования приведены на рис. 1.

Для кривых 1 и 2 общая ширина исследуемого диапазона равняется 4000 ($\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$) ($\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}} = \text{мкс} \cdot \text{МГц}$ — произведение этих величин дает безразмерную величину), для кривых 3 и 4 —

8000 ($\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$), при этом графические зависимости строятся для интервала, несколько превышающего границы допустимой зоны M .

Можно сделать вывод, что ширина допустимой зоны M линейно зависит от произведения $\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$. Существенное влияние на уровень и нелинейность кривой оказывает показатель K . При оптимальном значении K (в диапазоне 1,07–1,2) уровень полезного сигнала практически не изменяется по всей зоне M , значительное ухудшение принимаемого сигнала происходит при ширине зоны $M < \frac{1}{3} \tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$.

При неоптимальном показателе K ($K = 1,36$) увеличивается нелинейность зависимости уровня полезного сигнала, возрастает величина потерь и отсутствует устойчивый участок.

На рис. 1 кривые уровня полезного сигнала 1 и 3 демонстрируют независимость потерь от расширения зоны M в допустимых пределах ($K = 1,13$), кривые 2 и 4 имеют большую зависимость

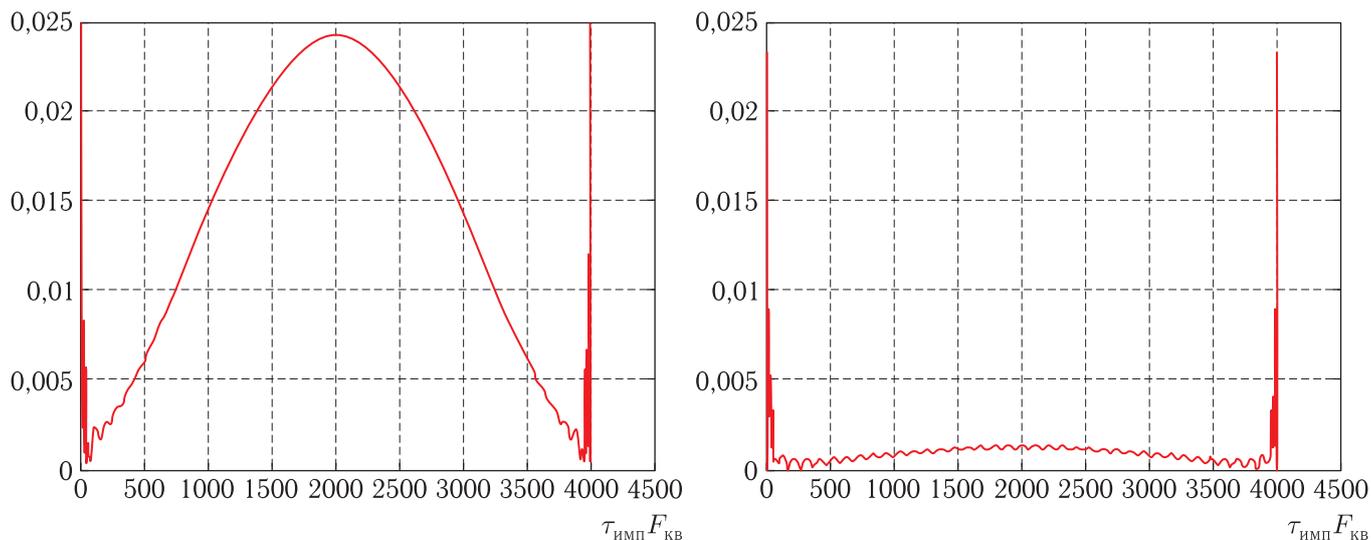


Рис. 2. Сравнение весовых функций для оптимального $K = 1,13$ и неоптимального $K = 1,36$

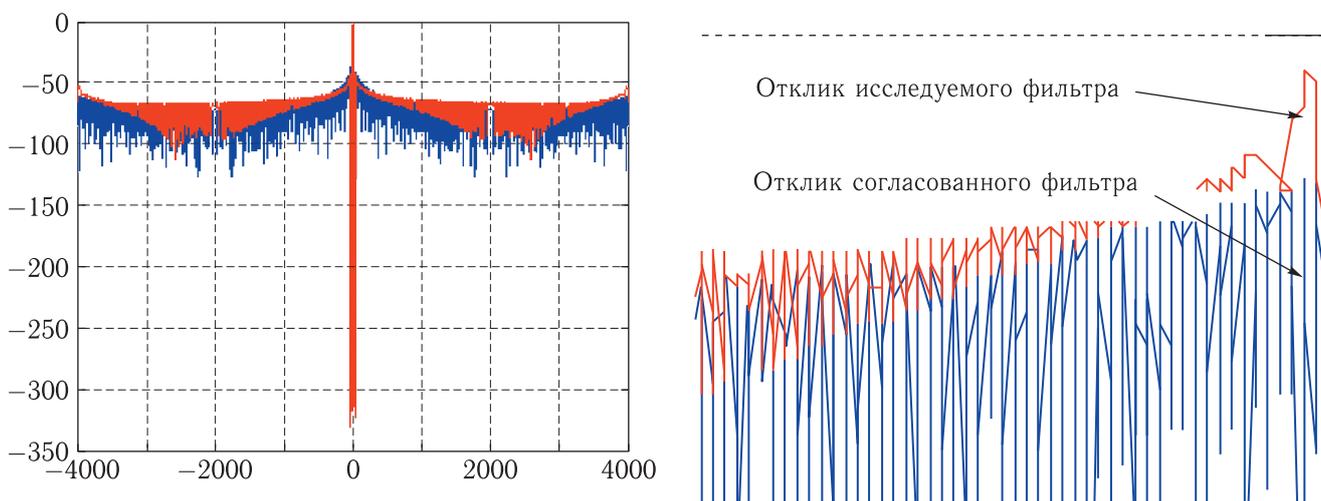


Рис. 3. Уровень подавления боковых лепестков при ширине зоны $M = 50$

от ширины зоны M , при этом уровень полезного сигнала хуже примерно в 2 раза.

Весовая функция для $K = 1,13$ имеет гладкую форму с ярко выраженным максимумом, для $K = 1,36$ весовая функция не отвечает предъявляемым к ней требованиям, становится равномерно широкой, пологой, максимума не имеет — это говорит о том, что ненужные частоты не подавляются, это приведет к значительному ухудшению качества. На рис. 2 приведено сравнение весовых функций.

Интересны также подавляющие свойства за пределами зоны M . Сравнение результатов моделирования показывает, что с расширением зоны M

на краях наблюдаемого диапазона уровень подавления несколько ухудшается по сравнению с согласованной фильтрацией. На рис. 3 изображен краевой эффект при узкой зоне $M = 50$, а на рис. 4 — при максимально допустимой зоне $M = 1350$.

Приведенные выше графики показывают характер математических зависимостей при нахождении сигнала симметрично относительно нуля на временной оси. В реальных условиях сигнал существует на интервале времени $t > 0$, т. е. несимметричен относительно нуля; графики соответствующих зависимостей приведены ниже. Такое моделирование можно назвать физическим.

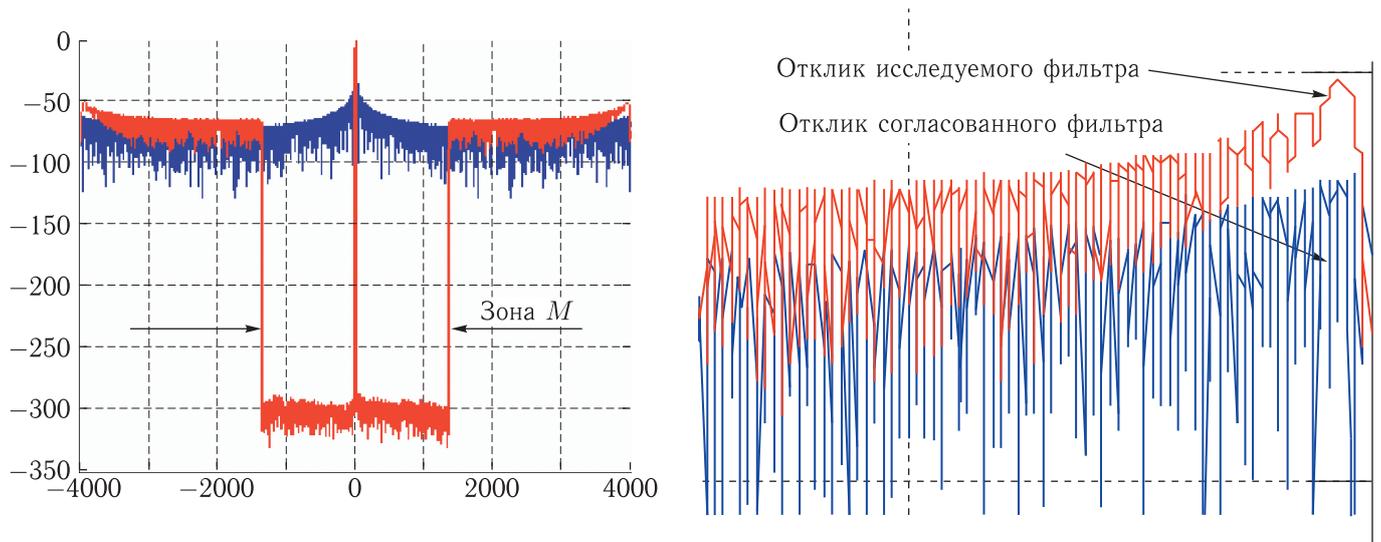


Рис. 4. Уровень подавления боковых лепестков при ширине зоны $M = 1350$

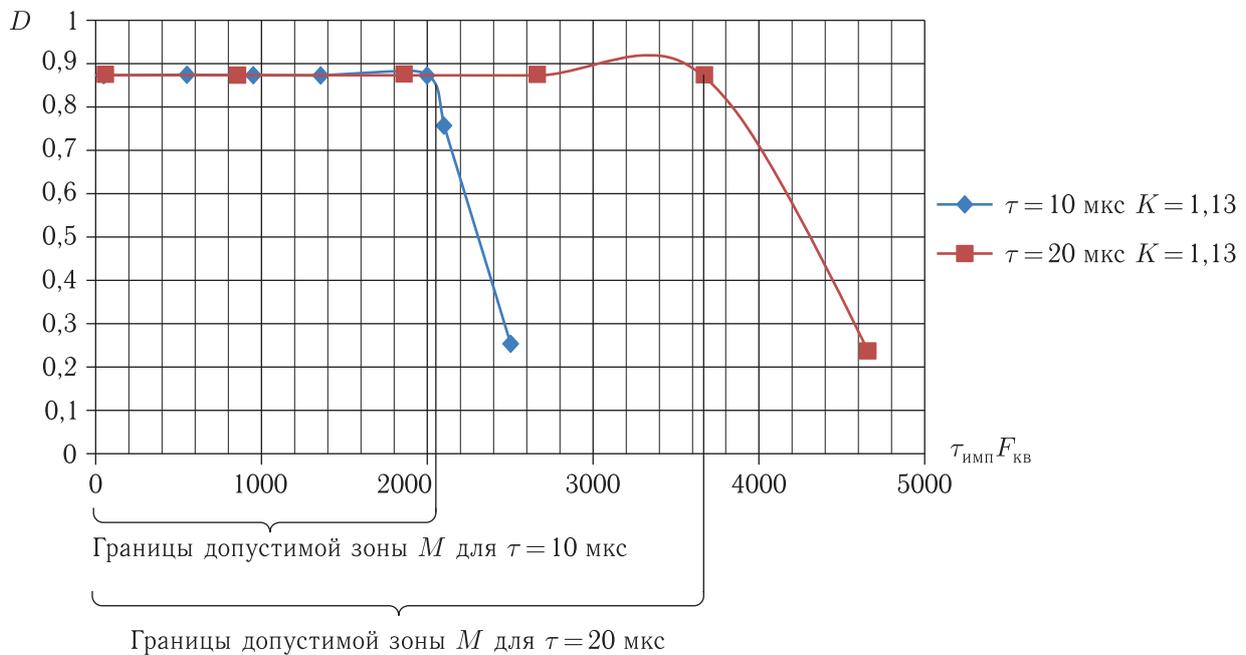


Рис. 5. Зависимость уровня полезного сигнала от ширины зоны максимального подавления для случая физического моделирования

Физическое моделирование (одностороннее) схоже с математическим по форме получившихся аналитических зависимостей, но ширина рекомендуемой зоны M отличается. Для этого случая оптимальная ширина зоны M находится в пределах $M < \frac{1}{2} \tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$.

На рис. 5 приведены кривые для длительности сигнала $\tau = 10 \text{ мкс}$ и двух показате-

лей K . Общая ширина исследуемого диапазона составляет 4000 ($\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$) (ширина $M = 2000$ ($\tau_{\text{имп}} F_{\text{кв}}$)).

Весовая функция для $K = 1,13$ имеет менее гладкую форму и более плоскую область максимума в сравнении с математическим моделированием (рис. 6). При этом область на краях исследуемого диапазона обладает лучшими характеристиками

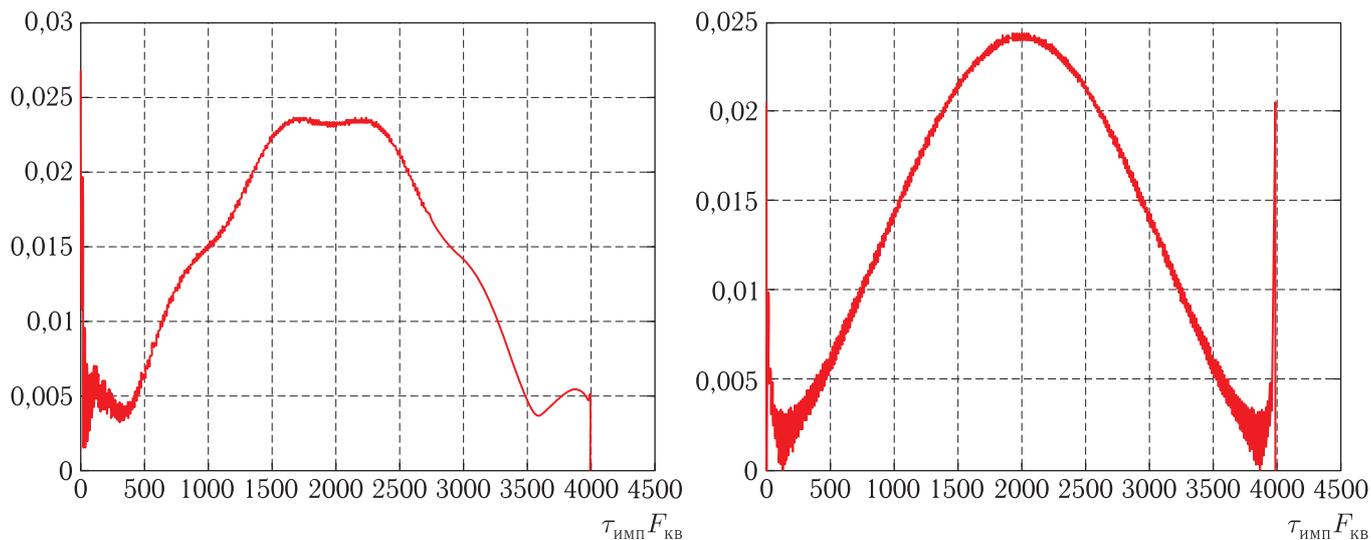


Рис. 6. Сравнение форм весовых функций для физического (слева) и математического (справа) моделирования

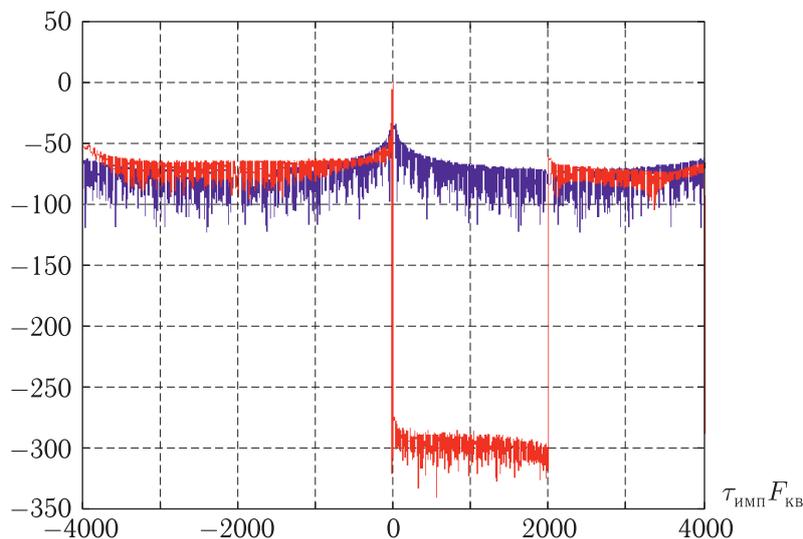


Рис. 7. Сравнение физического моделирования со случаем согласованной фильтрации

в сравнении со случаем согласованной фильтрации (рис. 7).

Уровень боковых лепестков эквивалентен задержке в полосе подавления. Чем ниже уровень боковых лепестков, тем шире полоса пропускания, тем более полого и неидеально спадает частотная характеристика фильтра.

Чем ниже уровень боковых лепестков, тем шире полоса пропускания и тем больше переходная характеристика отличается от идеальной.

Боковые лепестки (уровень главного лепестка, скорость спада) влияют на:

- просачивание спектральных составляющих,

- обнаруживаемость двух близких тонов,
- потери преобразования.

На рис. 8 изображена зависимость пикового значения весовой функции (B) от ширины зоны максимального подавления. Из графика видно, что максимально хорошие результаты достигаются при рекомендованных значениях показателя K , величина пика постоянна при допустимой ширине зоны M ; когда расширение зоны M превышает этот предел, то наблюдается резкий спад пикового значения и, соответственно, ухудшение полосы пропускания.

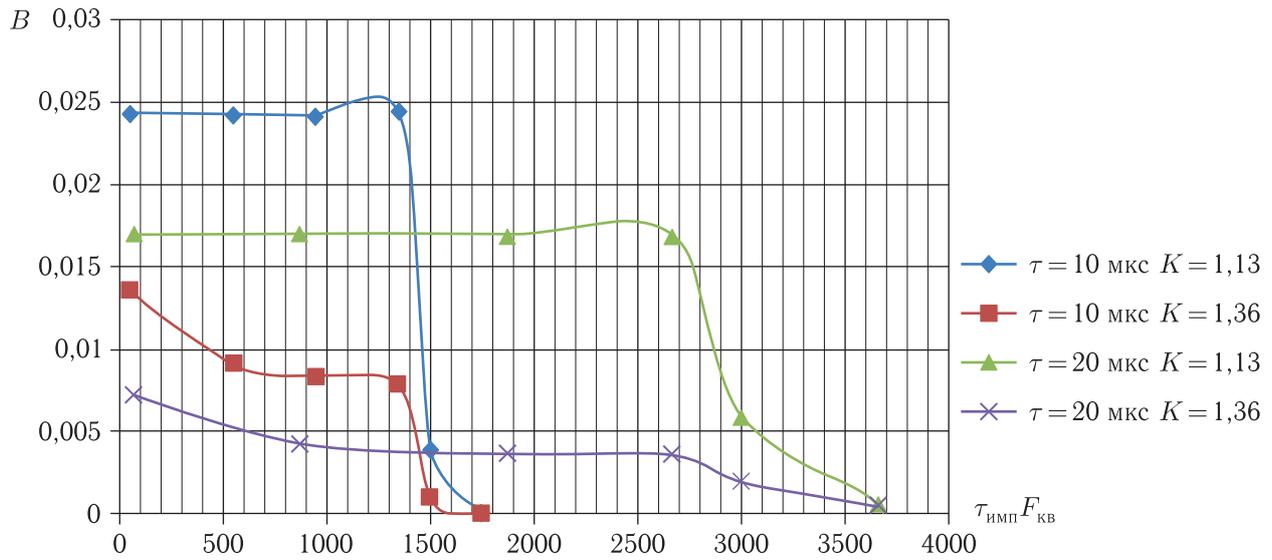


Рис. 8. Зависимость максимального значения весовой функции от ширины зоны максимального подавления для математического моделирования

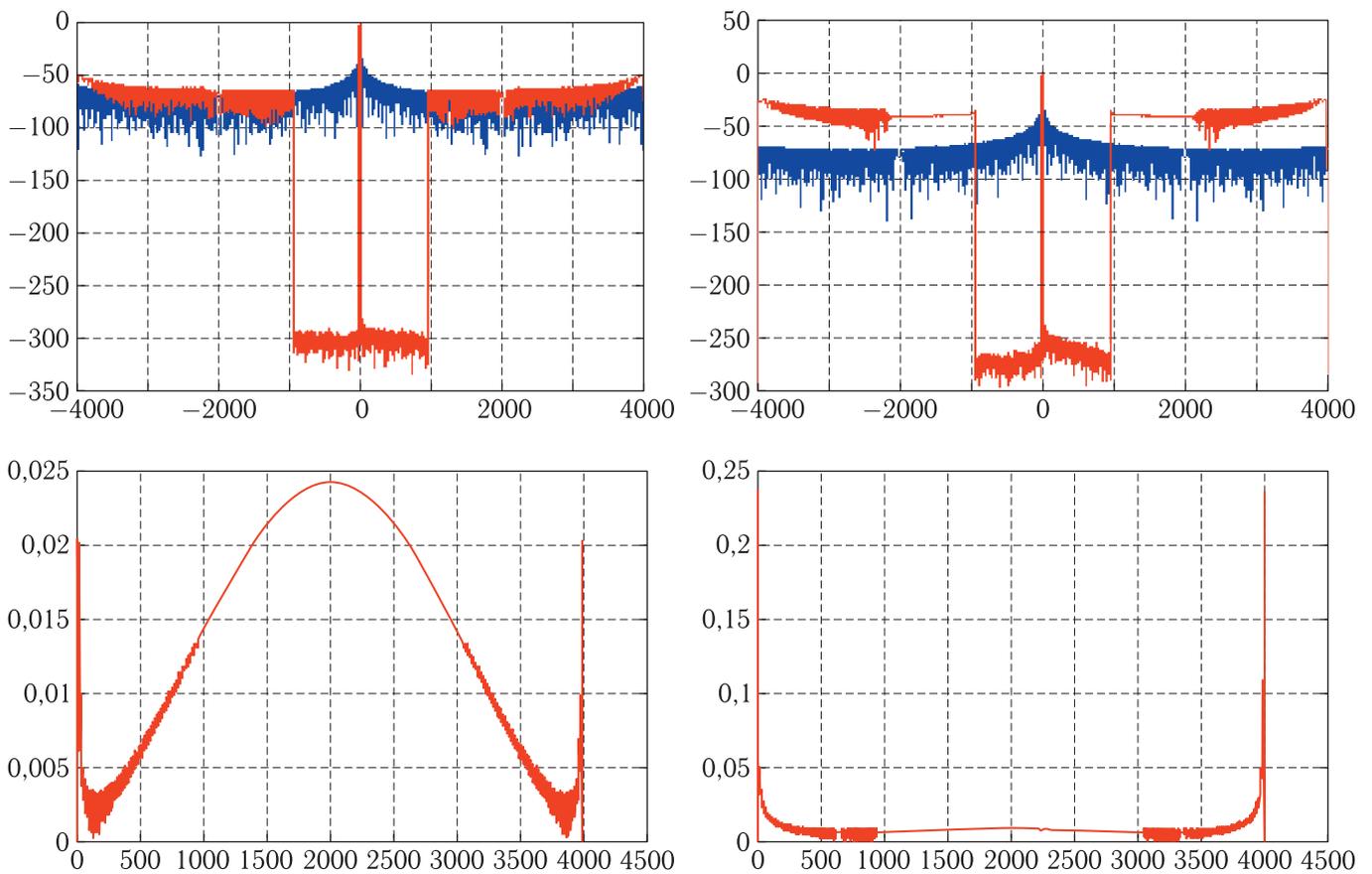


Рис. 9. Сравнение полос пропускания и подавления для $K = 1,13$ (слева) и $K = 1,36$ (справа)

Рис. 9 демонстрирует различия в уровне подавления при различных показателях K (частота квантования и длительность импульса одинаковы). При $K = 1,13$ величина подавления в зоне M составляет -300 дБ, что лучше согласованной фильтрации в 6 раз, за пределами зоны M результаты близки к согласованной фильтрации. При $K = 1,36$ величина подавления в зоне M составляет -270 дБ, за пределами зоны M результаты хуже, чем при согласованной фильтрации. Пики весовых функций составляют $0,024$ и $0,008$, можно сделать вывод, что при изменении K пики отличаются в три раза в пользу минимального значения K , это говорит о том, что полоса пропускания лучше в три раза для показателя $K = 1,13$.

Полоса подавления (боковые лепестки) для $K = 1,36$ примерно совпадают со значениями полосы пропускания, следовательно, для фильтрации большие значения показателя K не подходят.

Обобщив результаты испытаний, можно сделать вывод что на качество подавления в большей степени влияет показатель K : для его оптимальных значений нет корреляции потерь от ширины зоны M , незначительные ухудшения появляются лишь на краях диапазона. Для большого (нежелательного) показателя K наблюдается значительная корреляция уровня полезного сигнала от величины

зоны M и от длительности импульса (ухудшается примерно в два раза). Максимальное значение весовой функции уменьшается при увеличении длительности сигнала и линейно появляется линейная зависимость при значении $K = 1,36$ (нежелательное).

Список литературы

1. *Медведев С.Б., Шапошников В.И., Чекмазова О.А.* Результаты моделирования и оценка характеристик отраженных от протяженных объектов сигналов с линейной частотной модуляцией. Доклад на VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий», Москва, АО «Российские космические системы», 2015.
2. *Шишанов А.В., Шапошников В.И.* Повышение информационной эффективности и априорная оценка качества работы РСА. Доклад на VI Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий», Москва, АО «Российские космические системы», 2013.
3. *Воеводин В.В.* Вычислительные основы линейной алгебры. М.: Наука, 1977.
4. *Кук Ч., Бернфельд* Радиолокационные сигналы. М.: Сов. радио, 1971. 214 с.

УДК 621.396.67 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.40

Построение облучателей многодиапазонных зеркальных антенн систем спутниковой связи

Д. Д. Габриэлян¹, В. И. Демченко², А. Е. Коровкин³,
Д. Я. Раздоркин⁴, Ю. А. Гвоздяков⁵, Ю. И. Полтавец⁶

¹д. т. н., профессор, ^{2,5,6}к. т. н.

¹⁻⁴ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи»

^{5,6}АО «Российские космические системы»

e-mail: rniirs@rniirs.ru

Аннотация. Цель настоящей статьи — обоснование подхода к оптимизации параметров облучателей МЗА на основе гофрированного рупора для различных сочетаний совмещаемых диапазонов и их практическая реализация.

Рассмотрены вопросы построения облучающих систем на основе гофрированных рупоров для многодиапазонных приемопередающих зеркальных антенн систем спутниковой связи. Проведенный анализ взаимосвязи показателей эффективности системы спутниковой связи с энергетическими характеристиками радиоканала позволил обосновать показатель эффективности многодиапазонной зеркальной антенны наземного пункта приема информации и облучателей, входящих в ее состав. Показатель эффективности МЗА представлен в виде мультипликативной функции, учитывающей в каждом из совмещаемых диапазонов частот шумовую добротность антенны и два сомножителя, определяющих снижение эффективной шумовой добротности из-за эффектов деполяризации принимаемых сигналов и неточности наведения антенны при автосопровождении КА.

Использование гофрированного рупора в качестве облучателей МЗА, обеспечивающего возбуждение основной H_{11} и высшей моды H_{21} , позволяет создавать облучатели многодиапазонных зеркальных антенн с различными функциональными возможностями, в частности с режимами программного наведения и автосопровождения на основе экстремального и моноимпульсного методов. Рассмотрены особенности построения облучателей для систем связи со спутниками на различных типах орбит.

Ключевые слова: многодиапазонная зеркальная антенна, гофрированный рупор, показатели эффективности многодиапазонной зеркальной антенны

Building of Exciters of Multiband Mirror Antennas for Satellite Communication Systems

D. D. Gabriel'yan¹, V. I. Demchenko², A. E. Korovkin³,
D. Ya. Razdorkin⁴, Yu. A. Gvozdyakov⁵, Yu. I. Poltavets⁶

¹doctor of engineering science, professor, ^{2,5,6} candidate of engineering science

¹⁻⁴Federal state unitary enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications"

^{5,6}Joint Stock Company "Russian Space Systems"

e-mail: rniirs@rniirs.ru

Abstract. The objective of the paper is to justify the approach to optimization of the parameters of the corrugated horn based exciters of multiband mirror antennas for different combinations of the overlapping bands and their realization in practice.

The issues of building the feed systems based on the corrugated horns for multiband transceiving mirror antennas of satellite communication systems are studied. The conducted interrelation analysis of performance indicators of the satellite communication system with energy characteristics of the radio channel enabled one to justify the performance indicator of the multiband mirror antenna of the receiving ground station and its exciters. The performance indicator of the multiband mirror antenna is in the form of a multiplicative function taking account of the antenna noise Q-factor in each of the overlapping bands, and two co-factors determining the decrease in the effective noise Q-factor due to depolarization effects of the received signals and inaccuracy in antenna pointing during autotracking of SC.

Employing a corrugated horn as exciters of multiband mirror antennas exciting the main H_{11} mode and the highest H_{21} mode permits one to create exciters for multiband mirror antennas with different functional capabilities, in particular with the modes of programmable guidance and autotracking based on the extreme and monopulse methods. The considerations of designing the exciters for communication systems with satellites in various types of orbits are studied.

Keywords: multiband mirror antenna, corrugated horn, performance indicators of multiband mirror antenna

Существующие в настоящее время тенденции увеличения объемов передаваемой по спутниковым каналам связи информации обуславливают необходимость использования все более высокочастотных диапазонов в системах спутниковой связи (ССС). Однако и ранее освоенные в системах спутниковой связи диапазоны остаются полностью загруженными. Использование в указанных условиях в наземном сегменте ССС однодиапазонных зеркальных антенн приводит к увеличению количества последних в составе комплексов приема информации и, как следствие, к увеличению стоимости комплексов при вводе и последующей эксплуатации. Наиболее целесообразно в указанных условиях построение многодиапазонных зеркальных антенн (МЗА), обеспечивающих прием в нескольких диапазонах частот сигналов требуемых поляризаций.

Параметры движения космических аппаратов (КА) в составе ССС на геостационарных, высокоэллиптических и низких круговых орбитах известны. В то же время высокая угловая скорость движения КА и возникающие под действием различных факторов отклонения параметров орбиты, в первую очередь для КА на низких круговых орбитах, не позволяют использовать простые методы сопровождения (метод экстремального наведения) для сохранения устойчивости радиолинии, что требует применения в антенных системах режима автосопровождения повышенной точности (моноимпульсного метода). Таким образом, построение МЗА систем спутниковой связи сопряжено с использованием моноимпульсного режима автосопровождения в одном или нескольких диапазонах частот. В таких МЗА облучатель должен обеспечивать формирование суммарной и разностной ДН, позволяющих добиться наибольшего отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе антенны с учетом точности наведения антенны на КА.

Целью настоящей статьи является обоснование подхода к оптимизации параметров облучателей МЗА на основе гофрированного рупора для различных сочетаний совмещаемых диапазонов и их практическая реализация.

В статье решаются следующие задачи:

1. Обоснование критерия эффективности облучателя МЗА ССС.

2. Реализация облучателей МЗА на основе гофрированных рупоров.

3. Выбор оптимальных параметров облучателей МЗА в виде гофрированного рупора при различных сочетаниях совмещаемых диапазонов частот.

Критерий эффективности облучателя МЗА ССС

Рассмотрим зеркальную антенну с диаметром рефлектора D_0 , обеспечивающую прием сигналов заданных поляризаций в J диапазонах частот. Выбор показателя эффективности МЗА напрямую связан с показателем эффективности ССС, в качестве которого для современных ССС с цифровыми сигналами, например с манипуляцией вида M -QAM, M -QPSK, M -APSK (M — число элементов пространства сигналов при цифровой манипуляции), может быть выбрана вероятность битовой ошибки $p_b(Q_{j,i})$, напрямую связанная с отношением сигнал/шум на выходе антенной системы [1].

Для ССС представим показатель эффективности в виде

$$\mathcal{E} = \prod_{j=1}^J \prod_{i=1}^4 p_b(Q_{j,i}), \quad (1)$$

где j — номер частотного диапазона, а i — номер поляризации принимаемого сигнала.

При записи соотношения учтена независимость событий правильного приема сигналов различных поляризаций в J диапазонах частот. С учетом монотонной зависимости $p_b(Q_{j,i})$ перейдем от выражения (1) к мультипликативной функции взвешенных значений ОСШ на выходе антенны для сигналов заданных поляризаций в требуемых диапазонах частот:

$$\mathcal{E} = \prod_{j=1}^J \prod_{i=1}^4 Q_{j,i}^{m_{j,i}}, \quad (2)$$

где $m_{j,i}$ — весовой коэффициент, учитывающий различные значения ОСШ в зависимости от требуемой вероятности битовой ошибки, вида используемой модуляции и энергетические параметры радиоканала j -го диапазона частот.

Для определения взаимосвязи ОСШ с параметрами облучателя используем уравнение радиосвязи, которое позволяет определить ОСШ при приеме сигнала i -й поляризации j -го диапазона частот следующим образом:

$$Q_{j,i} = B_{j,i} H_{j,i}^{(0)} F_1(\sigma_{j,i}^2) F_2(K_{j,i}), \quad (3)$$

где $B_{j,i}$ — коэффициент, учитывающий мощность передатчика, КУ передающей антенны, параметры трассы распространения для сигналов i -й поляризации в j -м диапазоне частот; $H_{j,i}^{(0)}$ — шумовая добротность МЗА для сигналов i -й поляризации в j -м диапазоне частот; $F_1(\sigma_{j,i}^2)$ — множитель, учитывающий среднее снижение ОСШ из-за неточности наведения антенны; $\sigma_{j,i}^2$ — дисперсия ошибки наведения антенны на КА; $F_2(K_{j,i})$ — множитель, учитывающий снижение ОСШ из-за эффектов деполяризации сигнала на трассе распространения и в тракте МЗА и определяемый коэффициентом поляризационной развязки $K_{j,i}$ (КПР).

Для гофрированного рупора последний сомножитель можно считать равным единице, что позволяет исключить его из рассмотрения показателя эффективности облучателя. Таким образом, показатель эффективности облучателя на основе круглого гофрированного волновода может быть представлен следующим образом:

$$\mathcal{E} = \prod_{j=1}^J \prod_{i=1}^4 \left(H_{j,i}^{(0)} F_1(\sigma_{j,i}^2) \right)^{m_j}. \quad (4)$$

Как следует из соотношения (4), ОСШ на выходе антенны пропорционально шумовой добротности МЗА. В то же время сомножитель $F_1(\sigma_{j,i}^2)$ более сложным образом связан с параметрами облучателя. Так, средняя мощность принимаемого сигнала с учетом неточности наведения антенны можно представить выражением:

$$F_1(\sigma_{j,i}^2) = \left(4k\sigma_{j,i}^2 + 1 \right)^{-0,5} \Phi \left[(18k\sigma_{j,i}^2 + 4,5) \right], \quad (5)$$

где $k = 2 \ln 2$ — коэффициент, используемый для представления суммарной ДН [2]; $\sigma_{j,i}^2 = 2 \left(H_{j,i}^{(0)} \cdot \mu_{j,i} \right)^{-1}$; $\mu_{j,i}$ — крутизна пеленгационной характеристики; $\Phi[\bullet]$ — интеграл вероятностей.

Сигнал на выходе системы автосопровождения при отклонении КА от равносигнального направления в одной из плоскостей при формировании парциальных ДН с использованием мод H_{11} и H_{21} многомодового рупора для сигналов соответствующих поляризации и частотного диапазона определяется следующим выражением:

$$\nu = 20 \lg \left(\frac{F_{\Sigma}^{(j,i)} + p_{j,i} \cdot F_{\Delta}^{(j,i)} + n_{\Xi}^{(j,i)} + p_{j,i} \cdot n_{\Delta}^{(j,i)}}{F_{\Sigma}^{(j,i)} - p_{j,i} \cdot F_{\Delta}^{(j,i)} + n_{\Xi}^{(j,i)} + p_{j,i} \cdot n_{\Delta}^{(j,i)}} \right), \quad (6)$$

где $F_{\Sigma}^{(j,i)}$, $F_{\Delta}^{(j,i)}$ — суммарная и разностная ДН, формируемые в соответствующей плоскости для сигналов i -й поляризации в j -м диапазоне частот; $p_{j,i}$ — коэффициент усиления в тракте формирования разностной ДН, определяемый из условия пересечения парциальных ДН по уровню -3 дБ; $n_{\Xi}^{(j,i)}$ и $n_{\Delta}^{(j,i)}$ — шумовая составляющая сигналов в суммарном и разностном каналах соответственно.

Реализация облучателей МЗА на основе гофрированных рупоров

Построение гофрированного рупора обеспечивается использованием вставок с одно-, двух- и трехступенчатыми канавками, показанными на рис. 1 [3].

В статье рассматриваются двух-, трех- и четырехдиапазонный рупоры, применяемые в составе МЗА ССС. В частности, основное внимание уделяется построению многодиапазонных гофрированных рупоров с совмещением различных частотных диапазонов: a — C/Ku -диапазонов, b — X/Ku -диапазонов (с возбуждением моды H_{21}), v — $C/X/Ku$ -диапазонов, g — $C/X/Ku/Ka$ -диапазонов. Особенностью разработанных облучателей является то, что требуется только небольшое изменение их параметров при установке в МЗА с различным диаметром основного зеркала. При этом необходимо изменить длину рупора, модового трансформатора и параметры вставок с канавками.

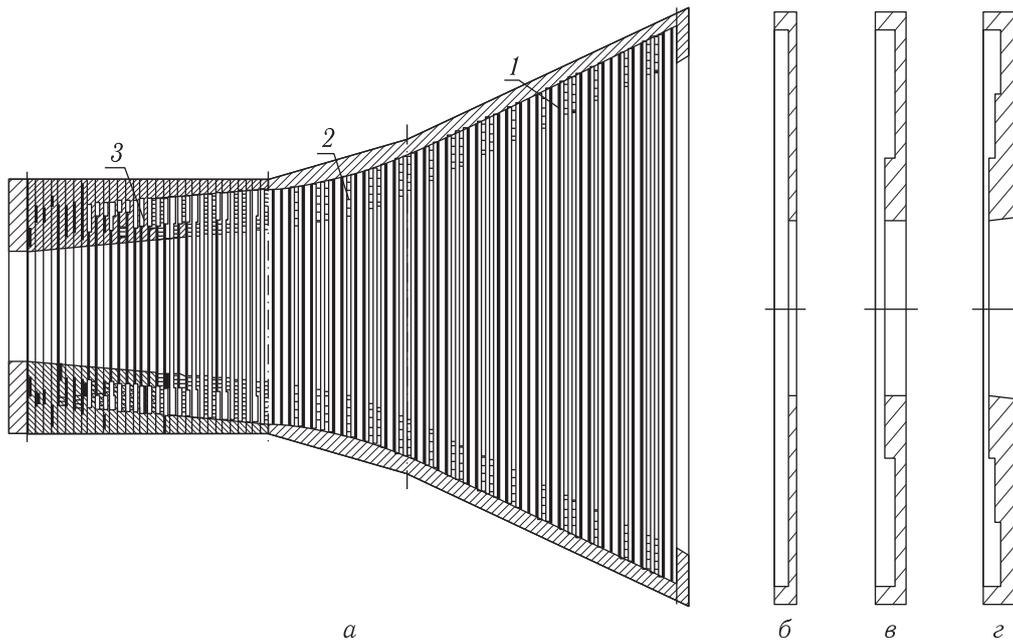


Рис. 1. Гофрированный рупор: а) общая структура рупора; б, в, г) вставки с одно-, двух- и трехступенчатыми канавками соответственно

Оптимизация параметров облучателей МЗА в виде гофрированного рупора при различных сочетаниях совмещаемых диапазонов частот

В случае пренебрежимо малого уровня шумов и малого уровня высших мод по отношению к моде H_{21} соответствующего диапазона на выходе облучателя выбор требуемого значения коэффициента $p_{j,i}$ может быть проведен при любом соотношении максимумов $F_{\Sigma}^{(j,i)}$ и $F_{\Delta}^{(j,i)}$. Однако в случае конечного значения ОСШ в каналах формирования суммарной и разностной ДН возбуждение моды H_{21} малой амплитуды связано с увеличением амплитуды $p_{j,i}$ и соответственно с увеличением шумовой составляющей в парциальных ДН. Таким образом, выбор параметров гофрированного рупора определяется из условия достижения максимума показателя \mathcal{E} при заданном диаметре зеркала, уровне облучения края рефлектора (контррефлектора), соотношении амплитуд мод H_{11} и H_{21} в каждом из диапазонов частот для сигналов требуемых поляризаций.

Выбор параметров рупора в первом случае (рупоры а, в и г) направлен на обеспечение максимальной амплитуды моды H_{11} . Во втором случае (рупор на рис. 1, б) выбор параметров обеспечивает максимально возможные уровни двух мод H_{11} , H_{21} и соотношение между ними для пересечения парциальных ДН по уровню, близком к -3 дБ.

Результаты исследований характеристик созданных рупоров приведены на рис. 2. На указанных рисунках показаны частотные зависимости КСВН в каждом из совмещаемых диапазонов:

а — сплошной и штриховой линиями для С- и Ки-диапазонов соответственно;

б — сплошной и штриховой линиями для моды H_{11} , Х- и Ки-диапазонов соответственно;

в — штрихпунктирной и точечной линиями для моды H_{21} , Х- и Ки-диапазонов соответственно;

г — сплошной, штриховой, штрихпунктирной и точечной линиями для С-, Х-, Ки- и Ка-диапазонов соответственно.

Приведенные зависимости показывают, что варьирование параметров облучателя, в частности угла раскрытия и длины рупора, числа вставок и параметров канавок во вставках, обеспечивает как эффективное возбуждение только моды H_{11}

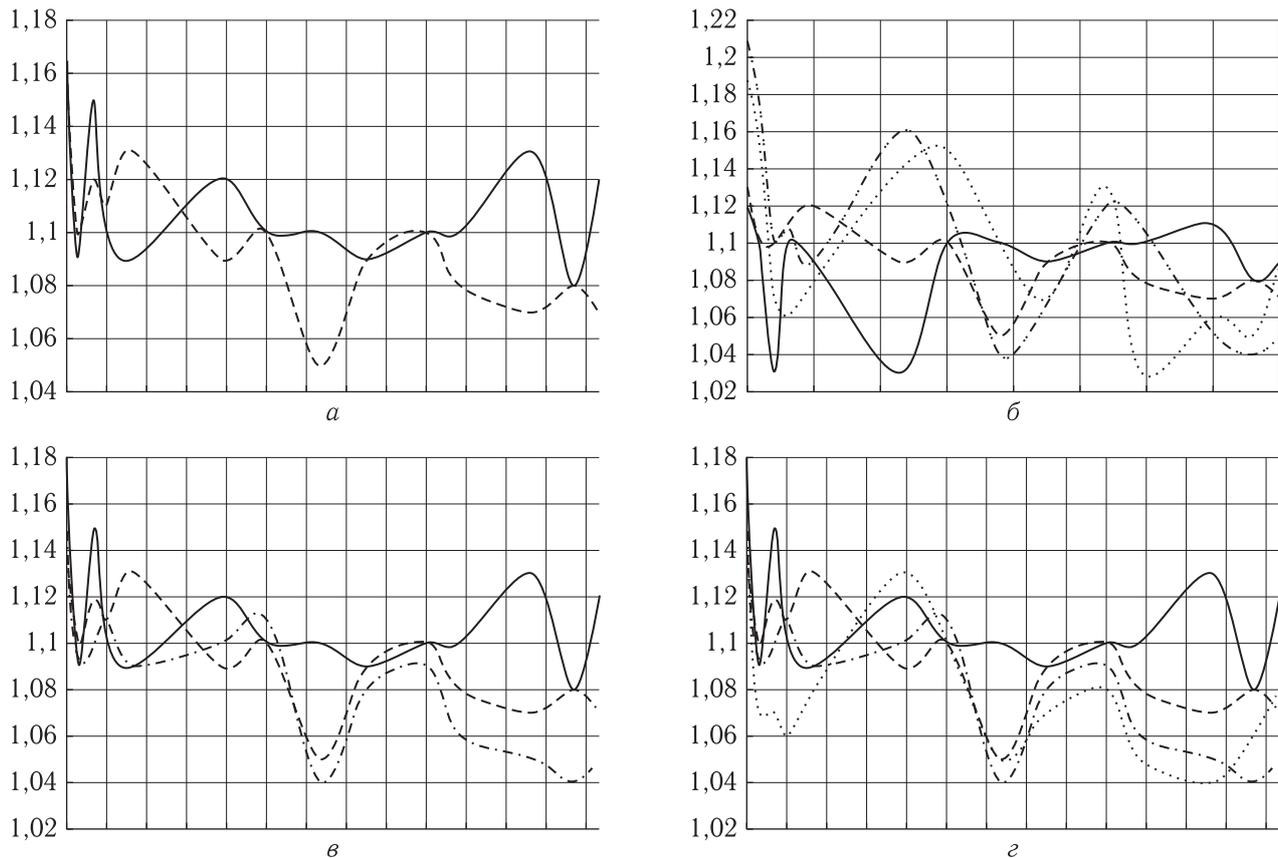


Рис. 2. Частотные зависимости КСВН многодиапазонных гофрированных рупоров с совмещением различных частотных диапазонов: а — C/Ku -диапазонов, б — X/Ku -диапазонов (с возбуждением моды H_{21}), в — $C/X/Ku$ -диапазонов, г — $C/X/Ku/Ka$ -диапазонов

для облучателей МЗА без автосопровождения КА, так и возбуждение мод H_{11} и H_{21} для облучателей МЗА с автосопровождением. Возможность управления данными параметрами определяет возможность достижения высокой эффективности МЗА.

Выводы

1. Проведенный анализ взаимосвязи показателей эффективности системы спутниковой связи с энергетическими характеристиками радиоканала позволил обосновать показатель эффективности многодиапазонной зеркальной антенны наземного пункта приема информации и облучателей, входящих в ее состав. Показатель эффективности МЗА представлен в виде мультипликативной функции, учитывающей в каждом из совмещаемых диапазонов частот шумовую добротность антенны и два

сомножителя, определяющих снижение эффективной шумовой добротности из-за эффектов деполяризации принимаемых сигналов и неточности наведения антенны при автосопровождении КА.

Последующая декомпозиция указанного показателя эффективности показала, что в качестве показателя эффективности облучателя МЗА необходимо использовать только уровень сигналов, формируемых в основном канале для антенн с автосопровождением на основе экстремального метода и в суммарном и разностном каналах для антенн с автосопровождением на основе моноимпульсного метода. В частности, для облучателя в виде многомодового гофрированного рупора показатель эффективности определяется как амплитуда возбуждения моды H_{11} для антенны с автосопровождением на основе экстремального метода или амплитуд мод H_{11} и H_{21} для антенны с автосопровождением на основе моноимпульсного метода.

При этом критерием эффективности в первом случае является обеспечение максимума амплитуды моды H_{11} , во втором случае — достижение максимума амплитуды моды H_{11} при условии соотношения амплитуд мод H_{11} и H_{21} , обеспечивающих формирование парциальных ДН, пересекающихся на уровне -3 дБ.

2. Использование гофрированного рупора в качестве облучателей МЗА, обеспечивающего возбуждение основной H_{11} и высшей H_{21} мод позволяет создавать облучатели многодиапазонных зеркальных антенн с различными функциональными возможностями, в частности с режимами программного наведения и автосопровождения на основе экстремального и моноимпульсного методов.

3. Наличие большого числа варьируемых параметров облучателя, в частности угла раскрыва и длины рупора, числа вставок и параметров канавок во вставках позволяет обеспечить низкий уровень КСВН в требуемых полосах частот при различных сочетаниях совмещаемых диапазонов, что дает возможность максимизировать шумовую добротность МЗА в каждом диапазоне частот.

При этом облучатель обеспечивает как высокую точность автосопровождения КА, так и высокий уровень поляризационной развязки, при которых практически не происходит снижение шумовой добротности МЗА. В совокупности выбор значений параметров гофрированного рупора позволяет максимизировать показатель эффективности МЗА.

Список литературы

1. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД «Вильямс», 2007.
2. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 1136 p.
3. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Многодиапазонные облучатели зеркальных антенн на основе конических гофрированных рупоров // Антенны, 2012, вып. 9(184). С. 19–23.
4. Фельдштейн А.Л., Ярвич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967.

УДК 520.8.054, 621.396.946 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.46

Перспективы применения терагерцевых частот в космических системах

Д. М. Ермолаев¹, А. А. Таланов², В. А. Романюк³

¹к. ф.-м. н., ^{2,3}к. т. н.

АО «Российские космические системы»

e-mail: yermolayev.denis@yandex.ru

Аннотация. Рассматривается возможный облик космической систем для работы в терагерцевом диапазоне частот (0,1–10 ТГц). Приводится конструкция и выбор антенн, чувствительных элементов и излучателей, перспективных для применения в космической связи на терагерцевых частотах. В качестве приемной антенны взят массив (квадрат со стороной 1 м) из рупорных антенн с входным диаметром 1 см с быстрым твердотельным детектором, а в качестве передающей антенны принята параболическая антенна с диаметром 10 см. Рассчитывается необходимая мощность передатчика для дальностей связи 1000, 4000, 20000 и 40000 км. Проводится оценка затухания сигнала в атмосфере за счет влаги, которая является основным источником поглощения терагерцевого излучения. Данное затухание составляет величину порядка 20 дБ. Однако выбранная конструкция антенн в терагерцевом диапазоне частот позволяет компенсировать сильное затухание как атмосферы, так и свободного пространства. Также одним из преимуществ терагерцевого диапазона станет возможность создания узких диаграмм направленности излучения, что повышает эффективность использования спектра. Для космической связи борт–борт мощности современных источников терагерцевого диапазона достаточно. Космическая связь земля–борт возможна с низкоорбитальными космическими аппаратам, а для высокоорбитальных космических аппаратов можно использовать импульсный режим передачи данных.

Ключевые слова: терагерцевый диапазон, космическая связь, приемник, передатчик, антенна

Prospects of Terahertz Frequencies Application in Space Systems

D. M. Ermolaev¹, A. A. Talanov², V. A. Romanyuk³

¹candidate of physics and mathematics, ^{2,3}candidate of engineering science
Joint Stock Company “Russian Space Systems”

e-mail: yermolayev.denis@yandex.ru

Abstract. The article considers the possible concept of space systems capable of operating in the terahertz frequency range (0,1–10 THz). The design and selection of antennas, sensors and emitters are revealed for applications in space communications at terahertz frequencies. An array (a square of 1 m side) of horn antennas with an output diameter of 1 cm and a fast solid-state detector was considered as the receiving antenna, and a parabolic antenna with a diameter of 10 cm was taken as the transmitting antenna. The required transmitter power for the communication ranges of 1000, 4000, 20000 and 40000 km has been calculated. An atmospheric attenuation of the signal due to the moisture, which is the main source of absorption of the terahertz radiation, is evaluated. This attenuation is about 20 dB. However, the selected design of the terahertz frequency range antennas can compensate for strong attenuation both in the atmosphere and in empty space. Moreover, one of the benefits of the terahertz frequency range is an ability to create a narrow radiation pattern that increases the efficiency of spectrum application. The article shows that the power of modern sources of terahertz is enough for spacecraft-to-spacecraft communication. Earth-to-spacecraft communication is possible with low-orbit spacecraft; for high-orbit spacecraft, the pulse mode of data transmission can be used.

Keywords: terahertz frequency, space communication, receiver, transmitter, antenna

Введение

Непрерывное развитие электронных и фотонных технологий привело элементную базу к освоению терагерцевого диапазона частот (частота 0,1–10 ТГц, длины волн от 0,3 мм до 30 мкм, энергия фотонов между 0,4–40 эВ, эквивалентная температура черного тела 4–400 К). Взаимодействие терагерцевого излучения с веществом обладает рядом свойств:

- электромагнитные волны терагерцевого диапазона проникают сквозь мелкодисперсные безводные среды (пластмассы, бумага, текстильные материалы), поскольку резко понижается уровень рэлеевского рассеяния ($\sim \lambda^{-4}$), но отражаются металлическими поверхностями;
- квант терагерцевого излучения не является ионизирующим;
- частота терагерцевого излучения на порядок больше по сравнению с рабочей частотой существующей элементной базы, что может обеспечить передачу больших объемов информации.

Стали актуальными астрофизические исследования в терагерцевом диапазоне частот, поскольку приблизительно половина суммарного свечения и 98% эмитированных фотонов со времени Большого взрыва находятся в субмиллиметровом и дальнем инфракрасном (ИК) диапазонах [1]. Был запущен ряд проектов, направленных на исследование в терагерцевом диапазоне. В 2003 г. был запущен космический телескоп «Спитцер» для изучения космоса в инфракрасном диапазоне на длинах волн от 3 до 180 мкм [2]. В 2009 г. запустили следующий космический телескоп «Гершель», работающий в диапазоне от 60 до 670 мкм [3]. В 2018 г. планируется к запуску космический телескоп «Джеймс Уэбб» [4], работающий в диапазоне от 0,6 до 28 мкм. Все эти космические телескопы работают на охлаждаемых приемниках и зеркалах, что ограничивает срок их службы. В телескопах «Спитцер» и «Гершель» уже закончился хладагент. «Спитцер» выведен на околосолнечную орбиту, а «Гершель» функционирует лишь частично. Технику терагерцевого диапазона имеет космический зонд «Розетта» [5]. В России в настоящий момент разрабатывается косми-

ческая обсерватория «Миллиметрон» для исследования Вселенной в миллиметровом и ИК-диапазонах на длинах волн от 0,02 до 17 мм [6]. На Земле терагерцевые исследования поддерживаются за счет телескопов воздушного и наземного базирования. Это Стратосферная обсерватория для инфракрасной астрономии (Stratospheric Observatory for Infrared Astronomy, SOFIA) с аппаратурой, базирующейся на самолете [7], и массив Атакамская большая (антенная) решетка миллиметрового диапазона (Atacama Large Millimeter Array, ALMA), состоящий из 66 12-метровых и 7-метровых антенн, построенных в горной пустыне в Чили [8].

Наличие вышеуказанных мощных космических проектов и наземной инфраструктуры показывает заинтересованность к продвижению техники в терагерцевый диапазон частот. Оценки [9–12] показывают, что скорость передачи информации в терагерцевой линии передачи может достигать сотен и тысяч гигабит. Проводятся демонстрационные эксперименты по передаче информации по эфиру [13, 14], которые показывают принципиальную возможность осуществления в настоящее время таких линий передачи информации на Земле. Проблема распространения терагерцевого излучения заключается в том, что в этом диапазоне находятся вращательные и колебательные степени свободы молекул, в особенности воды. Исследования по пропусканию излучения атмосферой [15–17] показывают, что в целом атмосфера для этого излучения не прозрачна и степень затухания излучения зависит от влажности. Однако, по данным экспериментов на ALMA [18], в этом диапазоне имеются окна прозрачности. Частичная прозрачность атмосферы жестко ограничивает возможности приемопередающих приложений на терагерцевых частотах. Однако системы с повышенной безопасностью могут извлечь выгоду от использования передачи информации на терагерцевых частотах за счет сильного затухания излучения вне целевого объекта. Также в этом диапазоне можно сделать антенны малых размеров с высокой направленностью излучения и при этом получить широкополосный канал передачи информации. Для радарных систем применение терагерцевых частот, по сравнению с инфракрасным и оптическим излучением, обеспечивает преимущества ввиду низкого рассея-

ния (сечение рассеяния зависит как 4-я степень частоты) и гораздо более высокой проникающей способностью при распространении излучения сквозь аэрозоли и облака. При этом, по данным экспериментов на Атакамской большой антенной решетке миллиметрового диапазона, существуют участки частотного диапазона (с центрами на частотах 0,4, 0,65, 0,85 и 1,5 ТГц [18]), где атмосфера обладает прозрачностью. В связи с этим представляется актуальным применение терагерцевого диапазона в космических системах связи и прежде всего проведение анализа радиолинии на выбранной базовой конструкции элементов (приемные и передающие антенны, детекторы и источники излучения).

Активные элементы терагерцевого диапазона

Развитие элементов терагерцевого диапазона разделило технику на свои ниши: до 1 ТГц, где эффективнее работают электронные устройства; выше 1 ТГц, где лучше работают фотонные устройства. Кроме этого, передача информации на частотах свыше 300 ГГц подразумевает увеличенную информационную скорость и, как следствие, детекторы должны обладать повышенным быстродействием. Этим требованиям удовлетворяют полупроводниковые детекторы на основе диодов Шоттки и транзисторов [19–21]. Эквивалентная мощность шумов таких детекторов лежит в диапазоне 10^{-11} – 10^{-10} Вт/Гц^{1/2}, чувствительность составляет около 1–10 кВ/Вт [22–24] при комнатной температуре.

Прежде всего, следует отметить, что в большинстве прикладных работ [25, 26] для приема и передачи терагерцевого излучения используются апертурные антенны (в основном рупорные антенны). Усиление для таких антенн при неизменной конструкции увеличивается при увеличении частоты, и в то же время в терагерцевом диапазоне они становятся компактнее, хотя и будут требовать более совершенную поверхность [27].

Компактные полупроводниковые источники терагерцевого излучения маломощны (мощность излучения менее 10 Вт) и в большинстве своем требуют охлаждения [28]. Мощными источниками терагерцевого излучения являются гиротроны.

В России был разработан гиротрон для частоты 0,67 ТГц с мощностью 200 кВт в импульсе длительностью 30 мс [29]. Наиболее распространенными источниками терагерцевого излучения стали лампы обратной волны. Была получена мощность до 1 кВт на частоте 300 ГГц [30]. Однако гиротронам и мощным лампам также необходимо охлаждение и при этом их мощность излучения сильно падает в зависимости от рабочей частоты [31].

Исходные данные для расчета терагерцевой линии связи

Для оценки характеристик терагерцевой линии связи принимаются следующие допущения:

- антенна передатчика терагерцевого излучения представляет собой параболическую антенну диаметром порядка 0,1 м;
- приемная антенна представляет собой массив рупорных антенн с входным круглым отверстием диаметра 1 см, плотно расположенных в квадрате со стороной 1 м;
- детектор терагерцевого излучения (чувствительность 1 кВ/Вт) в каждой рупорной антенне свой, и они соединяются между собой последовательно;
- сигнал на приемнике регистрируется при напряжении на приемной матрице в 1 мВ;
- поляризационные потери составляют 3 дБ;
- проводится оценка для частот, которые соответствуют окнам прозрачности атмосферы Земли — 0,4, 0,65, 0,85 и 1,5 ТГц (затухание в атмосфере соответственно составляет около 2, 5, 7 и 13 дБ при влажности 1 мм рт. ст. для ALMA [18]);
- для связи борт–борт потери в среде распространения излучения отсутствуют.

Усиление антенн оценивается по формуле (1)

$$G_a \cong 4\pi S k / \lambda^2, \quad (1)$$

где G_a — усиление антенны;

$S = \pi d^2 / 4$ — площадь раскрытия параболической антенны или входного отверстия рупорной антенны, м²;

k — коэффициент использования площади раскрытия антенны (принимается равным 0,5);

d — диаметр параболической антенны или диаметр входного отверстия рупорной антенны, м;
 λ — длина волны падающего излучения, м.

Ширина диаграммы направленности апертурной антенны или массива апертурных антенн

$$\Theta_a \cong 65\lambda/A, \quad (2)$$

где Θ_a — ширина диаграммы направленности, °;

A — диаметр одиночной антенны или максимальный линейный размер массива антенн, м.

Чувствительность приемника можно оценить по формуле (3)

$$S_r \approx u/(R(D/d_h)^2), \quad (3)$$

где S_r — чувствительность приемника, Вт;

R — чувствительность детектирующего элемента, В/Вт;

D — диаметр массива рупорных антенн, м;

d_h — диаметр входного отверстия рупорной антенны, м.

Оценим необходимую мощность передатчика для осуществления связи на дальностях 1000, 4000, 20 000 и 40 000 км по формуле (4)

$$P_t = \frac{S_r L}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi\rho}{\lambda} \right)^2, \quad (4)$$

где P_t — мощность передатчика, Вт;

L — затухание сигнала (в том числе учитываются и поляризационные потери);

G_t — усиление передающей антенны;

G_r — усиление приемной антенны;

ρ — дальность связи, м.

Усиление антенн и ширина диаграммы направленности приводятся в табл. 1.

Таблица 1. Усиление антенн и ширина диаграммы направленности

f , ТГц	0,4	0,65	0,85	1,5
G_t , дБ	49	54	56	61
Θ_t , мин	29,3	18,0	13,8	7,8
G_r , дБ	29	34	36	41
Θ_r , мин	2,1	1,3	1,0	0,6

Результаты для ALMA по необходимой мощности передатчика приведены в табл. 2 в зависимости от рабочей частоты передатчика и в отсутствие (условия космического пространства, связь борт–борт) или при наличии потерь (при прохождении сигнала через атмосферу и наличии потерь на поляризацию, связь Земля–борт).

Таблица 2. Мощность передатчика в зависимости от дальности

$f = 0,4$ ТГц				
ρ , км	1000	4000	20 000	40 000
P_t , кВт	0,80	12,0	288	1200
P_t (потери 2 дБ), кВт	1,16	18,5	462	1850
$f = 0,65$ ТГц				
ρ , км	1000	4000	20 000	40 000
P_t , кВт	0,32	4,8	112	440
P_t (потери 5 дБ), кВт	0,87	14,0	349	1400
$f = 0,85$ ТГц				
ρ , км	1000	4000	20 000	40 000
P_t , кВт	0,16	2,4	64	256
P_t (потери 7 дБ), кВт	0,81	13,0	324	1300
$f = 1,5$ ТГц				
ρ , км	1000	4000	20 000	40 000
P_t , кВт	0,08	0,8	24	80
P_t (потери 13 дБ), кВт	1,04	16,6	414	1660

Из таблицы можно сделать вывод, что в условиях отсутствия потерь, с ростом частоты уменьшается мощность передатчика, необходимая для связи. Это явилось следствием особенностей конструкции выбранных антенн, что, в свою очередь, позволяет компенсировать ослабление из-за потерь при распространении сигнала в свободном пространстве.

Влияние влажности в атмосфере на затухание терагерцевых волн

На затухание сигнала при прохождении атмосферы сильно влияет влажность [15–17]. Расчет в табл. 2 при учете затухания сделан по эмпири-

ческим данным, полученным в условиях сухой высокогорной пустыни в Чили (5100 м над уровнем моря), при влажности воздуха 1 мм рт. ст. Оценим добавочное затухание, связанное с применением радиолитии в условиях повышенной влажности и высоты наземной станции над уровнем моря. Оценка дается в предположении, что на уровне моря температура равна +15 °С, атмосферное давление нормальное, относительная влажность 100 %. Предполагается, что затухание на единичном интервале длины прохождения излучения пропорционально концентрации молекул воды, а значит [32],

$$L_{\text{H}_2\text{O}} \sim \int \frac{p(h)}{p(h_0)} P_{\text{H}_2\text{O}}(h_0) \partial h, \quad (5)$$

где $L_{\text{H}_2\text{O}}$ — потери, связанные с поглощением излучения парами воды;

$P_{\text{H}_2\text{O}}(h_0)$ — известное парциальное давление паров воды в атмосфере на высоте h_0 , Па;

h — высота над уровнем моря, м;

p — парциальное давление насыщенных паров воды, Па;

h_0 — высота над уровнем моря, при которой известно $P_{\text{H}_2\text{O}}$, м.

Для экспериментов на ALMA [18] $h_0 = 5100$ м и $P_{\text{H}_2\text{O}} = 1$ мм рт. ст., для отсчета от уровня моря $h_0 = 0$ м и $P_{\text{H}_2\text{O}}(h_0) = p(h_0)$ при 100%-й влажности. Интеграл (5) берется в пределах от h_0 до 11 000 м, поскольку после высоты ~ 11 км давление паров воды становится практически равно 0 [32]. Увеличение затухания — это отношение $L_{\text{H}_2\text{O}}$, рассчитанное для уровня моря и для ALMA.

Расчет показывает, что затухание увеличивается в 14 раз или на 12 дБ по сравнению с данными, полученными из [18]. Затухание терагерцевого сигнала при прохождении атмосферы от уровня моря до космического пространства при 100%-й влажности приведено в табл. 3.

Таблица 3. Затухание терагерцевого сигнала при прохождении атмосферы

f , ТГц	0,4	0,65	0,85	1,5
L , дБ	14	17	19	25

Линия связи терагерцевого диапазона и направления совершенствования систем связи терагерцевого диапазона

С учетом данных табл. 3 результаты расчетов по формуле (4), отнесенные к уровню моря, приводятся в табл. 4 и 5 для связи борт–борт и Земля–борт.

Таблица 4. Необходимая мощность передатчика терагерцевого диапазона для организации связи борт–борт

r , км	1000	4000	20 000	40 000
$P(0,4$ ТГц), кВт	0,73	11,7	292	1170
$P(0,65$ ТГц), кВт	0,28	4,4	111	442
$P(0,85$ ТГц), кВт	0,16	2,6	65	258
$P(1,5$ ТГц), кВт	0,05	0,8	21	83

Таблица 5. Необходимая мощность передатчика терагерцевого диапазона для организации связи Земля–борт (борт–Земля)

r , км	1000	4000	20 000	40 000
$P(0,4$ ТГц), кВт	18	293	7330	29 300
$P(0,65$ ТГц), кВт	14	222	5540	22 200
$P(0,85$ ТГц), кВт	13	205	5130	20 500
$P(1,5$ ТГц), кВт	16	262	6560	26 200

Из табл. 4 и 5 видно, что на дальних дистанциях применение излучения терагерцевого диапазона становится нереальным, поскольку для этого потребуются единицы–десятки мегаватт мощности излучения.

Представляется возможным создание линии связи терагерцевого диапазона для расстояний до 1000 км (Земля–борт) и до 4000 км (борт–борт).

Для связи борт–борт следует применять более высокие частоты.

В терагерцевом диапазоне возможно создание диаграмм направленности малой ширины (табл. 1), что позволяет создавать КА с приемопередающими устройствами, выполненными в виде сот

с повторным использованием одних и тех же частот в нескольких сотах, что радикально повышает эффективность использования спектра.

Анализ космических миссий КА [2–8], работающих в терагерцевом диапазоне, показывает, что аппаратура работает в пассивном режиме приема, при этом применяется криогенное охлаждение детектирующего элемента и приемной антенны.

В работе [33] показывается, что в зависимости от температуры отклик терагерцевого твердотельного детектора может увеличиться по меньшей мере на 3 порядка величины. Это означает, что значения требуемой мощности в табл. 4 и 5 будут измеряться в единицах ватта. В этом случае снимается ограничение по мощности для организации связи борт–борт, а связь Земля–борт может быть реализована для низкоорбитальных КА, для высокоорбитальных КА возможна реализация импульсного режима.

Заключение

Продемонстрирована возможность реализации системы космической связи в терагерцевом диапазоне. В качестве приемной антенны взят массив (квадрат со стороной 1 м) из рупорных антенн с входным диаметром 1 см с быстрым твердотельным детектором, а в качестве передающей антенны принята параболическая антенна с диаметром 10 см. Расчет необходимой мощности передатчика показал возможность практической реализуемости терагерцевой фотонной космической системы связи.

Для улучшения характеристик систем связи терагерцевого диапазона необходимо применять охлаждение чувствительных элементов и конструкций антенн. В этом случае ограничение по мощности для связи борт–борт отсутствует для существующих источников, а связь Земля–борт может быть реализована для низкоорбитальных КА.

Список литературы

1. *Leisawitz D.* Scientific motivation and technology requirements for the SPIRIT and SPECS far-infrared/submillimeter space interferometers // Proc. SPIE, Munich, Germany, 2000, vol. 4013. P. 36–46.
2. *Werner M., Roellig T., Low F., Rieke G., Rieke M., Hoffmann W., Young E., Houck J., Brandl B., Fazio G., Hora J., Gehrz R., Helou G., Soifer B., Stauffer J., Keene J., Eisenhardt P., Gallagher D., Gautier T., Irace W., Lawrence C., Simmons L., Van Cleve J., Jura M., Wright E.* The Spitzer Space Telescope Mission // *ApJS*, 2004, v. 154, 1.
3. http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Herschel
4. *Gardner J.P., Mather J.C., Clampin M.* The James Webb Space Telescope // *Space Sci Rev.*, 2006, v. 123. P. 485–606.
5. *Szopa C., Goesmann F., Rosenbauer H., Sternberg R.* The COSAC experiment of the Rosetta mission: Performance under representative conditions and expected scientific return // *Advances in Space Research*, 2007, v. 40, issue 2. P. 180–186.
6. *Wild W., Kardashev N.S.* Millimetron — a large Russia–European submillimeter space observatory // *Experimental Astronomy*, 2009, v. 23, issue 1. P. 221–244.
7. *Casey S.C.* The SOFIA program: astronomers return to the stratosphere // *Advances in Space Research*, 2004, v. 34. P. 560–567.
8. <http://www.apex-telescope.org>
9. *Piesiewicz R., Kleine-Ostmann T., Krumbholz N., Mittleman D., Koch M., Schoebel J., Kürner T.* Short-Range Ultra-Broadband Terahertz Communications: Concepts and Perspectives // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2007, v. 49, № 6. P. 24–39.
10. *Kleine-Ostmann T., Nagatsuma T.* A Review on Terahertz Communications Research // *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, 2011, v. 32, № 2. P. 143–171.
11. *Federici J., Moeller L.* Review of Terahertz and Subterahertz Wireless Communications // *Journal of Applied Physics*, 2010, v. 107, № 11. P. 22.
12. *Ho-Jin Song, Nagatsuma T.* Present and Future of Terahertz Communications // *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2011, v. 1, № 1. P. 256–263.
13. *Koenig S., Lopez-Diaz D., Antes J., Boes F., Henneberger R., Leuther A., Tessmann A., Schmogrow R., Hillerkuss D., Palmer R., Zwick T., Koos C., Freude W., Ambacher O., Leuthold J., Kallfass I.* Wireless sub-THz communication system with high data rate // *Nature photonics*, 2013, v. 7. P. 977–981.

14. *Song H.J. et al.* 8 Gbit/s wireless data transmission at 250 GHz // *Electron. Lett.*, 2009, v. 45. P. 1121–1122; *Song H.J. et al.* 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications // *Electron. Lett.*, 2012, v. 48. P. 953–954.
15. *Siegel P.H.* Terahertz technology // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, v. 50, № 3. P. 910–928.
16. *Lettington A.H., Blankson I.M., Attia M., Dunn D.* Review of imaging architecture // *Proc. SPIE*, 2002, № 4719. P. 327–340.
17. *Rogalski A., Sizov F.* Terahertz detectors and focal plane arrays // *Opto-Electronics Review*, 2011, v. 19, issue 3. P. 346–404.
18. <http://www.apex-telescope.org/sites/chajnantor/atmosphere/>
19. *Муравьев В.М., Кукушкин И.В., Смет Ю., фон Клитцинг К.* Миллиметровое/субмиллиметровое смешивание на основе нелинейного плазмонного отклика двумерных электронных систем // *Письма в ЖЭТФ*, 2009, т. 90, в. 3. С. 216–221.
20. *Popov V.V., Ermolaev D.M., Maremyanin K.V., Maleev N.A., Zemlyakov V.E., Gavrilenko V.I., Shapoval S.Yu.* High-responsivity terahertz detection by on-chip InGaAs/GaAs field-effect-transistor array // *Applied Physics Letters*, 2011, v. 98, № 153504.
21. *Shashkin V.I., Drjagin Yu.A., Zakamov V.R. et al.* Millimeter-wave Detectors Based on Antenna coupled Low-barrier Schottky Diodes // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2007, v. 28, № 11. P. 945–952.
22. *Sizov F.* THz radiation sensors // *Opto-electronics Review*, 2010, v. 18, no. 1. P. 10–36.
23. *Dyer G.C., Aizin G.R., Reno J.L., Shaner E.A. and Allen S.J.* Novel tunable millimeter-wave grating-gated plasmonic detectors // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2010, v. 17, issue 1. P. 85–91.
24. *Sizov F., Rogalski A.* THz detectors // *Progress in Quantum Electronics*, 2010, v. 34, issue 5. P. 278–347.
25. *Leech J.* Experimental investigation of a low-cost, high performance focal-plane horn array // *IEEE Trans. Terahertz Sc. Tech.*, 2012, v. 1, № 2. P. 61–70.
26. *Cooper K.B., Dengler R.J., Llombart N., Thomas B., Chattopadhyay G., Siegel P.H.* THz Imaging Radar for Standoff Personnel Screening // *IEEE Trans. Terahertz Science and Tech.*, 2011, v. 1. P. 169–182.
27. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны. М.: Энергия, 1976.
28. *Chattopadhyay G.* Technology, Capabilities, and Performance of Low Power Terahertz Sources // *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2011, v. 1, № 1. P. 33–53.
29. *Glyavin M.Yu., Luchinin A.G., Nusinovich G.S., Rodgers J., Kashyn D.G., Romero-Talamas C.A., Pu R.* A 670 GHz gyrotron with record power and efficiency // *Applied physics letters*, 2012, v. 101, № 153503.
30. *Лысенко Е.Е., Пишко О.Ф., Чумак В.Г., Чурилова С.А.* Состояние разработок клинотронов непрерывного действия // *Зарубежная радиоэлектроника*, 2004, № 8. С. 3–13.
31. *Tonouchi M.* Cutting-edge terahertz technology // *Nature Photonics*, 2007, v. 1. P. 97–105.
32. *Миняев В.В.* Расчет параметров атмосферы с учетом влажности воздуха // *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана*, 2004, № 2. С. 106–120.
33. *Muravev V.M., Kukushkin I.V.* Plasmonic detector/spectrometer of subterahertz radiation based on two-dimensional electron system with embedded defect // *Applied physics letters*, 2012, v. 100, № 082102.

Построение прототипа экспертно-диагностической системы анализа траекторной измерительной информации КА

В. К. Ларин

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

e-mail: larin_vk@risde.ru

Аннотация. В статье представлена технология построения прототипа экспертно-диагностической системы (ЭДС) анализа траекторной измерительной информации. Основной функцией ЭДС является выявление и последующее удаление аномальных измерений и формирование массива корректной информации для дальнейшего использования в цикле расчетов баллистико-навигационного обеспечения (БНО). В качестве основного инструмента анализа принята фильтрация — последовательное сравнение каждого измерения с системой критериев (фильтров), значения которых определяются на основе технических характеристик КА данного типа и параметров среды, в которой проводились измерения. Предлагаемый проект ЭДС позволяет производить достаточно качественную выборку аномальных измерений из информационных массивов для большинства видов траекторной информации и может использоваться в цикле расчетов БНО управления КА.

Ключевые слова: экспертно-диагностическая система, фильтрация, траекторная измерительная информация

Building of a Prototype of Expert-Diagnostic System for the Analysis of Spacecraft Flight Path Measurement Information

V. K. Larin

candidate of engineering science, Joint Stock Company “Russian Space Systems”

e-mail: larin_vk@risde.ru

Abstract. The article presents the technology of building of a prototype expert-diagnostic system (EDS) for analysis of flight path measurement information. The main function of the EDS is the identification and subsequent removal of abnormal measurements and the formation of a collection of correct information for further use in the cycle of ballistic and navigational support (BNO) calculations. The main analysis tool is filtering — a sequential comparison of each measurement with the system of criteria (filters), the values of which are determined based on the technical characteristics of the spacecraft of this type and the parameters of the medium in which the measurements were made. The proposed EDS project allows producing of a high-quality sample of abnormal measurements from the data collections for most types of flight path information and can be used in the BNO calculation cycle for spacecraft control.

Keywords: expert-diagnostic system, filtration, flight path measurement information

Введение

Основной задачей БНО является определение элементов орбиты КА по траекторным измерениям (ТИЗ). В зависимости от функционального назначения КА выбирается определенный вид ТИЗ (дальность, радиальная скорость, углы и т. д.), что реализуется в настройках программных комплексов БНО. В этом случае использование данного ПК для обеспечения КА другого типа потребует перенастройки соответствующей программы обработки ТИЗ.

Предлагаемый вариант прототипа ЭДС позволяет производить предварительную обработку ТИЗ для КА различных типов, не изменяя схемы решения. Для практического использования ЭДС необходимо ввести в архив ИД (блок ЭДС, рис. 1) количественные значения фильтров (документация Главного конструктора изделия).

Основополагающие принципы проектируемой системы сводятся к следующему.

Под функцией анализа траекторной измерительной информации будем понимать отбор аномальных измерений (АИ), не удовлетворяющих по своим значениям заданным критериям.

Процедуру выбора АИ будем называть фильтрацией.

Полный цикл выбора состоит из последовательного проведения измерений через систему фильтров, значения которых определяются техническими характеристиками КА и физическими условиями проведения измерений.

Измерительная информация, полученная по одному КА в зоне одного измерительного пункта, называется сеансом.

В окончательную обработку траекторных измерений для определения параметров орбиты КА поступает информация в виде нескольких сеансов, называемых циклом радиоконтроля орбиты (РКО).

«Сырые» (не обработанные) измерения одного цикла РКО несут в себе различного рода погрешности, возникающие вследствие неточной работы бортовой и наземной аппаратуры, а также погрешностей в параметрах среды прохождения сигнала.

С некоторыми допущениями можно принять, что условия, порождающие эти погрешности, для временных и пространственных рамок одного цикла

РКО одинаковы. Это позволяет построить диагностическую систему анализа в виде последовательности фильтров для одного сеанса, используя тот же алгоритм и для других сеансов.

Поскольку физическая природа погрешностей в измерениях не дает возможности описания их аналитическими зависимостями, то в качестве инструмента анализа выбрана ЭДС, которая, используя систему фильтров, позволяет достаточно корректно получить решение по сути неформальной задачи выбора аномальных измерений.

Постановка задачи

Предварительные замечания

1. ЭДС строится для анализа одного сеанса измерений.

2. Количество фильтров и их числовые значения приведены в символьном виде, поскольку они не привязаны к конкретному типу КА.

3. Обязательным условием сохранения сеанса измерений для дальнейшего использования определения орбиты КА является следующее утверждение: количество оставшихся после каждого этапа фильтрации нормальных измерений в сеансе не должно быть меньше заданного числа.

4. В качестве вида представления знаний в базе знаний проектируемой ЭДС выбрана продукционная модель.

5. Последовательность использования фильтров определяется их индексом.

6. Погрешности измерений носят систематический и случайный характер. Систематическая составляющая определяется аналитическими зависимостями, случайная — с помощью фильтров.

7. Последовательность построения ЭДС соответствует структурной схеме, приведенной на рис. 1.

8. Условия проведения измерений для всех сеансов исходного цикла РКО равные.

Исходные данные

$P_1 \dots P_{N_k}$ — измеряемый параметр (дальность, фаза, угол и т. д.);

N_k — начальное число измерений в сеансе;

F_1, F_2, \dots, F_n — фильтры измерений;



Рис. 1. Структурная схема построения ЭДС

Q_1, Q_2, \dots, Q_m — фильтры условий измерений;
 n — допустимое минимальное число измерений в сеансе.

M_j — число сеансов в цикле РКО.

Поставим задачу разработать прототип ЭДС, позволяющий производить определение и отбор аномальных измерений из массива измерений одного сеанса.

На рис. 1 представлена технологическая схема построения ЭДС в виде последовательно расположенных блоков с названиями этапов разработки системы. Справа от схемы приведены определения основных понятий, используемых в работе [1].

Описание блоков

1. Предметная область (ПО)

Предметную область задачи фильтрации измерительной информации составляют следующие данные:

- M_j — число сеансов в цикле РКО;
- N_k — начальное число измерений в сеансе;
- P_k — измеряемый параметр;
- q_k — измеренные характеристики условий измерений;
- F_1, F_2, \dots, F_n — фильтры измерений;
- Q_1, Q_2, \dots, Q_m — фильтры условий измерений;
- $S = 0,6 \cdot N_k$ — условие отбора сеанса.

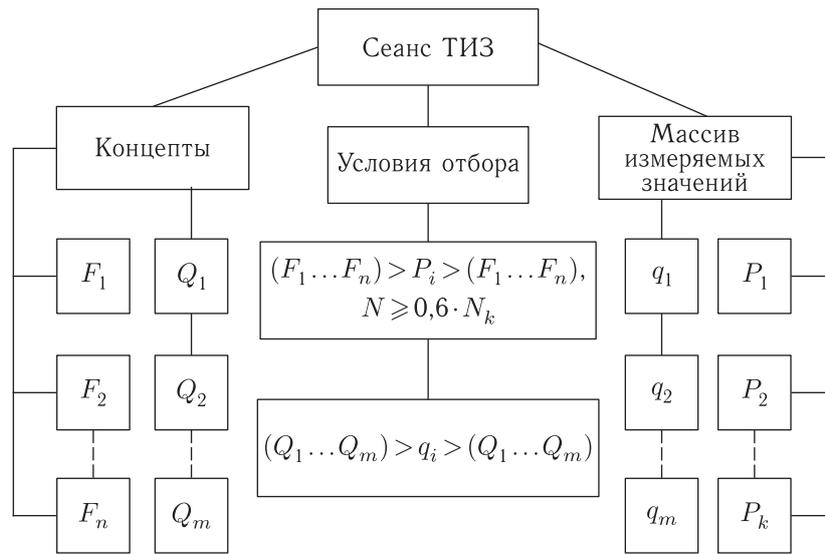


Рис. 2. Онтологическая модель

2. Выделение концептов ПО

В качестве концептов ПО можно выделить следующие данные:

F_1, F_2, \dots, F_n — значения фильтров измерений — определяются в зависимости от функциональных характеристик КА;

Q_1, Q_2, \dots, Q_m — значения фильтров условий измерений — определяются по характеристикам условий проведения измерений (среда, аппаратура).

Условия отбора аномальных измерений:

$P_k \geq (F_1, F_2, \dots, F_k)$ или $P_k \leq (F_1, F_2, \dots, F_k)$ — в зависимости от физического смысла фильтра;

$q_k \geq (Q_1, Q_2, \dots, Q_m)$ или $q_k \leq (Q_1, Q_2, \dots, Q_m)$ — в зависимости от физического смысла фильтра;

S — условие отбора сеансов.

3. Онтологическая модель ПО

В соответствии с указанным выше определением представим онтологию предметной области в виде схемы (рис. 2).

4. Выбор информационных параметров

Для формирования информационных параметров представим измерение (для случая дальности) в следующем виде:

$$P_k = D + \Delta P_{\text{сис}} + \Delta P_{\text{сл}},$$

где $D = \tau_p c$ — геометрическая дальность до КА;

$\Delta P_{\text{сис}}$ — систематическая составляющая погрешности измерения;

$\Delta P_{\text{сл}}$ — случайная составляющая погрешности измерения.

$$\Delta P_{\text{сис}} = I_1 + \Delta D_{\text{троп}} + \Delta D_{\text{рот}} - \Delta D_{\text{pcsat}} - \Delta D_{\text{pcrecl}} - \Delta D_{\text{marker}} + \Delta D_{\text{grav}},$$

где I_1 — задержки, обусловленные влиянием ионосферы;

$\Delta D_{\text{троп}}$ — поправка на задержку распространения сигнала в тропосфере;

$\Delta D_{\text{рот}}$ — поправка на вращение Земли за время распространения сигнала;

ΔD_{pcsat} — поправка на смещение фазового центра антенны НКА относительно центра масс НКА;

$\Delta D_{\text{pcrecl1}}, \Delta D_{\text{pcrecl2}}$ — поправка на смещение фазового центра приемника относительно ARP-точки антенны;

ΔD_{marker} — поправка, вызванная смещением ARP-точки антенны относительно координат станции;

ΔD_{grav} — релятивистская поправка.

$$\Delta P_{\text{сл}} = F(\delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n),$$

где $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$ — значения фильтров для выявления аномальных измерений, обусловленных случайными факторами (ошибками в параметрах

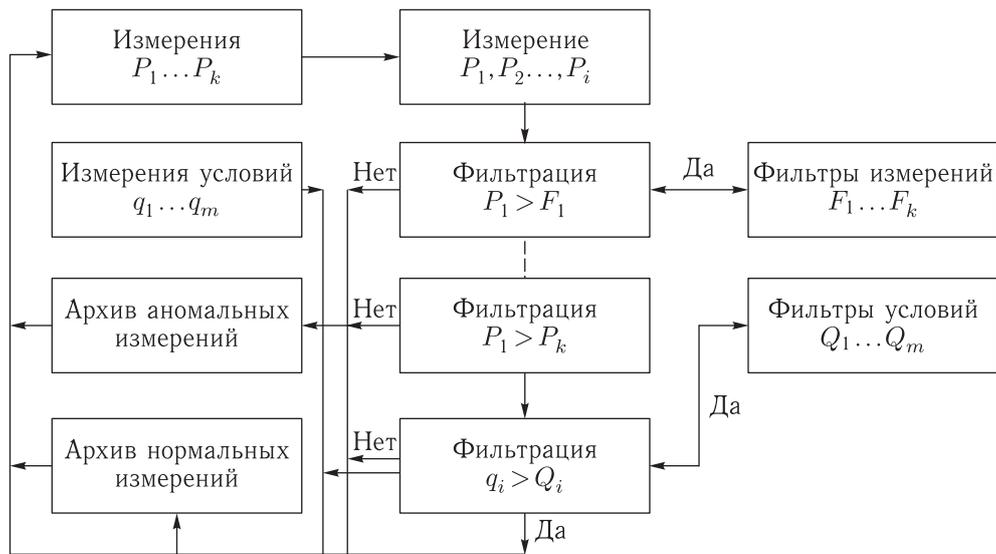


Рис. 3. Информационный образ

Таблица 1. Информационные параметры

Концепт	Информационный параметр (ИП)	Примечание
F_1	$\Delta P_{\text{сис}}$	Систематическая составляющая
F_2	$\delta 1$	Значение фильтра
F_3	$\delta 2$	- « -
..	..	- « -
..	..	- « -
F_n	δn	- « -
Q_1	$\delta 11$	- « -
Q_2	$\delta 22$	- « -
..
Q_m	$\delta m m$	- « -
S	$\delta N = 1 - \frac{n_{\text{аном}}}{n_{\text{изм}}}$	$1 - \frac{n_{\text{аном}}}{n_{\text{изм}}} < 0,6$

аппаратуры, в среде прохождения сигнала, в условиях приема сигнала, его характеристиках и т. д.).

5. Построение информационного образа (ИО)

Процедура создания ИО каждой неисправности (в частности, аномальных измерений) может

быть определена на основе составления диагностических правил (ДП), определяющих схему отбора аномальных измерений [2].

ДП представляют собой последовательное применение фильтров к каждому измерению сеанса с проверкой на достаточность количества оставшихся измерений после исключения аномальных, как необходимого условия продолжения дальнейшей фильтрации измерений данного сеанса или перехода к анализу измерений другого сеанса.

Информационный образ анализа измерительной информации на примере одного измерения представлен на рис. 3.

Информационный образ (I_k) представляет собой процедуру отбора аномальных измерений.

В случае если измерение является аномальным (соответствие одному из фильтров), вырабатывается комментарий «Нет» и измерение заносится в архив аномальных измерений, в противном случае вырабатывается комментарий «Да» и измерение заносится в архив нормальных измерений.

6. Продукционная модель (ПМ)

Продукционная модель (ПМ) — модель, основанная на правилах, представляющих знания в виде предложений типа «Если (условие), то (действие)» [3]. В данном случае основным элементом продукционной модели является информационный образ, построенный на указанных выше правилах

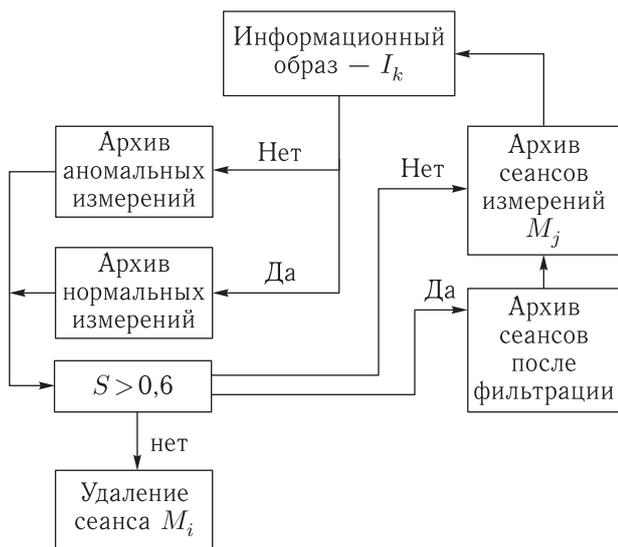


Рис. 4. Продукционная модель

(рис. 3). С учетом этого ПМ представим в виде схемы (рис. 4).

После проверки всех измерений сеанса (см. рис. 3) проверяется условие: соответствие S (число отфильтрованных измерений) минимуму нормальных измерений в сеансе. В случае выполнении условия сеанс заносится в «Архив сеансов после фильтрации» при соответствующем комментарии «Да». В противном случае вырабатывается комментарий «Нет», при этом сеанс исключается из дальнейшей обработки и функции передаются в блок сеансов (при том же комментарии «Нет») для выбора следующего сеанса измерений и передаче его в I_k . Действия повторяются, пока не будут проверены все сеансы.

7. База знаний (БЗ)

При использовании продукционной модели база знаний состоит из набора правил типа:

«Если (условие), то (действие)» — (А).

С учетом сказанного БЗ может быть представлена совокупностью отношений концептов в виде правил — условий (А), используемых в информационном образе, и продукционной модели [4].

Структурно представим БЗ состоящей из трех блоков:

- Блок 1 — Исходные данные.
- Блок 2 — Правила.
- Блок 3 — Результат.

Блок 1 — Исходные данные.

- M_j — число сеансов в цикле РКО;
- N_k — начальное число измерений в сеансе;
- P_k — измеряемый параметр;
- q_k — фактические характеристики условий измерений (сигнал/шум, угол места, ...);
- F_1, F_2, \dots, F_n — набор фильтров для проверки измерений;
- Q_1, Q_2, \dots, Q_m — набор фильтров для проверки характеристик условий измерений;
- $\delta 1, \delta 2, \dots, \delta n, \delta N$ — значения информационных параметров;
- $S = 0,6 \cdot N_k$ — условие отбора сеанса.

Архивы:

- сеансов измерений цикла РКО,
- измерений одного сеанса,
- аномальных измерений,
- нормальных измерений,
- сеансов измерений после фильтрации.

Блок 2 — Правила.

Представим правила в виде последовательности использования фильтров для отбора аномальных измерений, а также действий, связанных с вводом и выбором из архивов необходимых данных.

Под фильтром F_i следует понимать действие сравнения соответствующего информационного параметра δn с измеренным параметром (P_i) либо характеристикой условий q_i . Тогда запись вида $P_i > F_n$ соответствует использованию фильтра для данного измерения или условий измерений — $q_i > Q_m$.

Пошаговый алгоритм фильтрации отнесен к измерениям одного сеанса РКО. Обработка измерений других сеансов производится в цикле, выходом из которого является фильтрация измерений последнего сеанса в «Архиве сеансов измерений» цикла РКО.

Шаг 1. Выбор сеанса измерений $M_i \{P_{1i}, \dots, P_{ki}\}$.

Шаг 2. Выбор первого измерения сеанса — P_{1i} .

Шаг 3. Проверка условия $P_{1i} > F1$ ($P_{1i} < F1$), если «Да», то переход к шагу 4, если «Нет», то занесение P_{1i} в «Архив аномальных измерений» и возврат к шагу 2.

Шаг 4. Проверка условий $P_{1i} > F2, \dots, P_{1i} > Fk$, если «Да», то переход к шагу 5

(для всех значений F_i), если «Нет», то занесение P_{1i} в «Архив аномальных измерений» и возврат к шагу 2.

Шаг 5. Выбор параметров условий измерений — q_{1i} и их сравнение с соответствующими значениями фильтров условий Q_i , если «Да», то переход к шагу 6, если «Нет», то занесение P_{1i} в «Архив аномальных измерений» и возврат к шагу 2.

Шаг 6. После проведения последовательности действий, описанных в шагах 2–5 и соответствующего заполнения блока «Архив аномальных измерений», проверяется условие: $S > 0,6$. Если оно выполняется (комментарий «Да»), то сеанс заносится в «Архив сеансов после фильтрации» и команда передается в блок «Архив сеансов измерений» для выбора очередного сеанса и проведения действий по шагам 2–5.

Если условие не выполняется, то текущий сеанс исключается и действие передается в блок «Архив сеансов измерений» для выбора очередного сеанса и фильтрации его измерений.

Цикл обработки заканчивается после фильтрации измерений последнего сеанса M_j .

Блок 3 — Результат.

Результатами выполнения действий по шагам 1–6 являются:

- набор сеансов нормальных измерений в «Архиве сеансов после фильтрации», готовых к использованию для решения краевой задачи;
- номера удаленных сеансов аномальных измерений в блоке «Удаление сеанса M_j »;
- количество аномальных измерений в каждом сеансе в «Архиве аномальных измерений»;
- количество нормальных измерений в каждом сеансе в «Архиве нормальных измерений».

8. Прототип ЭДС фильтрации траекторных измерений

Ниже представлена принципиальная схема построения ЭДС. По сравнению со стандартной схемой [3, 5] в ней не отражены такие элементы, как объяснительный компонент и компонент приобретения знаний, так как отсутствие этих частей не влияет на суть предлагаемого варианта решения поставленной задачи.

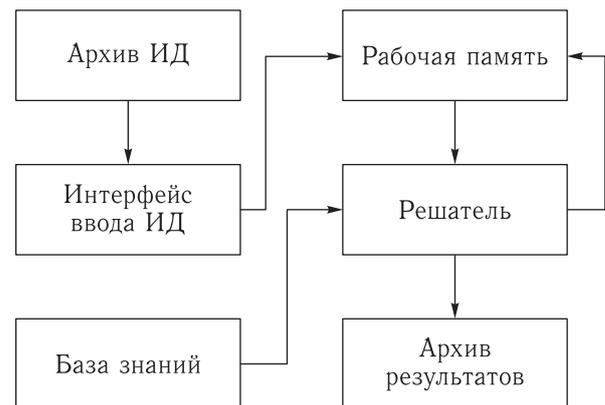


Рис. 5. Принципиальная схема прототипа ЭДС

Назначение блоков схемы прототипа ЭДС (рис. 5).

Архив ИД содержит данные, приведенные в Блоке 1, с числовыми значениями фильтров измерений и условий их проведения (информационных операторов), для различных типов КА.

Архив результатов содержит следующие данные:

- сеансы с отфильтрованными измерениями;
- сеансы с «сырыми» измерениями (до фильтрации);
- номера удаленных сеансов после фильтрации;
- число аномальных измерений в каждом сеансе.

Указанные данные результатов и исходные данные приводятся в форме выдачи результатов расчетов (табл. 2).

Интерфейс ввода ИД — осуществляет выбор ИД из архива ИД для заданного тип КА.

Рабочая память — предназначена для хранения исходных и промежуточных данных решаемой в текущий момент задачи.

Решатель — формирует последовательность правил, применение которых к исходным данным рабочей памяти и знаниям из БЗ, приводят к решению задачи.

Заключение

По материалам, приведенным в данной статье, можно сделать следующие выводы.

Таблица 2. Форма выдачи результатов расчетов

Форма №			Дата расчета			
Тип КА	№ КА	Дата измерений	Время измерений	Вид измерительной информации		
Исходные данные			Результаты			
Обозначение	Значение	Номер сеанса N_c	Число измерений n_n	Число аномальных измерений $n_{ан}$	$n_{ан}/n_n$	Признак аномальности сеанса (-/+)*
$\delta 1$						
$\delta 2$						
...						
δn						
δN						
$q 1$						
$q 2$						
...						
$q k$						
Архивы						
A1	Сеансы измерений	A3	Отфильтрованные сеансы			
A2	Измерения сеанса	A4	Аномальные измерения в сеансах			
		A5	Нормальные измерения в сеансах			

Примечание. (*) — сеанс аномальный — «-»; сеанс нормальный — «+».

1. Разработан прототип ЭДС, позволяющий производить отбор аномальных измерений в цикле РКО на основе фильтрации измерительной информации.
2. Прототип ЭДС является унифицированным изделием с точки зрения возможности применения для анализа большинства используемых видов траекторной информации.
3. Количественные значения фильтров и их число определяются в зависимости от технических характеристик КА и условий измерений.
4. Данный прототип ЭДС может входить в состав математического обеспечения по расчету баллистико-навигационной информации для управления КА.

Список литературы

1. Гаврилова Т.А. Использование онтологий в системах управления знаниями. URL: http://big.spb.ru/publications/bigspb/km/ontol_podhod_to_uz.shtml
2. Гаврилова Т.А., Хорошевский В.Ф. Базы знаний интеллектуальных систем / Учебник для вузов. СПб.: Питер, 2000.
3. Осипов Г.С. Лекции по искусственному интеллекту. М.: КРАСАНД, 2009.
4. Бетанов В.В., Ларин В.К., Позяева З.А. База знаний для программного модуля определения местоположения приемника. В сб. статей ИТМиВТ им. С.А. Лебедева, 2015.
5. Бетанов В.В., Ларин В.К., Позяева З.А. К вопросу анализа причин возникновения сбоя в АКП // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 1.

Улучшение достоверности путем использования возможностей разнесенного приема данных

В. Л. Воронцов

к.т.н., филиал ОАО «ОПКС»–«НИИКП»

e-mail: a762642@yandex.ru

Аннотация. Представлен анализ возможностей улучшения достоверности данных путем комплексирования методов помехоустойчивого кодирования (декодирования), прежде всего рекомендуемых CCSDS, и методов разнесенного приема, прежде всего описанных в Оранжевой Книге CCSDS 551.1-О-1 «Correlated Data Generation». Конкретизирован подход к комплексированию, описанный, в частности, в вышеупомянутой Оранжевой Книге. На наглядных примерах и простых расчетах показано существенное улучшение достоверности. При этом обоснована важность правильного выбора способа комплексирования, в противном случае создается угроза ухудшения достоверности (необходимое условие правильного выбора — соответствие способа условиям помеховой обстановки). Предложено более полное использование методов разнесенного приема (как явно недооцененных CCSDS-сообществом).

Ключевые слова: алгоритм, аналоговая реализация цифрового сигнала, канал разнесения, комплексирование, методы помехоустойчивого кодирования, методы разнесенного приема, обобщенные данные, радиолиния, символ, условия помеховой обстановки

Reliability Improvement Through Making the Most Use of Data Diverse Reception Capabilities

V. L. Vorontsov

candidate of engineering science,

A branch of JSC “United Rocket and Space Corporation”–“Institute of Space Device Engineering”

e-mail: a762642@yandex.ru

Abstract. Analysis is made available of capabilities for improving data reliability by integrating the noiseless coding techniques (decoding) that, above all, is recommended by CCSDS, and the diversity reception techniques described in the Orange Book CCSDS 551.1-O-1 «Correlated Data Generation». The integration approach described in the aforesaid Orange Book is detailed. Demonstrative examples and simple calculations are cited to illustrate that data reliability is substantially improved. Herewith, the reasons are given for selecting the optimal integration method, otherwise, it could result in the degradation of reliability (the necessary condition for making the adequate choice — the technique conformity to the interference situation). It is proposed to make better use of the diversity reception techniques (obviously underappreciated by the CCSDS community).

Keywords: algorithm, analog implementation of digital signal, diversity channel, integration, noiseless coding techniques, diversity reception techniques, correlated data, radio link, symbol, interference situation conditions

При построении радиолинии (радиоканала) важно обеспечить требуемую достоверность принятых данных. Весьма полно, комплексно и практически значимо пути обеспечения требуемой достоверности (методы, алгоритмы и т. д., далее — технологии) описаны в имеющих силу документах CCSDS, относящихся к направлению (области) SLS (см., в частности, [1–3 и др.]. CCSDS — Consultative Committee for Space Data Systems — Консультативный комитет по космическим системам передачи данных; SLS — Space Link Services — Средства космических радиолиний). Однако в них отсутствуют описания технологий, связанных с разнесенным приемом. Исключение — Оранжевая Книга CCSDS 551.1-O-1 «Correlated Data Generation» [4] (она является вкладом Роскосмоса для CCSDS). Описанная в ней технология базируется на научных результатах, представленных в монографии [5], адаптированных к требованиям CCSDS. Технология относится исключительно к разнесенному приему данных и в то же время содержит подходы к комплексированию методов модуляции, помехоустойчивого кодирования и разнесенного приема [4]. Представленные [4] результаты можно условно разделить на три группы:

- предложенные методы и алгоритмы для повышения достоверности данных, поступивших из каналов связи (прежде всего алгоритмы A_4 и A_{42} , адаптирующиеся к изменяющимся во времени условиям помеховой обстановки);
- подходы к комплексированию предложенных (вышеупомянутых) методов и алгоритмов и методов и алгоритмов повышения достоверности данных, рекомендуемых CCSDS;
- предложенные модели, критерии и методики для выбора рациональных стратегий повышения достоверности данных.

Обосновано [4], что возможности традиционных для CCSDS-сообщества технологий повышения достоверности данных существенно возрастут при применении технологий, связанных с разнесенным приемом данных. Тем не менее, предложенная [4] технология весьма обособлена по отношению к традиционным технологиям повышения достоверности, рекомендуемым CCSDS. Следствие

такого обособления (следствие отсутствия соответствующего комплексирования) — неиспользование CCSDS-сообществом дополнительных (и существенных) возможностей повышения достоверности данных, связанных с разнесенным приемом.

Судя по публикациям, пик развития теории разнесенного приема отечественными учеными приходится на 60-е–70-е годы XX века (см. [6–8 и др.]). Просматривается стремление максимально использовать возможности разнесенного приема, причем без акцентов на его приоритетность — наблюдается ярко выраженный комплексный подход к использованию различных методов повышения (обеспечения требуемой) достоверности данных («...нельзя, как это делают некоторые авторы, противопоставлять системы с повторением систем с корректирующим кодом» [8]).

В сегодняшних условиях также актуален системный (комплексный) подход к развитию технологий повышения достоверности данных, базирующийся на вышеупомянутых научных результатах отечественных ученых, на соответствующих традиционных технологиях CCSDS [1–3 и др.] и на технологии, описанной в Оранжевой Книге CCSDS 551.1-O-1 [4]. Назрела необходимость наиболее полного использования возможностей разнесенного приема, которые оказались в настоящее время невостребованными. В этой связи целесообразно подробнее рассмотреть комплексирование методов помехоустойчивого кодирования (широко применяемых CCSDS-сообществом) и разнесенного приема.

Цель настоящей работы заключается в поиске возможностей повышения достоверности данных комплексированием технологий, базирующихся на традиционных для CCSDS-сообщества методах помехоустойчивого кодирования (декодирования) и технологии, описанной в Оранжевой Книге CCSDS 551.1-O-1 «Correlated Data Generation», связанной с разнесенным приемом и касающейся получения обобщенных данных.

Суть получения обобщенных данных пояснена на рис. 1 [4].

Каналы разнесения — физические каналы для передачи потока битов одного источника данных [4]. Блок данных — конечное множество (набор) данных, имеющих определенную структуру (фрейм передачи [9], фрейм передачи с прикреп-

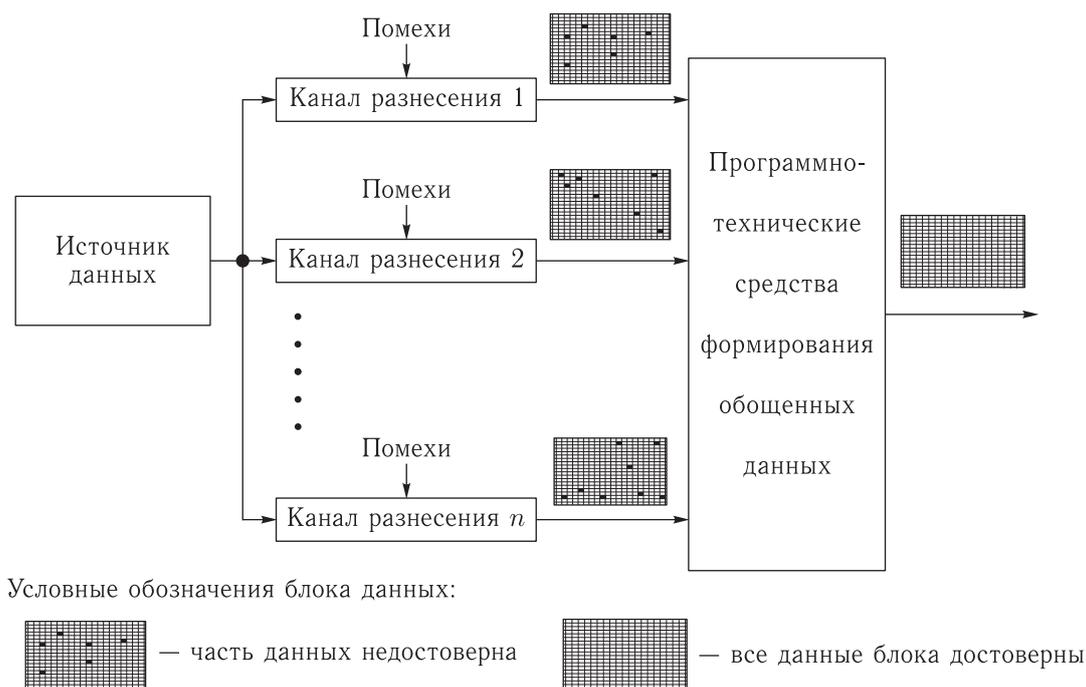


Рис. 1. Иллюстрация процесса формирования обобщенных данных

ленным синхромаркером и корректирующими битами кода Рида–Соломона [9] и т. д. — конкретизированные блоки данных) [4]. Обобщенные данные — данные, полученные методами разнесенного приема [4].

Каждому переданному блоку данных соответствует n блоков, поступивших из каналов разнесения.

В практике для получения обобщенных данных широко применяются автовыбор и мажорирование.

При автовыборе в массив обобщенных данных автоматически выбираются данные одного канала разнесения, для которого коэффициент усиления равен 1, а для остальных — 0. Особенность одной из модификаций автовыбора заключается в том, что выбор в массив обобщенных данных осуществляется поблочно. Его основное ограничение состоит в исключении возможности взаимодополнения данных блоков, поступивших из каналов разнесения, соответствующих одному и тому же переданному блоку и в разной мере искаженных помехами.

При мажорировании решение о выборе данного в массив обобщенных данных принимается голосованием, коэффициент усиления для каждого

канала разнесения равен $1/n$ (где n — количество каналов разнесения). Если, например, $\{0, 1\}$ — алфавит данных, $n = 5$, значения данных трех каналов разнесения равны 0, а остальных двух — 1, то считается переданным (выбирается в массив обобщенных данных) данное, значение которого равно 0. Его ограничением является низкая помехоустойчивость при искажении помехами данных значительного числа каналов разнесения.

Из поступивших по каналам разнесения блоков данных в блок обобщенных выбирают наиболее достоверные данные, выделенные из аналоговой реализации, или символа цифрового сигнала (это — элементарные данные). Их размер может составлять, в частности, 1 бит или 2 бита (например, при применении соответственно двух- или четырехпозиционного сигнала). Разработанные алгоритмы получения обобщенных данных A_4 и A_{42} обеспечивают большую достоверность, чем автовыбор и мажорирование [4, 5]. Если в каждом исходном (поступившем из канала разнесения) m -битовом слове ($m \gg 1$) некоторые элементарные данные недостоверны, то есть основание ожидать, что в сформированном слове недостоверных обобщенных элементарных данных не окажется.

Разнесение данных (сигналов) осуществляется следующими способами:

- по частоте (разные несущие частоты; например, метрового и дециметрового диапазонов);
- по поляризации (например, сигналы вертикальной и горизонтальной поляризации);
- в пространстве (на разные антенны, размещенные на удалении друг от друга);
- во времени (с использованием бортовых запоминающих устройств).

Рассмотрим (по аналогии с энергетическим выигрышем от кодирования g_K) энергетический выигрыш g_{RP} от разнесенного приема (ЭВРП).

Энергетический выигрыш от кодирования (ЭВК) g_K определяется как разность отношений сигнал/шум на входе приемника при некодированной $h_{0нк}^2$, дБ передаче и при кодированной $h_{0к}^2$, дБ передаче, которые обеспечивают одинаковое значение вероятности ошибки $P_{ош}$ на информационный символ [10, 11]:

$$g_K = h_{0нк}^2 - h_{0к}^2 \text{ дБ}, \quad (1)$$

где $h_0^2 = \frac{E_b}{N_0}$ — отношение сигнал/шум.

При вычислении ЭВРП осуществляемое сравнение отношений сигнал/шум касается одного канала разнесения и всех каналов.

Обосновано [8], что в случае оптимального когерентного сложения и идентичности всех каналов разнесения (осуществляется прием на разнесенные антенны) соотношение сигнала к помехе увеличивается в n раз:

$$h_{\Sigma \text{ раз}}^2 = n h_{0 \text{ раз}}^2, \quad (2)$$

где $h_{0 \text{ раз}}^2$ ($h_{\Sigma \text{ раз}}^2$) — отношение сигнал/шум в одном канале разнесения (в результате осуществления разнесенного приема),

n — количество каналов разнесения.

Нижний индекс «раз» обозначает, что отношение сигнал/шум измерено в разгах. Если его представить в децибелах (как это сделано в (1)), то выражение (2) приобретет следующий вид:

$$h_{\Sigma}^2 = h_0^2 + 10 \lg n \text{ дБ}. \quad (3)$$

Тогда ЭВРП (аналогично (1)) будет равен

$$g_{RP} = 10 \lg n \text{ дБ}. \quad (4)$$

В табл. 1 представлены результаты (4), иллюстрирующие ЭВРП g_{RP} в зависимости от количества каналов разнесения n .

Таблица 1. Результаты, иллюстрирующие возможности повышения ЭВРП

n	2	3	4	5
g_{RP} , дБ	3,0	4,8	6,0	7,0

Для сравнения заметим, что, например [11], в случае применения сверточного кода с кодовой скоростью $R_{код} = 1/2$ ($R_{код} = k/n$, где k — количество информационных символов в кодовой комбинации длиной n), при осуществлении двоичной фазовой модуляции и декодирования по алгоритму Витерби обеспечивается ЭВК порядка 5,1 дБ при битовой ошибке 10^{-5} .

Из полученных результатов краткого анализа, касающихся ЭВРП, следует:

- существуют значительные возможности улучшения энергетических характеристик радиолиний применением методов разнесенного приема;
- методы разнесенного приема и помехоустойчивого кодирования в принципе не являются альтернативными (обычно нет явных препятствий для их комплексирования).

Отмечено [8], что повторение k информационных битов d раз равносильно осуществлению систематического циклического корректирующего кода с $n = dk$ и хэмминговым расстоянием d (где n — длина кодовой комбинации). В данном случае исправление ошибок осуществляется мажорированием (дискретное сложение — в терминах [8]), что в симметричном постоянном канале соответствует критерию максимального правдоподобия. Обнаруживают ошибки, если их число не превышает $d - 1$, или исправляют ошибки, если их кратность (при нечетном d) не больше $\frac{1}{2}(d - 1)$.

Показано [8], если повторять несколько раз комбинации избыточного кода с минимальным хэмминговым расстоянием d_1 , то получится код с $d_{\min} = d_1 d_2$, где d_2 — число повторений. Видим, что $d_{\min} = 15$ при $d_2 = 5$ и $d_1 = 3$. Такое комплексирование позволяет обнаруживать 14 или исправлять 7 ошибок, при том, что без разнесения

каналов соотношение обнаруживаемых и исправляемых ошибок составляет 2 и 1.

Заметим, что в приведенном примере ошибочные данные независимы и для каждого канала разнесения их вероятности одинаковы.

Если же данные, поступающие из значительной части каналов разнесения, искажены помехами (недостоверны), то результатом комплексирования разнесенного приема данных и помехоустойчивого кодирования (декодирования) может стать существенное ухудшение достоверности выходных данных.

Поясним это утверждение примером комплексирования мажорирования и мажоритарного декодирования.

Для этого рассмотрен (см. пример из § 5.3 [10]) систематический код (7, 3) со следующими порождающей G и проверочной H матрицами ($G \cdot H^T = 0$, где индекс «Т» обозначает транспонирование):

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

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Кодирование осуществляется по следующему правилу:

$$\mathbf{b} = \mathbf{a} \cdot \mathbf{G},$$

где $\mathbf{a} = |a_1, a_2, \dots, a_k|$ — матрица-строка слова на входе кодера;

$\mathbf{b} = |b_1, b_2, \dots, b_n|$ — матрица-строка кодового слова на выходе кодера;

\mathbf{G} — порождающая матрица (n, k) кода.

Следовательно, $\mathbf{a} = |a_1, a_2, a_3|$, $\mathbf{b} = |b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7|$ и справедливы следующие равенства, учитываемые при осуществлении соответствующего кодирования:

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1, & b_2 &= a_2, & b_3 &= a_3, \\ b_4 &= a_1 \oplus a_3, & b_5 &= a_1 \oplus a_2 \oplus a_3, \\ b_6 &= a_1 \oplus a_2, & b_7 &= a_2 \oplus a_3. \end{aligned}$$

Проверочные соотношения таковы:

$$\begin{aligned} b_1 \oplus b_3 \oplus b_4 &= 0, & b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_5 &= 0, \\ b_1 \oplus b_2 \oplus b_6 &= 0, & b_2 \oplus b_3 \oplus b_7 &= 0. \end{aligned}$$

Построенные с их использованием оценки (для краткости ниже представлены оценки только для b_1) имеют следующий вид:

$$b_1 = b_1, \quad b_1 = b_3 \oplus b_4, \quad b_1 = b_5 \oplus b_7, \quad b_1 = b_2 \oplus b_6.$$

Решение о каждом принятом информационном символе принимается «большинством голосов», или мажорированием. Пусть получены следующие оценки (см. § 5.3 [10]):

$$\begin{aligned} b_1 &= b_1 = 1, & b_1 &= b_3 \oplus b_4 = 1, \\ b_1 &= b_5 \oplus b_7 = 1, & b_1 &= b_2 \oplus b_6 = 0. \end{aligned}$$

Так как количество оценок «1» превышает количество оценок «0», то принимается решение $b_1 = 1$.

В случае вышеупомянутого комплексирования возможны разные способы получения оценок b_1 , b_2 и b_3 (способы «голосований» для получения оценок b_1 , b_2 и b_3), количество «голосований» существенно возрастет. Например, формульное выражение для получения оценок $b_1 = b_3 \oplus b_4$ одним способом трансформируется следующим образом: $b_{1i} = b_{3i} \oplus b_{4i}$; для других способов — $b_{1i} = b_{3j} \oplus b_{4k}$; $i, j, k = 1, 2, \dots, n$; $i \neq j$, $i \neq k$, $j \neq k$; где i, j, k — условные номера (обозначения) каналов разнесения, к которым относятся соответствующие b_1 , b_3 и b_4 ; n — количество каналов разнесения.

Из приведенного примера следует, что, независимо от способов получения оценок b_1 , b_2 и b_3 (и аналогичных им), если вероятности ошибочных данных, поступающих из каналов разнесения, относительно малы и примерно одинаковы, а ошибки независимы, то рассмотренное комплексирование целесообразно (достоверность выходных данных существенно улучшится). Если же данные всех каналов разнесения, за исключением одного, полностью поражены помехами (т.е. недостоверны), а в оставшемся одном — достоверны, то вышеупомянутое комплексирование приведет к полной потере информации.

Видим, что существует реальная угроза усиления эффекта размножения ошибок в мажоритарных декодерах [11] при неудачном комплексировании методов разнесенного приема данных и помехоустойчивого кодирования (декодирования). Из рассмотренного примера следует, что причиной неудачного комплексирования может быть

несоответствие ожидаемых условий помеховой обстановки, для которых предназначена выбранная технология обеспечения требуемой достоверности данных, реальным условиям. Впрочем, это замечание справедливо и по отношению к другим технологиям повышения (обеспечения требуемой) помехоустойчивости.

Заметим, что в рекомендациях CCSDS (см., в частности, [1–3 и др.]) для оценивания помехоустойчивости обычно рассматривают каналы связи, в которых действуют помехи в виде аддитивного белого гауссова шума (АБГШ). Преимущество такого подхода — в определенности (недвусмысленности) получаемых оценок, в наличии хорошо отработанного необходимого методического и программного обеспечения.

Однако в практике весьма часто ошибки группируются в пакеты ошибок. Результаты применения одних и тех же методов в условиях АБГШ и в условиях сильно зависимых ошибок (в условиях группирования ошибок) существенно отличаются. Предложен [12], в частности, научно-методический аппарат для описания таких условий помеховой обстановки. В работах отечественных ученых в 60-е–70-е годы XX века (см. [6–8 и др.]), касающихся помехоустойчивости, значительное внимание уделено описанию разнообразных условий помеховой обстановки, результатам применения разных методов повышения помехоустойчивости в этих условиях. В частности, при рассмотрении методов разносенного приема значительное внимание уделено вычислению оптимальных коэффициентов усиления аналоговых реализаций аналоговых и (чаще) цифровых сигналов каждого канала разносения (каждой ветви — в терминах [8]), причем для разнообразных условий помеховой обстановки.

Стремление к более полному учету особенностей помеховой обстановки наблюдается и при анализе технологий CCSDS. Считают [11], что предварительное применение мягкого модема (в определенной мере учитывающего особенности действующих в канале связи помех) обеспечивает выигрыш на 2 дБ по сравнению с жестким модемом, при последующем декодировании сверточных кодов по алгоритму Витерби.

Особенностью предложенной [4] технологии является формирование обобщенных данных

с применением лишь данных, поступивших из каналов разносения (оценки надежности принятых символов, аналогичные формируемым мягким модемом, не используют). При этом обосновано [4, 5], что при комплексировании методов разносенного приема данных и помехоустойчивого кодирования (декодирования) необходимо для обеспечения наибольшей достоверности осуществлять сначала получение обобщенных данных, а затем декодирование.

Видим, что в существующем виде предложенная [4] технология подходит для работы с данными, сформированными с применением жесткого модема, а в случае мягкого модема оценки надежности принятых символов будут проигнорированы, и из-за этого последующее декодирование, ориентированное на мягкое решение при демодуляции, окажется неполноценным (в частности, декодирование по алгоритму Витерби, традиционное для CCSDS-сообщества).

В этой связи кратко (и ниже) рассмотрены вопросы более полного учета особенностей условий помеховой обстановки при осуществлении методов разносенного приема (более подробно эти возможности рассмотрены в [5]). Они касаются обеспечения требуемой полноты информации о характере действия помех на сигналы, поступившие из каналов разносения.

Существуют методы, игнорирующие информацию о законе распределения помех при осуществлении разносенного приема. К ним относятся методы наименьших квадратов, наименьших модулей и т. д. (критерием для них служит минимум нормы вектора невязок), обеспечивающие преимущества, связанные с простотой реализации, но не всегда эффективные из-за неполной информации о характере действия помех. Суммарный сигнал может быть представлен

$$z_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n \beta_i z_i(t), \quad (5)$$

где β_i — коэффициент усиления сигнала i -го канала разносения,

$$z_i(t) = w_i y(t) + x_i(t), \quad (6)$$

где $y(t)$ — передаваемый сигнал;

w_i — коэффициент, зависящий от условий распространения сигнала в i -м канале разносения;

$x_i(t)$ — помеха в i -м канале разносения.

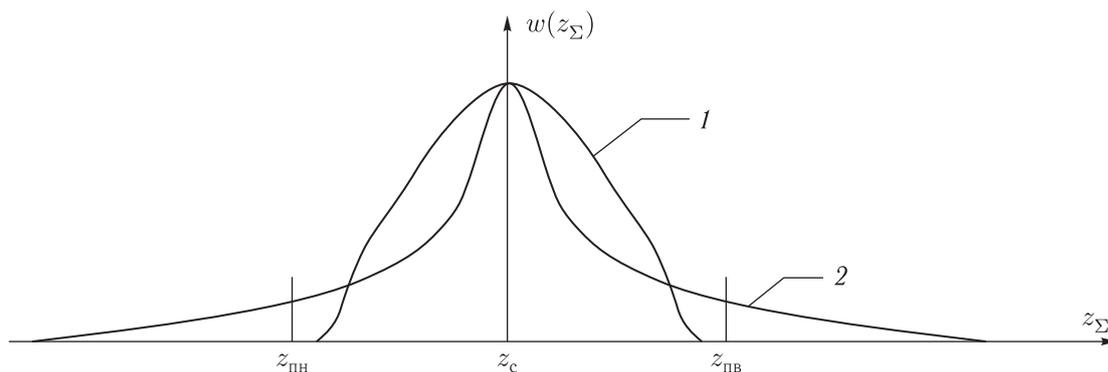


Рис. 2. Графики распределения плотности вероятности помех в суммарном сигнале

Коэффициенты β определяют по формуле:

$$\beta_{xi} = \frac{w_i}{D_{xi}}, \quad (7)$$

где D_{xi} — дисперсия помехи в i -м канале разнесения.

Однако в ряде работ отмечается необъективность такого подхода к оценке помех (см. критические замечания по работам Бреннана и др. [6, 8]). В правомерности этих замечаний можно убедиться на простом примере. Пусть вычислены две группы коэффициентов β (7) для получения суммарных цифровых сигналов $z_{\Sigma}(t)$ (5), при применении которых имеют место два варианта распределения реализаций суммарного сигнала: $w_1(z_{\Sigma})$ и $w_2(z_{\Sigma})$ (рис. 2). Положим также, что дисперсия помех на выходе первой системы разнесенного приема больше, чем на выходе второй системы: $D_{x\Sigma 1} > D_{x\Sigma 2}$. С точки зрения анализируемого метода предпочтительнее второй вариант. Но выбор именно второго варианта приводит к ошибкам при выделении из суммарного сигнала содержащихся в нем данных, возникающих из-за выхода суммарного сигнала за границы нижнего и верхнего порогов, $z_{пн}$ и $z_{пв}$ (см. рис. 2).

Из приведенного примера следует, что упрощенный подход к назначению параметров для описания помеховой обстановки не обеспечивает хорошее качество суммарного сигнала $z_{\Sigma}(t)$. Однако если априори известно, что в каналах разнесения действуют независимые помехи, плотность распределения которых подчиняется нормальному закону, то при вычисленных по формуле (7) коэффициен-

тах искажения суммарного сигнала $z_{\Sigma}(t)$ (5) минимальные.

Показано [5], что проблема определения рационального состава параметров для описания помеховой обстановки особенно сильно проявляется в случае зависимости помех, действующих в каналах разнесения. Отсутствие такой зависимости позволяет уменьшить число параметров, не нанося ущерба качеству оценки помех. В то же время введение чрезмерного числа параметров не только существенно усложнит вычисления, но и может привести к обратному эффекту: ухудшению качества оценки при нестационарном характере действия помех. Чаще всего для учета зависимости помех из-за невозможности принять во внимание все варианты их действия какие-то приходится игнорировать — несущественные, по мнению разработчика системы разнесенного приема (в той или иной мере обоснованному).

Показано [5], что и после выделения данных из аналоговых реализаций цифровых сигналов информация о помеховой обстановке теряется не полностью, возможность ее восстановления повышается с увеличением объема обучающей выборки. Существуют предпосылки создания весьма эффективных алгоритмов получения обобщенных данных (а не суммарных аналоговых реализаций сигналов) [5]. Такими алгоритмами, в частности, являются A_4 и A_{42} [4, 5]. При этом наиболее полное использование информации о помеховой обстановке актуально.

С целью дополнительного улучшения достоверности данных путем более полного использования информации о помеховой обстановке рассмот-

рены возможности получения обобщенных данных (с использованием алгоритмов типа A_4 и A_{42}) и последующего декодирования, ориентированного на мягкое решение при демодуляции (в частности, декодирования по алгоритму Витерби).

Чтобы обеспечить необходимые условия такого комплексирования, алгоритмы A_4 и A_{42} (в случае их использования) необходимо модифицировать. Модификация касается сущностей выходного данного мягкого модема, которое является входным для декодера при традиционном мягком декодировании и для программно-технических средств формирования обобщенных данных (см. рис. 1) в случае предлагаемого комплексирования. Это данное может быть интерпретировано следующим образом: его старшие биты (разряды) относятся к информационному данному, выделенному из определенного принятого символа, или аналоговой реализации цифрового сигнала (относятся к элементарному данному — в терминах [4]), а младшие биты (разряды) — к оценке надежности этого символа (этой аналоговой реализации цифрового сигнала или этого элементарного данного). Если, например, элементарное данное однобитовое, а выходное данное восьмиуровневого мягкого модема трехбитовое (см. рис. 7.8 и пояснения к нему [13]), то (следуя предложенной логике) на оценку надежности этого элементарного данного приходится два бита (табл. 2).

Таблица 2. Значения элементарных однобитовых данных e_i и соответствующих им двухбитовых оценок

e_i	Оценки e_i				
0	00	01	10	11	
1	11	10	01	00	

В табл. 2 e_i — значения элементарного однобитового данного i -го канала разнесения (0 и 1); в крайнем левом столбце оценок e_i — оценки наиболее надежных элементарных данных «0» и «1», а в крайнем правом — наименее надежных. Значения этих оценок условны (не обязательно они должны быть такими же при схемной реализации соответствующих программно-технических средств). Они выбраны прежде всего для

наглядности. Их суть связана с евклидовым расстоянием, характерным для мягкой схемы декодирования (а не с хэмминговым расстоянием, как в случае использования жесткой схемы декодирования) [13].

Последующее формирование обобщенных данных нужно осуществлять по алгоритму A_4 (A_{42}), причем, как обычно, с использованием лишь элементарных данных, поступивших из каналов разнесения [4, 5]. Если в блок обобщенных данных выбрано элементарное данное $e_{об}$ и при этом элементарные данные с таким же значением, соответствующие одному и тому же переданному данному и вышеупомянутому обобщенному данному $e_{об}$, поступили из i_1, \dots, i_h каналов разнесения, то к этому обобщенному данному присоединяют данное оценки надежности символа одного из каналов i_1, \dots, i_h , значение которого соответствует наиболее надежному символу (элементарному данному). В результате такого присоединения образуется данное $e_{об_оц}$, структура которого аналогична структуре выходного данного мягкого модема (табл. 3).

Таблица 3. Пример, иллюстрирующий формирование обобщенных данных $e_{об_оц}$ при осуществлении модифицированного алгоритма A_{42}

$e_{об}$	Оценки надежности символов для каналов разнесения, $i =$					$e_{об_оц}$
	1	2	3	4	5	
1	–	01	00	–	11	111
0	–	–	–	–	01	001
0	10	10	01	11	–	001
...

Логика такого подхода к выбору наиболее подходящей оценки надежности, относящейся к данному $e_{об}$, следует из сущностей алгоритмов A_4 и A_{42} . Она заключается в том, что в результате применения алгоритма A_4 (A_{42}) достоверность обобщенных данных повышается по сравнению с данными, поступающими из каждого отдельного канала разнесения, и, следовательно, к каждому из элементарных обобщенных данных должна относиться лучшая оценка надежности, по сравнению с соответствующими оценками, касающимися

отдельных каналов разнесения (типа рассмотренных выше каналов i_1, \dots, i_h). Справедливо утверждать, что чаще всего вероятность идентификации ненадежного элементарного обобщенного данного (типа $e_{об}$) ниже, чем элементарного данного, поступающего из отдельного канала разнесения.

Заметим, для осуществления рассмотренного выше комплексирования необходимо формирование определенной структуры регистрируемых данных, поступивших из каналов разнесения. Эти данные должны содержать информацию об оценках надежности символов (элементарных данных). При этом объем данных, поступивших из отдельного канала разнесения с оценками надежности символов, существенно больше объема традиционно сформированных данных. Например, в случае однобитового элементарного данного и трехбитового данного с выхода восьмиуровневого мягкого модема (см. выше) объем данных увеличится примерно в 3 раза (в частности, вместо потока 1 Мбит/с получаем 3 Мбит/с).

Это увеличение объема данных (скорости поступления данных из отдельного канала разнесения) нужно учитывать прежде всего в случае разнесения данных (сигналов) в пространстве при обосновании выбора стратегии доставки (сбора) данных в единый пункт формирования массива обобщенных данных (напомним, что для обеспечения наибольшей достоверности декодирование осуществляют после получения обобщенных данных [4, 5]).

Из полученных результатов следует, что предложен удачный способ комплексирования методов разнесенного приема и помехоустойчивого кодирования (декодирования), конкретизирующий рассмотренный ранее [4, 5] подход к комплексированию, причем с уместной для существующих условий детализацией. Дальнейшее развитие способа связано с конкретизацией используемых структур данных, алгоритмов получения обобщенных данных и кодирования (декодирования), а также схемных решений. Оно прежде всего касается модифицированных алгоритмов A_4 и A_{42} , сверточного кодирования и декодирования по алгоритму Витерби.

Актуально также развитие технологии [4] комплексированием методов разнесенного приема и помехоустойчивого кодирования (декодирования),

связанное с использованием обобщенных данных типа $e_{об_оц}$ (см. табл. 3), полученных с применением модифицированных алгоритмов A_4 и A_{42} , и с последующей идентификацией ненадежных символов (элементарных данных) при декодировании.

Наиболее простым примером использования информации о надежности принятых символов является метод Вагнера [8]. Суть метода заключается в том, что при наличии ошибок в принятой последовательности регенерированных символов (в принятой последовательности элементарных данных — в терминах [4, 5]) значение наименее надежного символа изменяется на противоположное и, если он действительно был ошибочным, количество ошибок уменьшается. Аналог метода Вагнера — метод Бородина (метод Бородина применим к кодам с любым основанием, а метод Вагнера рассчитан только на двоичные коды) [8].

Примеры с методами Вагнера и Бородина представлены без детализации сущностей самих методов и их комплексирования — лишь для обозначения направления возможных (и перспективных) работ по вышеупомянутому комплексированию.

Таким образом, имеются значительные резервы повышения достоверности данных, связанные с комплексированием методов помехоустойчивого кодирования (декодирования), рекомендуемых CCSDS, и методов разнесенного приема, причем с более полным использованием методов разнесенного приема (как явно недооцененных CCSDS-сообществом). При этом актуальная (с точки зрения вышеупомянутого комплексирования) технология, базирующаяся на разнесенном приеме, описана в Оранжевой Книжке CCSDS 551.1-O-1 «Correlated Data Generation».

Список литературы

1. Radio Frequency and Modulation Systems. Part 1: Earth Stations and Spacecraft, Recommendation for Space Data System Standards CCSDS 401.0-B-23, issue 23, Blue Book, Consultative Committee for Space Data Systems. December 2013.
2. TM Synchronization and Channel Coding, Recommended Standard CCSDS 131.0-B-2, Issue 2, Blue Book, Consultative Committee for Space Data Systems. August 2011.

3. Bandwidth-Efficient Modulations: Summary of Definition, Implementation, and Performance, Informational Report CCSDS 413.0-G-2, issue 2, Green Book, Consultative Committee for Space Data Systems. October 2009.
4. Correlated Data Generation, Research and Development for Space Data System Standards CCSDS 551.1-O-1, issue 1, Orange Book, Consultative Committee for Space Data Systems. July 2015.
5. *Воронцов В.Л.* Методы разнесенного приема телеметрической информации и условия их применения в процессе развития телеметрического комплекса космодрома. 2-е изд., перераб. и доп. Набережные Челны: Изд-во Кам. гос. инж.-экон. акад., 2009. 284 с.
6. *Андронов И.С., Финк Л.М.* Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио, 1971. 408 с.
7. *Бородин Л.Ф.* Введение в теорию помехоустойчивого кодирования. М.: Сов. радио, 1968. 408 с.
8. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
9. TM Space Data Link Protocol, Recommended Standard CCSDS 132.0-B-1, issue 1, Blue Book, Consultative Committee for Space Data Systems. September 2003.
10. *Банкет В.Л.* Помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах: Учеб. пособие по изучению модуля 4 дисциплины ТЭС / В.Л. Банкет, П.В. Иващенко, Н.А. Ищенко. Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2011. 104 с.
11. *Золотарев В.В., Зубарев Ю.Б., Овечкин Г.В.* Многопороговые детекторы и оптимизационная теория кодирования / Под ред. академика РАН В.К. Левина. М.: Горячая линия — Телеком, 2013. 239 с.
12. *Турич В.Я.* Передача информации по каналам с памятью. М.: Связь, 1977. 248 с.
13. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд., испр. / Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2003. 1104 с.

Аддитивные эффекты в СБИС космического применения при воздействии серии импульсов напряжения и закон Аррениуса

П. К. Скоробогатов¹, К. А. Епифанцев, Н. С. Дятлов

¹д. т. н., профессор

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

e-mail: nsdyat@spels.ru

Аннотация. В космической отрасли актуальна проблема увеличения срока службы космических аппаратов (КА). Одним из факторов, приводящих к повреждению и уменьшению срока службы КА, является эффект внутренней электризации. Импульсы напряжения, вызванные эффектом внутренней электризации, воздействуют на компоненты радиоэлектронной аппаратуры КА и могут привести к повреждению чувствительных электронных компонентов. Воздействие серии импульсов энергией меньше порога отказа приводит к эффекту накопления повреждений (аддитивного) внутри компонентов, вследствие чего отказ наблюдается при воздействии импульса энергией меньше пороговой. В статье проанализированы существующие результаты экспериментов по выявлению аддитивного эффекта и представлены результаты воздействия серии импульсов напряжения подпороговых энергий на сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), выполненные по современным субмикронным технологиям. Полученные экспериментальные результаты подтверждают наличие аддитивного эффекта в СБИС при воздействии серии импульсов напряжения подпороговых энергий и позволяют получить зависимость, описывающую характер эффекта накопления повреждений в СБИС. Полученная зависимость хорошо согласуется с уравнением Аррениуса, что свидетельствует о тепловом механизме повреждений в СБИС при воздействии импульсов напряжения подпороговых энергий. На основе данной зависимости предлагается метод испытаний электронной компонентной базы на стойкость к воздействию серии импульсов напряжения.

Ключевые слова: аддитивные эффекты, внутренние аддитивные эффекты, внутренняя электризация, одиночные импульсы напряжения

Additive Effects in VLSI Circuits for Space Application under the Influence of Voltage Pulse Train and the Arrhenius Law

P. K. Skorobogatov¹, K. A. Epifantsev, N. S. Diatlov

¹doctor of engineering science, professor

National Research Nuclear University "MEPhI"

e-mail: nsdyat@spels.ru

Abstract. In the space industry, the increase in the active service life of spacecraft (SC) is considered a current problem. One of the causes that leads to damage and decrease in the service life of SC is the effect of internal electrification. Voltage pulses caused by the effect of internal electrification affect the components of the radio electronic equipment of SC and can result in damage of electronic components. The influence of a pulse train with an energy lower than the threshold of failure leads to the effect of damage accumulation inside the components (additive effect). As a result, a failure occurs during the influence of the pulse with an energy lower than that of the threshold. The paper analyses the existing experimental results on revealing the additive effect. The effect of the influence of a voltage pulse train of subthreshold energies that affect very-large-scale integration circuits (VLSIC) created using modern submicron technologies are given. The obtained experimental results prove the presence of the additive effect in VLSIC under the influence of the voltage pulse train of subthreshold energies and make it possible to derive a dependence describing the character of the accumulation effect of damage in VLSIC. The derived dependence correlates well with the Arrhenius equation. It is the evidence that the failure in VLSIC under the influence of a voltage pulse of subthreshold energies is thermal in nature. Based on this dependence, a method to test the resistance of electronic component base (ECB) to the influence of the voltage pulse train is suggested.

Keywords: additive effects, internal additive effects, internal electrification, single voltage pulses

Введение

В космической отрасли актуальна проблема увеличения срока службы космических аппаратов (КА). В данной статье рассмотрена проблема влияния внутренней электризации на радиоэлектронную аппаратуру (РЭА) КА. В частности, проанализирован механизм образования и воздействия возникающих при этом электростатических разрядов (ЭСР), обнаружена возможность проявления аддитивного эффекта при воздействии серии импульсов напряжения. Представлены экспериментальные данные по стойкости к воздействию серии импульсов напряжения современных ИС, выполненных по субмикронным технологиям.

Проблема внутренней и внешней электризации в КА

Электризация космических аппаратов связана с воздействием потока заряженных частиц околоземной плазмы, солнечного ветра, галактического излучения и света. В результате неравномерного облучения КА и использования различных материалов в конструкции происходит неравномерное накопление заряда различными частями аппарата. Со временем между ними образуется определенная разность потенциалов и начинают действовать электростатические силы. При превышении напряженности электрического поля критического значения (например, для околоземной космической плазмы $E_{кр} \sim 10^7$ В/м) происходит ЭСР между частями КА, который, в зависимости от местоположения и параметров самого импульса разряда, может приводить к сбоям и даже к повреждениям чувствительной аппаратуры КА [1].

На рис. 1 представлена условная схема КА и ЭСР, возникающих между различными его частями.

Электризация КА была обнаружена еще при запуске первых геостационарных спутников связи в начале 1970-х гг. Периодически возникали сбои и неполадки в работе радиоэлектронной аппаратуры КА. Проведенные исследования [2] показали, что причинами сбоев являлись именно ЭСР и помехи,

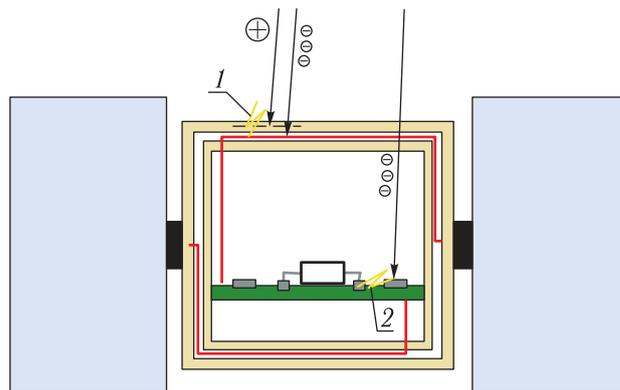


Рис. 1. Общая схема возникновения электризации в КА. 1 — ЭСР во внешней оболочке КА (внешняя электризация КА); 2 — ЭСР между выводом компонента и незаземленным проводником (внутренняя электризация КА)

создаваемые ими. Таким образом, данная проблема приобрела актуальность.

По месту возникновения различают внутреннюю и внешнюю электризацию.

Внешняя электризация возникает в поверхностных слоях КА. Например, в теплозащитной оболочке, которая содержит диэлектрики и проводники, перемежающиеся между собой. Разряд во внешних оболочках характеризуется высокой разностью потенциалов (до 20 кВ), током разряда до 100 А и длительностью импульса до нескольких микросекунд. Такие ЭСР происходят вдали от чувствительных компонентов, однако большая крутизна импульса ($\sim 10^{10}$ А/с) порождает электромагнитную волну, которая, в свою очередь, воздействует на чувствительные компоненты КА, приводя к сбоям в работе и даже повреждениям РЭА.

В настоящее время проблема ЭСР внешней электризации решается на уровне конструкции КА [1].

Внутренняя электризация связана с процессами в самой РЭА. Заряженные частицы энергий до 100 кэВ поглощаются стандартным корпусом КА и не проникают внутрь. Однако частицы больших энергий, проходя через обшивку КА, поглощаются диэлектриками и незаземленными проводниками, находящимися в составе чувствительной РЭА (рис. 2).

Несмотря на меньший поток заряженных частиц таких энергий и меньшее напряжение импульса

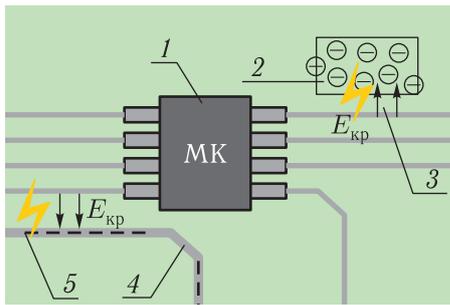


Рис. 2. Внутренняя электризация КА. Примеры ЭСР. 1 — компонент РЭА; 2 — область заряда в диэлектрике; 3 — ЭСР между диэлектриком и проводником; 4 — незаземленный заряженный проводник; 5 — ЭСР между проводниками

разряда, проблема заключается в непосредственном воздействии ЭСР на чувствительные компоненты.

Проблема внутренней электризации в настоящий момент не решена полностью и вносит определенный вклад в повреждения РЭА КА от ЭСР [1].

ЭСР, возникающие вследствие внутренней электризации, приводят к возникновению импульсов напряжения (ИН) на выводах компонентов РЭА КА. Параметры импульсов приведены в табл. 1. Осциллограмма импульса напряжения в качестве примера приведена на рис. 3 [3].

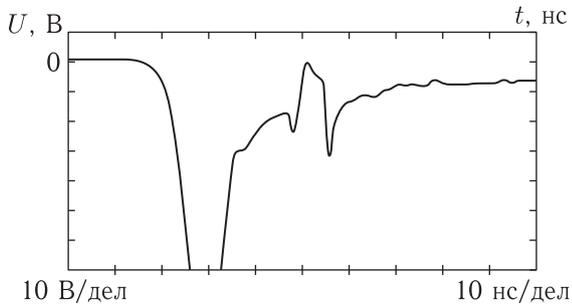


Рис. 3. Пример осциллограммы импульса напряжения на выводе компонента РЭА

Таблица 1. Параметры импульсов напряжения, вызванных ЭСР

Амплитуда, В	от ~0,1 до ~100
Длительность, мкс	от ~0,01 до ~10
Внутренний импеданс эквивалентного источника ОИН, кОм	~10

Особенности испытаний ЭКБ на ИЭП

Особенностью ЭСР, связанных с внутренней электризацией, является их относительно невысокая амплитуда по сравнению с напряжениями, характерными для испытаний на импульсную электрическую прочность (ИЭП — фактор К22 [8]). Однако возможность их многократного повторения может представлять опасность для РЭА, выполненной с использованием современных микроэлектронных изделий с субмикронными проектными нормами.

Схема включения генератора при испытаниях на ИЭП представлена на рис. 4.

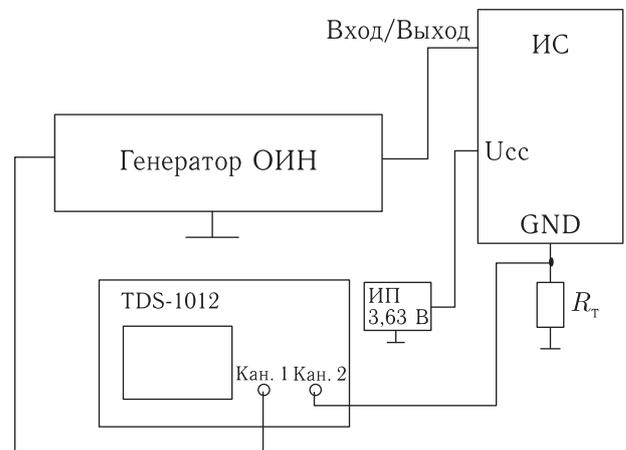


Рис. 4. Типичная схема включения для испытаний на ИЭП

Типичная форма импульса напряжения при воздействии на ИС выражается зависимостью.

$$U_{EOS} = U_0 \left(\exp\left(-\frac{t}{t_1}\right) - \exp\left(-\frac{t}{t_2}\right) \right), \quad (1)$$

где $t_1 \sim 2$ нс и $t_2 = 50$ нс, 0,5 мкс, 5 мкс (выбирается из ряда).

Ключевые особенности воздействия ИН при определении параметров ИЭП:

1. Двухэкспоненциальная форма импульса, которая наиболее оптимально описывает сигнал наводки от ЭМИ и ЭСР.

2. ИН имеет высокую скорость нарастания. $t_1 \sim 2$ нс.

3. Амплитуда ИН регулируется в широких диапазонах от долей вольта до нескольких киловольт.

4. Различная длительность ИН определяет протекание различных энергозависимых процессов.

Таким образом, техника, параметры импульсов напряжения и отработанные методы могут использоваться для исследования влияния ЭСР в КА с подпороговой амплитудой на микроэлектронную базу.

Аддитивные эффекты при воздействии серии ИН подпороговых энергий на элементы ЭКБ КА

В литературе [4] рассмотрена проблема аддитивных эффектов при воздействии ЭСР, энергий ниже порога отказа. Данная проблема может возникать и в электронной компонентной базе (ЭКБ), находящейся в составе КА.

Действительно, частота возникновения внутренних и внешних ЭСР в КА достигает до 1 мин^{-1} , следовательно, частота наведенных ИН ЭСР на выводы чувствительных элементов ЭКБ достигает такого же порядка. Таким образом, за время 15-летней эксплуатации КА отдельный компонент РЭА может испытать воздействие до десятков тысяч ИН различной амплитуды и длительности. Особенно опасен аддитивный эффект внутренней электризации во время сильных возмущений магнитосферы Земли, которые за срок эксплуатации КА происходят не один раз. Во время таких возмущений энергия ИН ЭСР, воздействующих на отдельно взятый компонент РЭА, может приближаться к пороговой. С учетом описанного в статье [4] аддитивного эффекта несколько серьезных возмущений магнитосферы Земли могут привести к выходу из строя одного из компонентов РЭА КА, что с большой вероятностью приведет к выходу из строя или ограничению функциональности всего КА.

В литературе [4] также приводились данные экспериментов, подтверждающих наличие аддитивного эффекта при воздействии серии импульсов ЭСР на биполярные БИС КР1005ВИ1 и МОП ИСК561ЛН2. Результаты подтверждают эффект накопления повреждений при воздействии

ЭСР с амплитудами напряжений меньше пороговых, вследствие чего при многократном воздействии наблюдается отказ ИС.

Аналогичные эксперименты были проведены на более современной элементной базе [5]. Они также подтвердили наличие аддитивных эффектов при воздействии серии ИН по другим КМОП и ТТЛ ИС и БИС. Для наглядности на рис. 5 приведены данные эксперимента по воздействию серии ИН на КМОП ИС CD4007 [5].

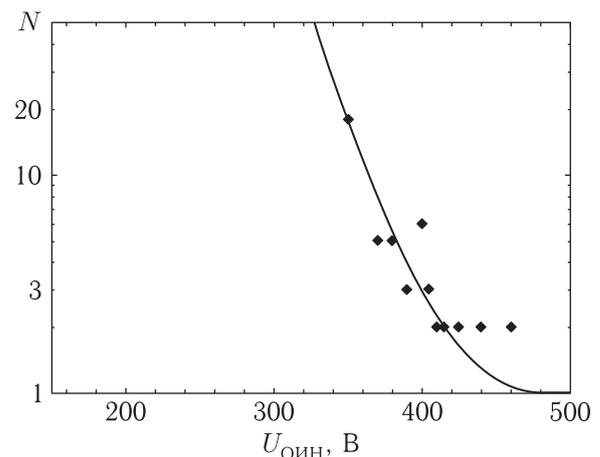


Рис. 5. Зависимость количества воздействий на ИС, необходимых для ее повреждения, от амплитуды ИН

Приведенные данные экспериментально подтверждают наличие аддитивных эффектов при воздействии ИН в КМОП И ТТЛ ИС, однако в настоящее время при проектировании КА данной проблеме не уделяется достаточного внимания. Причины этого следующие:

1. Данная проблема недостаточно изучена. По этой причине фактор воздействия серии ИН ЭСР не включен в ОСТ В 11 0998-99.

2. Эксперименты по определению стойкости ИС к воздействию серии ИН ЭСР имеют разрушающий характер: исследуемые ИС после эксперимента непригодны для использования. С учетом того, что для построения зависимости требуется достаточно большое количество образцов, стоимость проведения эксперимента становится высокой.

3. Проблема наличия внутренней электризации недооценена по сравнению с другими факторами, воздействующими на КА. Однако в последнее время актуальность проблемы увеличивается

на фоне тенденции к снижению толщины защитной оболочки КА или вообще отказа от нее.

Таким образом, можно сформулировать следующие промежуточные выводы:

1. Требуется проведение полноценного исследования аддитивных эффектов, возникающих в КМОП ИС, выполненных по современным субмикронным технологиям при воздействии серии ИН подпороговых энергий.

2. Задача исследования должна включать в себя как обнаружение аддитивного эффекта в современных СБИС, так и определение характера зависимости уровня стойкости ИС от напряжения и энергии ИН.

3. С помощью полученных данных следует сформулировать и предложить методику испытаний при определении стойкости ИС к воздействию серии ИН.

Данное исследование было проведено в 2015 г. в ИЭПЭ НИЯУ МИФИ [6]. В следующем разделе представлено краткое описание и результаты проведенного исследования.

Исследование стойкости КМОП СБИС, выполненных по субмикронным технологиям, к воздействию серии ИН подпороговых энергий

Цель исследования: обнаружение аддитивных эффектов, возникающих в КМОП СБИС, выполненных по субмикронным технологиям, выявление и изучение характера зависимости ИС от напряжения и энергии ИН.

Объекты исследования:

1. Микроконтроллер ATtiny13A фирмы Atmel (технология 0,35 мкм).
2. Микроконтроллер PIC24F16KA101-I/MQ фирмы Microchip (технология 0,25 мкм).
3. СОЗУ23K256-I/SN фирмы Microchip.

Методика исследования (алгоритм) включает в себя воздействие серии ОИН амплитудой U_{EOS} на образец. Для каждого образца при заданной амплитуде U_{EOS} определяется число $N(U_{EOS})$,

где N — количество воздействий ИН до отказа образца. Амплитуда ИН ступенчато уменьшается от уровня порога отказа U_0 ($N = 1$) до некоторого уровня U_m ($N > 1000$). Подробнее методика и алгоритм исследования описаны в статье [6].

Используемые технические средства:

1. Генератор ИН в комплекте с выносным формирователем с выходными параметрами, представленными в табл. 2.

2. Измерительная оснастка фирмы National Instruments.

Подробное описание работы исследовательского стенда описано в [7].

Таблица 2. Выходные параметры генератора ИН, используемого при исследовании

Амплитуда, В	от 1 до 4000
Длительность, мкс	0,1; 1; 10
Внутренний импеданс эквивалентного источника ИН, Ом	50

По результатам исследования была получена зависимость числа необходимых для повреждения ИС импульсов $N(U_{EOS})$ в зависимости от амплитуды напряжения для испытываемых типов изделия. Для всех типов изделий наилучшее соответствие полученным данным обеспечивает функция (2):

$$N(U_{EOS}) = \exp \left(b \left(\frac{1}{U_{EOS}^2} - \frac{1}{U_0^2} \right) \right), \quad (2)$$

где b — параметр аппроксимации, зависящий от типа изделия.

На рис. 6 и 7 представлены зависимости $N(U_{EOS})$ для МК ATtiny13A и PIC24F16KA101-I/MQ и построены аппроксимирующие функции для этих зависимостей. В табл. 3 приведены значения аппроксимирующего параметра b .

Зависимость $N(U_{EOS})$ для СОЗУ 23K256-I/SN аналогична зависимостям, представленным на рис. 6 и 7, и подтверждает подпороговый характер воздействия ИН с энергий ниже порога отказа, однако большой разброс точек $N(U_{EOS})$ не позволяет однозначно построить аппроксимирующую функцию.

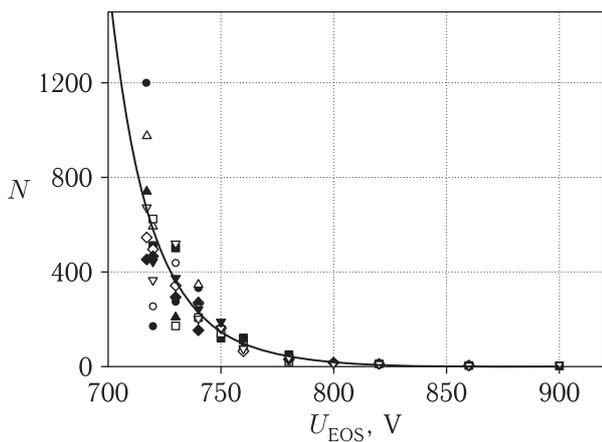


Рис. 6. Зависимость $N(U_{EOS})$ для МК ATtiny13A

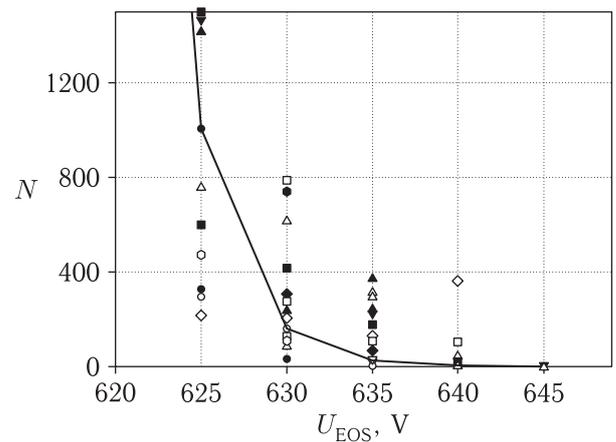


Рис. 7. Зависимость $N(U_{EOS})$ для МК PIC24F16KA101-I/MQ

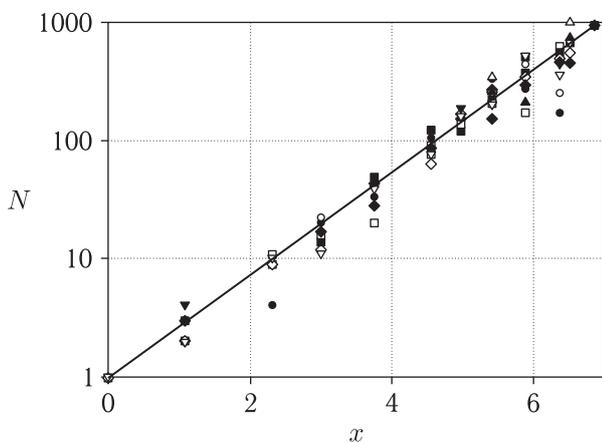


Рис. 8. Зависимость $N\left(x = b\left(\frac{1}{U_{EOS}^2} - \frac{1}{U_0^2}\right)\right)$ для МК ATtiny13A

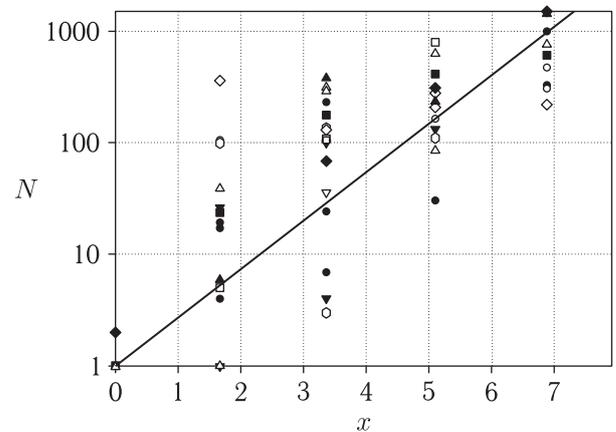


Рис. 9. Зависимость $N\left(x = b\left(\frac{1}{U_{EOS}^2} - \frac{1}{U_0^2}\right)\right)$ для МК PIC24F16KA101-I/MQ

Таблица 3. Параметры аппроксимации b , определенные для испытываемых типов изделий

Тип изделия	Параметр b , В ²
МК ATtiny13A	$9,15 \cdot 10^6$
МК PIC24F16KA101-I/MQ	$4,40 \cdot 10^7$

При выборе логарифмической зависимости числа импульсов и квадратичной шкалы напряжений для двух типов изделий были получены линейные аппроксимирующие зависимости $N\left(x = b\left(\frac{1}{U_{EOS}^2} - \frac{1}{U_0^2}\right)\right)$ в полулогарифмическом масштабе по оси x , представленные на рис. 8 и 9.

Данные зависимости однозначно подтверждают правильность выбранной аппроксимирующей функции (2).

Из этого следует, что для получения зависимости $N(U_{EOS})$ при испытаниях ИС на стойкость к воздействию серии ИН нет необходимости разрушать большое количество микросхем. Достаточно определить поровую амплитуду отказа U_0 (провея испытания на фактор воздействия К22) и получить значение $N(U_{EOS})$ в одной точке. Таким образом, данные испытания могут быть проведены с небольшим количеством образцов за небольшой промежуток времени. Получив зависимость (2) для конкретного компонента в составе КА и имея приближенные данные о максимальном количестве ЭСР внутренней электризации N_{max} , которые

могут воздействовать на данный компонент в течение срока эксплуатации КА, можно получить величину U_m такую, что $N(U_m) = N_{\max}$, где U_m — предельная амплитуда серии ИН ЭСР, воздействующей на вывод компонента.

Полученная зависимость (2) хорошо согласуется с формулой Аррениуса (3)

$$\nu^{-1} = \exp\left(\frac{E_a}{kT}\right), \quad (3)$$

где ν^{-1} — величина, обратная скорости энергозависимых процессов в полупроводнике, соответствует количеству воздействий N , а kT — соответствует стрессам, вызванным импульсами напряжения. (U_{EOS}^2 определяет мощность, выделяемую в элементе микросхемы.) Разность квадратов обратных напряжений в полученной зависимости (2) связана с соотношением стрессов в точках U_O и U_{EOS} . Фактически зависимость (2) выглядит так:

$$\frac{N(U_{\text{EOS}})}{N(U_O)} = \exp\left(b\left(\frac{1}{U_{\text{EOS}}^2} - \frac{1}{U_O^2}\right)\right),$$

где $N(U_O) = 1$.

Хорошая согласованность с уравнением Аррениуса указывает на тепловой механизм повреждений ИС при воздействии серии ИН энергий ниже порога отказа.

Заключение

В данной статье рассмотрено возможное влияние электризации КА на РЭА. Подтверждено наличие аддитивных эффектов в современных ИС при воздействии серии ИН энергий меньше пороговых. Полученные данные подтверждают опасность внутренней электризации КА, даже если возникающие ИН ЭСР не приводят к немедленному отказу компонентов.

Проанализировав зависимости, представленные на рис. 6 и 7, можно заметить, что для разных исследуемых типов изделий ширина наблюдаемого во время эксперимента ($N(U_{\text{EOS}}) < 1000$) аддитивного эффекта существенно отличается. Таким образом, значение параметра U_m может быть существенно ниже уровня порога отказа U_O .

Поэтому при проектировании РЭА необходимо учитывать ЭСР, возникающие вследствие внутрен-

ней электризации, и их влияние на работоспособность элементной базы, особенно при длительных сроках эксплуатации. С этой целью целесообразно проведение испытаний на чувствительность компонентов, входящих в состав РЭА КА, к воздействию серии ИН.

Полученные в работе результаты позволяют существенно сократить трудоемкость и сроки проведения таких испытаний.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта «ОФИ-М № 14-29-09210».

Список литературы

1. *Mulville D. L.* NASA Technical Handbook-4002, 1999.
2. *Акишин А. И., Новиков Л. С.* Электризация космических аппаратов // Космонавтика и астрономия. Подписная научно-популярная серия, 1985, №3. С. 3–6, 55–59.
3. *Frederickson A. R.* Upsets Related to Spacecraft Charging // IEEE Transaction on nuclear science, 1996, vol. 43, no. 2.
4. *Горлов М., Строгонов А., Адамян А.* Воздействие электростатических разрядов на полупроводниковые изделия // ChipNews, 2001, № 1. С. 34–38.
5. *Скоробогатов П. К., Герасимчук О. А., Епифанцев К. А.* Аддитивные эффекты повреждения цифровых микросхем при воздействии на их выходы импульсов напряжения // В сб. «Радиационная стойкость электронных систем “Стойкость-2011”». М.: МИФИ, 2011. Вып. 14. С. 91–92.
6. *Скоробогатов П. К.* Исследования подпороговых эффектов повреждения изделий микроэлектроники космических аппаратов при воздействии серий импульсов напряжения, вызванных эффектами электризации. Научно-технический отчет о гранте 14-29-09210. М.: МИФИ, 2015.
7. *Дятлов Н. С.* Автоматизация проведения исследований ИС на подпороговый эффект // XIX Международная телекоммуникационная конференция молодых ученых и студентов «Молодежь и наука». М.: МИФИ, 2015. Ч. 1. С. 138–139.
8. РД В 319.03.30-98. Изделия электронной техники, квантовой электроники и электротехнические военного назначения. Испытания на импульсную электрическую прочность. М.: МО РФ, 1998. 18 с.

Разработка канала измерения угловой скорости на основе цифрового волоконно-оптического гироскопа

А. Н. Пестунов¹, Е. В. Ковалева

¹к. т. н.
АО «НПО ИТ»

e-mail: npoit@npoit.ru

Аннотация. Статья посвящена разработке канала измерения угловой скорости на основе цифрового волоконно-оптического гироскопа. Разработка проводится с целью снижения влияния дрейфов микросхем на точность измерения угловой скорости ВОГ без обратной связи. В статье приведены результаты численного моделирования метода цифровой обработки сигнала трансимпедансного усилителя в волоконно-оптическом гироскопе без обратной связи. Проведена оценка потенциального качества измерения угловой скорости данным методом, а также оценка качества измерения основных параметров, стабилизируемых в ВОГ без обратной связи. Результаты получены путем численного моделирования работы 14-разрядного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) последовательного приближения, а также обработки сигнала АЦП фильтрами с конечной импульсной характеристикой при условиях приближения шумовых характеристик сигнала трансимпедансного усилителя к реальным. Моделирование проводилось при помощи пакета MathCad. В результате моделирования показано, что потенциально достижимая точность измерения угловой скорости данным методом составляет 0,01% при частоте дискретизации 50 МГц. Полученные результаты доказывают возможность применения данного метода в текущих разработках бесплатформенных инерциальных блоков (БИБ) на ВОГ без обратной связи, а также возможность реализации описанного принципа построения углоизмерительного канала с применением ЭРИ отечественного производства.

Ключевые слова: волоконно-оптический гироскоп без обратной связи, цифровая обработка сигнала, цифровой фильтр

Development of Angular Velocity Measurement Channel Based on Digital Fiber-Optic Gyroscope

A. N. Pestunov¹, E. V. Kovaleva

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

e-mail: npoit@npoit.ru

Abstract. The article is devoted to the development of channels for angular velocity measurement based on a digital fiber-optic gyroscope (FOG). The development is carried out to reduce the impact of microcircuit drift on the accuracy of angular speed measurement of open-loop FOG. The results of numerical simulation of the digital processing method of the transimpedance amplifier signal in open-loop FOG are presented. The estimation of the potential measurement quality of angular velocity by this method is performed, as well as the evaluation of the measurement quality of key parameters stabilized in open-loop FOG. The results were obtained from a numerical simulation of a 14-bit analog-to-digital converter (ADC) of successive approximation, as well as ADC signal processing with filters with finite pulse characteristic, in realistic noise conditions for a transimpedance amplifier signal. The simulation was performed using the MathCad. The simulation shows that the potentially achievable accuracy of angular velocity measurement by this method is 0,01% at a sampling rate of 50 MHz. The results demonstrate the possibility of using this method in the current development of strapdown inertial blocks (SIB) in open-loop FOG, as well as the possibility of implementing the described building principle of the angle-measuring channel using Russian electronic components.

Keywords: open-loop fiber optic gyroscope, digital signal processing, digital filter

Введение

Характерная особенность волоконно-оптических гироскопов, применяемых в малогабаритных бесплатформенных инерциальных блоках производства АО «НПО ИТ», — отсутствие оптической обратной связи.

Для обработки информации волоконно-оптического гироскопа (ВОГ) применяется аналоговая схема синхронного детектирования со стабилизацией оптической мощности суперлюминесцентного диода (СЛД).

В настоящее время развитие техники цифровой обработки сигналов позволяет применять для получения информации с ВОГ оцифровку полигармонического сигнала с последующей обработкой в сигнальном процессоре или на ПЛИС. Подобные методы обработки сигнала ВОГ применяются зарубежными фирмами, например фирмой KVH [5], для БИБ с характеристиками, аналогичными характеристикам приборов, выпускаемых АО «НПО ИТ».

Статья посвящена рассмотрению одного из возможных вариантов построения канала измерения угловой скорости с применением цифровой обработки сигнала. Настоящий метод отличается от метода, предложенного фирмой KVH, введением контуров стабилизации следующих параметров: индекса модуляции и оптической мощности.

1. Особенности электрофизической схемы канала измерения угловой скорости на ВОГ без обратной связи

Волоконно-оптический гироскоп содержит два функциональных блока: оптический и электронный. В оптическом блоке гироскопа при вращении оптоволоконного контура с распространяющимся в нем световым лучом формируется сложный электрический сигнал, содержащий высокочастотные составляющие, пропорциональные измеряемой угловой скорости.

В электронном блоке гироскопа выполняется избирательное линейное преобразование сигнала высокой частоты, сформированного в оптическом

блоке, в низкочастотный аналоговый электрический сигнал. Амплитуда низкочастотного электрического сигнала пропорциональна измеряемой угловой скорости.

В блоке электроники гироскопа формируются необходимые для работы оптического блока и измерительного тракта модулирующие и опорные сигналы высокой частоты, сигналы для подсистем автоматического регулирования режимов в контурах стабилизации индекса модуляции и оптической мощности излучающего диода.

Качество работы всех трактов в основном определяется стабильностью их амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, которые согласовываются с частотным спектром рабочих сигналов. Основная полоса рабочих частот лежит в диапазоне от 70 до 80 кГц и определяется рабочей частотой применяемого оптического фазового модулятора в оптическом блоке.

Аналитическое представление сигнала, формируемого в оптическом блоке и подвергаемого преобразованию в блоке аналоговой электроники гироскопа, имеет вид [1]:

$$\begin{aligned}
 I_{\Phi Д}(t) = I_{\Phi} \left\{ 1 + \cos(\psi_c) \cdot \left[J_0(m) + \right. \right. \\
 \left. \left. + 2 \cdot \sum_{k=2n} J_k(m) \cdot \cos(k\omega t) \right] - \right. \\
 \left. - 2 \sin(\psi_c) \sum_{l=2n-1} J_l(m) \cdot \sin(l\omega t) + \right. \\
 \left. + 2 \sin(\varphi_0) \cdot J_1(m) \cdot \sin(\omega t) + \right. \\
 \left. + 2 \sin(\varphi_{СК}) \cdot J_1(m) \cdot \cos(\omega t) \right\}, \quad n = [1, \infty], \\
 I_{\Phi} = K_{\Phi Д} \cdot P_{\Phi Д},
 \end{aligned} \quad (1.1)$$

где I_{Φ} — выходной ток фотодиода,
 $K_{\Phi Д}$ — чувствительность фотодиода,
 $P_{\Phi Д}$ — мощность оптического излучения,
 ψ_c — фаза Саньяка, рад,
 $J_i(m)$ — коэффициенты функции Бесселя первого рода i -го порядка,
 m — индекс модуляции,
 ω — круговая частота модуляции,
 φ_0 — оптический сдвиг, рад,
 $\varphi_{СК}$ — квадратурный сдвиг, рад.

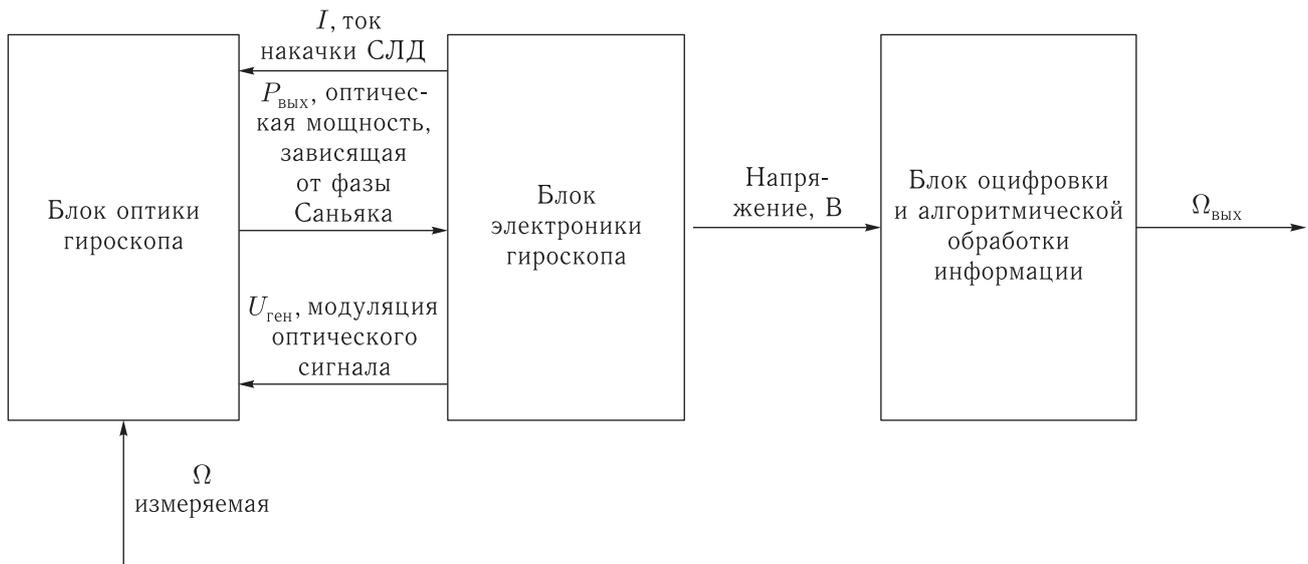


Рис. 1. Схема канала измерения угловой скорости

В выражении (1.1) составляющие k -го порядка представляют четные гармоники, составляющие l -го порядка — нечетные гармоники сигнала. Типовое значение частоты первой гармоники — 75 ± 5 кГц.

Информационным сигналом, выделяемым в тракте аналогового преобразования сигнала ВОГ, является составляющая сигнала (1.1), приходящаяся на первую гармонику частоты фазовой модуляции излучения СЛД. Из формулы (1.1) видно, что полезный сигнал пропорционален синусу фазы Саньяка.

В гироскопах с аналоговой системой обработки сигнала напряжение с трансимпедансного усилителя приходит на синхронный детектор, который работает по первой гармонике напряжения, подаваемого на пьезомодулятор. Условия, обеспечивающие наилучшую точность измерения:

- оптимальное значение индекса модуляции ($m = 1,84$), при котором масштабный коэффициент слабо чувствителен к внешним воздействиям;
- стабилизация мощности излучения СЛД;
- сдвиг по фазе между опорным напряжением и первой гармоникой сигнала (0).

На рис. 1 представлена схема канала измерения угловой скорости на основе ВОГ без обратной связи.

Как видно из рис. 1, канал измерения угловой скорости, основанный на аналоговом принципе обработки сигнала ВОГ, имеет сложную структуру и, как отмечено ранее, качество его работы зависит от стабильности характеристик каждого звена, кроме того, выходной сигнал принципиально нелинеен. Последнее обстоятельство заставляет применять многоступенчатые методы компенсации погрешности нелинейности, требующие значительных затрат времени и приводящие к усложнению модели погрешностей канала измерения угловой скорости.

Как альтернатива методу аналогового синхронного детектирования предлагается метод оцифровки сигнала непосредственно после преобразователя ток–напряжение.

2. Основные принципы цифровой обработки сигнала ВОГ

Суть метода состоит в оцифровке сигнала сразу после трансимпедансного усилителя и дальнейшем детектировании гармоник с применением численных алгоритмов [5]. Так как при настройке индекса модуляции на значение $m = 1,84$ основная часть энергии сигнала сосредоточена на первых четырех гармониках, то оцифровку сигнала можно осуществлять на частоте от 1 МГц,

что существенно расширяет выбор аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

В данном методе применяется цифровая фильтрация посредством фильтров с конечной импульсной характеристикой. Такие фильтры имеют строго линейную фазовую характеристику и всегда устойчивы [2].

Импульсная характеристика полосовых фильтров определяется по формуле [4]

$$h(n) = \begin{cases} \frac{\lambda_U - \lambda_L}{\pi}, & m = 0 \\ \frac{1}{m\pi} [\sin(m\lambda_U) - \sin(m\lambda_L)], & m \neq 0, \end{cases} \quad (2.1)$$

где

$$\lambda_U = \frac{f_U \pi}{f_d},$$

f_U — нижняя частота среза фильтра,

f_d — частота дискретизации,

λ_L — параметр фильтра,

$$\lambda_L = \frac{f_L \pi}{f_d},$$

f_L — верхняя частота среза фильтра.

Для сглаживания частотной характеристики фильтра применяется взвешивающее окно. Импульсная характеристика окна описывается формулой [4]

$$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right). \quad (2.2)$$

Нужная гармоника выделяется путем выполнения операции свертки дискретизованного сигнала с импульсной характеристикой фильтра:

$$s_n = \sum_{k=0}^n x_n \cdot h_{n-k}, \quad (2.3)$$

где x_n — отсчет дискретизованного сигнала,

h — импульсная характеристика фильтра.

После обработки по полученным данным можно определить

– величину индекса модуляции, пользуясь постоянством соотношения значений функций Бесселя при заданном индексе модуляции:

$$m = \frac{A4}{A2} = \frac{K \cdot 2 \cdot J4(m) \cdot \cos(\varphi_c)}{K \cdot 2 \cdot J2(m) \cdot \cos(\varphi_c)} = \frac{J4(m)}{J2(m)}, \quad (2.4)$$

где $A2$ — значение амплитуды второй гармоники, $A4$ — значение амплитуды четвертой гармоники, $J4(m)$, $J2(m)$ — значения функций Бесселя четвертого рода и второго рода при индексе модуляции m ;

– постоянную составляющую сигнала, не зависящую от фазы Саньяка, которая может использоваться для стабилизации мощности излучения СЛД:

$$U_{\max} = \bar{S} - A2/2 = K \cdot (1 + J0(m) \cdot \cos(\varphi_c) - J2(m) \cdot \cos(\varphi_c)) \approx K, \quad (2.5)$$

где \bar{S} — среднее значение сигнала,

$A2$ — значение амплитуды второй гармоники,

$J2(m)$ — значение функции Бесселя второго рода при индексе модуляции m . Нужно отметить, что соотношение (2.5) верно только для $m = 1,84$. В этом случае из-за того, что $J0(m) \cdot \cos(\varphi_c) - J2(m) \cdot \cos(\varphi_c) \approx 0,0009$, постоянная составляющая может быть измерена с точностью до третьего знака после запятой;

– угловую скорость:

$$\omega = \frac{J2(m)}{J1(m)} \cdot \frac{1}{T_{\text{вог}}} \cdot \arctg\left[\frac{A1}{A2}\right], \quad (2.6)$$

где $J1(m)$, $J2(m)$ — значения функции Бесселя второго рода при индексе модуляции m ,

$T_{\text{вог}}$ — оптическая постоянная времени ВОГ,

$A1$ — значение амплитуды первой гармоники,

$A2$ — значение амплитуды второй гармоники.

Чтобы определить правильно направление вращения по формуле (2.6), необходимо знать соотношение фаз первой и второй гармоник. Фаза определяется по фазовому спектру с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье.

3. Результаты моделирования метода

Цели моделирования: определить точность вычисления величин m , ω , U_{\max} при условиях, максимально близко воспроизводящих реальную шумовую картину.

Для моделирования выбрана схема обработки информации оптического блока гироскопа, представленная на рис. 2.

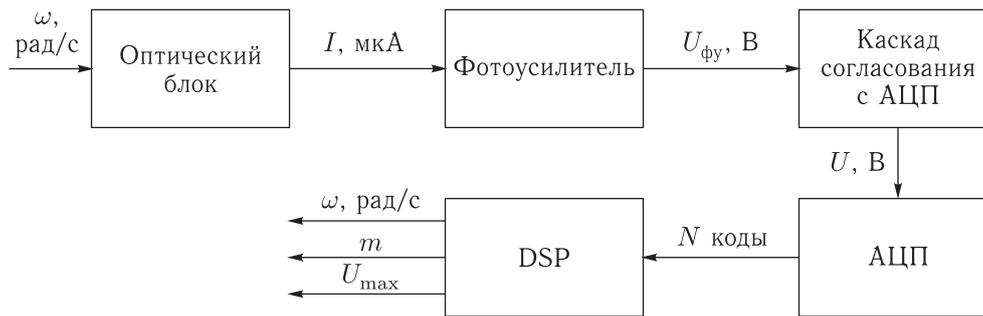


Рис. 2. Схема обработки информации оптического блока гироскопа

Т а б л и ц а. Результаты моделирования

Задаваемая величина фазы Саньяка, рад	ноль			$\pi/6$			$\pi/3$		
	100	50	1	100	50	1	100	50	1
Задаваемая частота дискретизации сигнала, МГц	100	50	1	100	50	1	100	50	1
Погрешность определения ω , %	–	–	–	0,006	0,14	0,4	0,01	0,05	0,1
Погрешность определения m , %	0,01	0,03	0,5	0,02	0,13	0,25	0,04	0,05	0,05
Погрешность определения U_{\max} , %	0,01	0,01	0,16	0,04	0,013	0,05	0,05	0,015	0,02

Моделирование проводилось при следующих условиях:

- сигнал гироскопа задавался с наложением случайного процесса — «белого шума», $3\sigma = 0,032$ В, что моделирует работу блока оптики, фотоусилителя и каскада согласования с АЦП;

- на входе системы задавались угловые скорости, которым соответствуют величины фазы Саньяка $0, \pi/6, \pi/3$;

- имитировалась работа 14-разрядного АЦП последовательного приближения [3];

- выходные величины ω и m и U_{\max} вычислялись по формулам (2.6), (2.4), (2.5).

Результаты моделирования приведены в таблице.

Из приведенных результатов можно сделать выводы.

При заданных условиях моделирования метод недостаточно чувствителен к малым угловым скоростям. Погрешность измерения высоких угловых скоростей достигает 0,01% при частоте дискретизации 50 МГц. Для повышения точности измерения на угловых скоростях, близких к скорости вращения Земли, необходимо повысить разрядность АЦП как минимум до 16 разрядов.

Точность измерения индекса модуляции позволяет применять результат измерения в системе автоматической стабилизации напряжения генератора. В системе с аналоговой обработкой сигнала блока оптики выражение для выходной величины имеет вид (при скважности опорного сигнала 0,5 и нулевой разности фаз между информационным сигналом и опорным сигналом синхронного детектора):

$$U_{\text{вых}} = K \cdot J_1(m) \cdot \sin(\omega \cdot T_{\text{ВОГ}}),$$

где $K = P \cdot C \cdot R$,

P — оптическая мощность, приходящая на фотоприемник, Вт,

C — коэффициент преобразования фотоприемника, А/Вт,

R — сопротивление преобразователя тока — напряжение, Ом.

Потенциальная точность стабилизации величины первой гармоники при погрешности измерения $\delta m = 0,4\%$ составляет порядка $10^{-3}\%$.

Что касается системы стабилизации оптической мощности, то при чувствительности мощности излучения СЛД к температуре 10^{-5} Вт/°С (чувствительность тока СЛД 1 мА/°С, чувствительность мощности определяется по характеристикам используемой модели СЛД — SLD-57-МР) при воздействии скорости изменения температуры 0,2 °С/мин погрешность

приведенного метода поиска максимума позволит обнаружить изменение мощности за время не менее 1 с. Потенциальная точность стабилизации оптической мощности — 0,01 %.

Заключение

Результаты моделирования метода цифровой обработки сигнала ВОГ доказывают возможность применения данного метода в текущих разработках БИБ, а также возможность реализации описанного принципа построения углоизмерительного канала с применением ЭРИ отечественного производства, при этом массогабаритные характеристики приборов сохранятся на уровне не более 1,3 кг.

Список литературы

1. Волоконно-оптические датчики / Под ред. Э. Удда. Приложение А. М.: Техносфера, 2008.
2. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров / Пер. с англ. М.: Мир, 1984.
3. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. М.: Техносфера, 2007. 1016 с.
4. *Steven W. Smith*. The scientist engineer's guide to digital signal processing. Second edition. California Technical Publishing, 1997–1999.
5. *Steven Emge, Thomas Monte, Jeff Brunner, Robert Miller, Kalyan Ganesan*. Advances in Open-loop FOG Sensors. KVH Industries, Inc. 50 Enterprise Center, Middletown, RI 02842, 2006.

Многоугловой видеополяриметр оптического диапазона среднего пространственного разрешения

В. А. Селиванов¹, Ю. М. Гектин², С. А. Рябков³

¹к. т. н., доцент, ²к. т. н., ³аспирант

^{1,3}Московский технический университет связи и информатики,

²АО «Российские космические системы»

e-mail: selivanovctc@gmail.com

Аннотация. Основным ограничением для широкого внедрения пассивных видеополяризационных методов дистанционного зондирования подстилающих поверхностей является их повышенная чувствительность к угловым условиям наблюдения. В то же время именно угловая зависимость параметров вектора Стокса или их функционалов — степени и азимута поляризации, именуемая поляризационно-фазовой кривой (ПФК), служит «поляризационной сигнатурой» объекта исследования, поскольку содержит исчерпывающую информацию об оптических свойствах объекта и связана не только с физико-минералогическим составом, но и с микроструктурой поверхности. Однако размерность ПФК не позволяет осуществить ее отображение в виде двумерных изображений, что затрудняет выполнение совместной дешифрации традиционных спектрозональных и поляризационных изображений. Возможность сокращения размерности поляриметрической информации обусловлена относительной гладкостью ПФК, имеющей ограниченное число экстремумов. Поэтому восстановление формы ПФК может быть обеспечено по нескольким угловым отсчетам. В то же время для категоризации объектов по их оптическим свойствам оказывается вполне достаточно использовать не собственно ПФК, а лишь ряд их характерных признаков, таких как, например, абсолютные значения «положительного» и «отрицательного» максимума степени поляризации, угол инверсии азимута поляризации и т. д., которые также инвариантны к угловым условиям наблюдения. Эти поляризационные признаки могут служить такими же поляризационными сигнатурами объектов, но, в отличие от ПФК, могут отображаться в виде монохромных или синтезированных изображений.

Ключевые слова: многоугловая видеополяриметрия, параметры вектора Стокса, поляризационно-фазовые кривые, дистанционное зондирование Земли, Луны, Марса

Multiangle Video Polarimeter for Optical Range of Medium Spatial Resolution

V. A. Selivanov¹, Yu. M. Gekhtin², S. A. Ryabkov³

¹candidate of engineering science, associate professor,

²candidate of engineering science, ³postgraduate student

^{1,3}Moscow Technical University of Communication and Informatics,

²Joint Stock Company “Russian Space Systems”

e-mail: selivanovctc@gmail.com

Abstract. The main limitation for the widespread introduction of passive video polarization methods for remote sensing of underlying surfaces is their increased sensitivity to the angular conditions of observation. At the same time, it is the angular dependence of the parameters of the Stokes vector or their functionals, the degree and the azimuth of polarization, which is called the polarization-phase curve (PFC), that serves as the “polarization signature” of the research object, since it contains exhaustive information about the optical properties of the object and is associated not only with its physical and mineralogical composition, but also with the microstructure of the surface. However, the dimension of the PFC does not allow displaying it as two-dimensional images, which makes it difficult to perform a joint decoding of the traditional spectrozonal and polarization images. The possibility of reducing the dimension of the polarimetric information is due to the relative smoothness of the PFC, which has a limited number of extrema. Therefore, the restoration of the shape of the PFC can be ensured by several angular readings. At the same time, to categorize objects according to their optical properties, it is quite sufficient to use not the actual PFC, but only a number of their characteristic features, such as, for example, the absolute values of the “positive” and “negative” maximum of the degree of polarization, the polarization azimuth inversion angle, etc., which are also invariant to the angular conditions of observation.

Keywords: multiangle video polarimetry, Stokes vector parameters, polarization-phase curves, remote sensing of the Earth, the Moon and Mars

1. Концепция

Отраженный от подстилающей поверхности оптический сигнал в узком спектральном диапазоне полностью описывается четырьмя параметрами вектора Стокса, где первый параметр — это интенсивность, измеряемая непосредственно, а три остальных параметра, характеризующие поляризацию, измеряемы косвенно, путем установки различно ориентированных поляризаторов перед фоторегистрирующими устройствами в нескольких синхронных оптических каналах и линейной межканальной обработке соответствующих сигналов. Включение помимо интенсивности в рассмотрение оставшихся трех параметров вектора Стокса открывает возможность регуляризации обратного решения уравнения переноса (УПИ) в отношении определения оптических свойств поверхности и размеров рассеивающих частиц и в конечном счете обеспечивает возможность оценки физико-минералогического состава объектов при дистанционном измерении. Стокс-фотополяриметрия обеспечила значительный прогресс в понимании физико-минералогического состава объектов Солнечной системы как при наблюдении их с Земли, так и при реализации различных исследовательских миссий [1]. Технология телевизионной стокс-поляриметрии (видеополяриметрии), обеспечивающая измерение и отображение двумерного распределения параметров вектора Стокса при решении задач ДЗЗ как для наземных подспутниковых, так и аэрокосмических экспериментов, начала активно разрабатываться в конце прошлого столетия [2–4], но интерес к этой тематике достаточно быстро угас.

Отсутствие значительного интереса до последнего десятилетия исследователей в области ДЗЗ к планомерным поляриметрическим видеоизмерениям подстилающей поверхности связаны со сложностью интерпретации экспериментальных результатов, что, в свою очередь, обусловлено двумя основными причинами. Во-первых, это малая поляризующая способность большинства природных образований, исключая, правда, снежные и песчаные поверхности, и искажающее влияние рассеяния в атмосфере, приводящего, с одной стороны, к деполаризации отраженного от подстилающей поверхности оптического сигнала и появлению значительной

аддитивной поляризованной помехи с другой. Совокупность этих двух феноменов обеспечивает работу видеоизмерительных устройств в так называемом режиме ограничения помехой обратного рассеяния (ПОР). Обеспечение необходимой поляризационной контрастной чувствительности приборов сводится к известной в практике ДЗЗ технической задаче увеличения динамического диапазона телевизионных систем и редукации сквозь атмосферу на основе модельных представлений и трассовых корректирующих измерений.

Вторая причина носит методологический характер и обусловлена доминирующим диэлектрическим типом взаимодействия излучения с веществом большинства естественных образований, при котором поляризационные характеристики отраженного излучения в большей степени определяются текущими угловыми условиями наблюдения, нежели оптическими характеристиками отражающей/рассеивающей поверхности. Форма зависимости поляризационных компонент излучения от фазового угла (угол между направлениями визирования и падения излучения на объект) называется поляризационно-фазовой кривой (ПФК) параметров вектора Стокса. Эта форма претерпевает незначительные вариации в зависимости от физико-химического и дисперсионного состава естественных образований, которые не могут быть выявлены при фиксированном угле измерения. Фактически лишь непрерывные ПФК параметров вектора Стокса, как это было продемонстрировано впервые при исследованиях лунного реголита, могут служить относительно стабильными «поляризационными сигнатурами» объектов в той же степени, как спектральные коэффициенты яркости (СКЯ) для случая измерения интенсивности при спектрально-зональных измерениях. По этим причинам достоверная оценка поляризационных сигнатур наземных объектов в естественных условиях практически неосуществима при традиционном моноугловом методе наблюдения, а непрерывное угловое сканирование приводит к колоссальной избыточности измерительной информации и невозможности визуальной интерпретации результатов. Плавность хода кривых ПФК природных образований позволяет осуществить процедуру их точного восстановления по ограниченному числу угловых отсчетов [5].

Полученное точное решение УПИ [6] обеспечивает возможность восстановления комплексного коэффициента преломления отражающей/рассеивающей поверхностей и размеров рассеивающих частиц на основании ПФК или ограниченного числа некоррелированных скалярных параметров ПФК (например, максимальной степени линейной/круговой поляризации, максимальной степени «отрицательной ветви» ПФК линейной поляризации, угла инверсии линейной поляризации — скачка азимута поляризации, фазового угла, соответствующего максимальной степени линейной/круговой поляризации).

Возможность нормировки этих положительных параметров позволяет использовать их в качестве самостоятельных компонентов нового «поляризационного метрического пространства», приспособленного для отображения в виде синтетического изображения.

2. Современный уровень зарубежных исследований

Наибольшие практические достижения в области поляризационных измерений из космоса получены в области оценки газового и аэрозольного составов атмосферы. В то же время прототипы космических приборов многоугольного метода измерений, отвечающие концепции Multi-viewing, Multi-channel, Multi-polarisation Imager (ЗМИ), например таких, как спутники второго поколения EUMETSAT, Polar System (EPS-SG), POLDER, PARASOL или Hyper-Angular Rainbow Polarimeter, установленные на аэроносителях, демонстрируют эффективность многоугольного подхода для регуляризации обратного решения при зондировании подстилающих поверхностей [5]. Однако их конструктивные решения и алгоритмы обработки результатов измерений не предусматривают ни восстановления ПФК, ни выявление угловых поляризационных инвариантов, наиболее приспособленных для формирования двумерных изображений.

3. Алгоритм работы прибора

1. Синхронное формирование изображений поверхности путем электронного однострочного

сканирования в одном надирном и 3 развернутых по направлению полета оптических каналах с углами визирования 15,0, 30,0 и 45,0 град с последовательной сменой от 4 до 6 поляризационных фильтров в каждом оптическом канале за время формирования интегральной строки изображения.

2. Геометрическая коррекция угловых поляризационных изображений.

3. Вычисление параметров вектора Стокса и их функционалов в соответствии с классической схемой поляриметрии для каждого угла наблюдения.

4. Пространственное (временное) совмещение поляризационных изображений, полученных под различными углами.

5. Восстановление различных ПФК путем интерполяции угловых отсчетов параметров вектора Стокса и их функционалов для каждого пикселя изображения надирного канала.

6. Выделение угловых инвариантов восстановленных ПФК поляризационных признаков и отображение их в виде монохромных изображений.

4. Ожидаемые новые научно-практические результаты

Мониторинг состояния подстилающей поверхности:

1) для акваторий — выявление нефтяных пленок и оценка мощности загрязнения (на основании оценки пространственного распределения толщины пленки);

2) для растительного покрова — ранняя диагностика степени деградации состояния листовой пластинки;

3) для мелкодисперсных открытых грунтов — динамическая оценка увлажненности, оценка динамики движения сыпучих компонент в регионах полупустынь/пустынь, точное районирование различных видов песчаной поверхности;

4) для снежных поверхностей — классификация состояния снежного покрова, связанного с размерами и связностью кристаллов, раннее выявление и мониторинг динамики осадения атмосферных загрязнений;

5) для облачного покрова — точная оценка аэрозольного состава (распределение частиц по размерам);

6) для задач перспективных исследований — создание классификатора «поляризационных сигнатур» природных и искусственных образований.

5. Технические характеристики прибора

Спектральный диапазон, мкм: 0,5–0,65.

Количество оптических каналов: 4.

Углы зондирования оптических каналов относительно надира, град: 0,0, 15,0, 30,0, 45,0

Количество независимых поляризационных измерений в каждом оптическом канале, min–max: 4–6.

Метод формирования поляризационных измерений в каждом оптическом канале: последовательный.

Метод формирования изображений в оптических каналах: синхронный, однострочный.

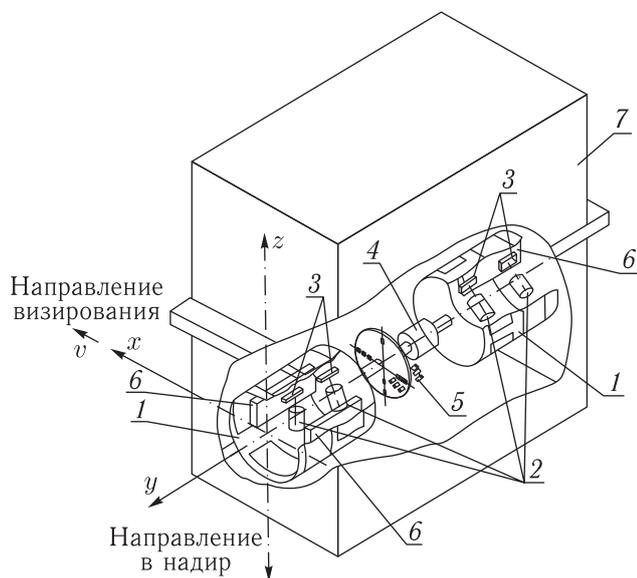


Рис. 1. Вариант построения многоуглового видеополяриметра: 1 — барабаны сменных поляризационных фильтров; 2 — объективы угловых каналов; 3 — линейные фотоприемники; 4 — двигатель; 5 — устройство синхронизации; 6 — блок управления фотоприемниками; 7 — корпус

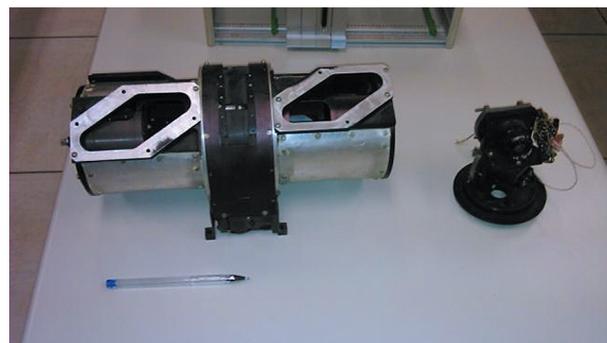


Рис. 2. Внешний вид оптико-механического 4-углового видеополяриметра

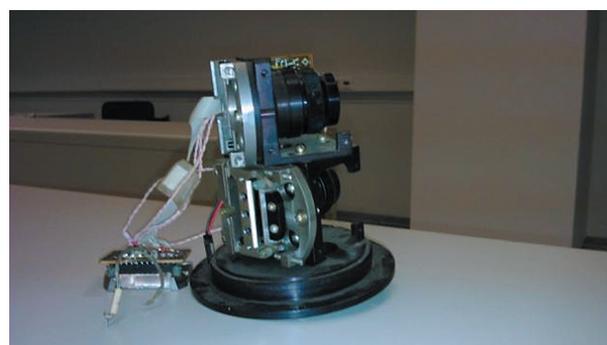


Рис. 3. Оптический блок с двумя оптическими ветвями

Разрешение на поверхности в надире, м: 200.

Полоса обзора, км: 400.

Высота полета космического аппарата, км: 650.

Предполагается наличие встраиваемого метрологического обеспечения, в том числе надирного несканирующего датчика оценки толщины атмосферы в диапазоне 0,32–0,38 мкм.

Масса прибора, ориентировочно, кг: 20.

Энергопотребление, Вт: 50.

На рис. 1 представлен чертеж варианта построения многоуглового видеополяриметра, а на рис. 2 и 3 — фотографии его лабораторного макета.

Список литературы

1. *Mishchenko M.I., Rosenbush V.K., Kiselev N.N., Lupishko D.F., Tishkovets V.P., Kaydash V.G., Belskaya N., Efimov Y.S., Shakhovskoy N.M.* Polarimetric remote sensing of solar system objects. К.: Akadempriodyka, 2010. 291 p.

2. Селиванов В.А., Джаппаркулов Б.К., Цветков А.И. и др. Техника телевизионной поляриметрии // Техника кино и телевидения, 1992, № 3. С. 38–43.
3. Egan W.G., Johnson W.E., Whitehead V.S. Terrestrial Polarisation Imagery Obtained from the Space Shuttle: Characterization and Interpretation // Appl. Opt., 1991, vol. 30, № 4. P. 435–442.
4. Беляев Б.И., Катковский Л.В. Оптическое дистанционное зондирование. Минск: БГУ, 2006. 455 с.
5. Селиванов В.А., Гектин Ю.М., Будаков В.П. Задачи поляризационного дистанционного зондирования в оптическом диапазоне // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2016, т. 3, вып. 3. С. 35–45.
6. Budakov V.P., Klyuykov D.A., Korokin S.V. Complete matrix solution of radiative transfer equation for PILE of horizontally homogeneous slabs // Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer, 2011, vol. 112. P. 1141–1148.

УДК 502.057 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1.89

Начало истории отечественной ракетно-космической отрасли

Ю. М. Батури

*член-корр. РАН, д. ю. н., профессор,
Институт истории естествознания и техники имени С. И. Вавилова РАН*

e-mail: baturin@ihst.ru

Аннотация. Рассматривается период зарождения ракетно-космической отрасли в СССР до принятия в мае 1946 г. постановления Совета Министров СССР «Вопросы реактивного вооружения», от которого отсчитывают ее историю. Приводятся малоизвестные сведения о совместной англо-американо-советской военно-технической экспедиции в Польшу во время боевых действий для поиска упавших немецких ракет «Фау-2». Описывается структура поиска и вывоза из Германии в Советский Союз образцов ракетной техники, технической документации и специалистов-ракетчиков. Подробно исследуется процесс выбора наркомата, которому следует поручить производство ракетного вооружения.

Ключевые слова: ракетная техника, космонавтика, отрасль, история

The Birth of Russian Rocket and Space Industry

Yu. M. Baturin

*Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Laws, professor,
Vavilov Institute of History of Science and Technology RAS*

e-mail: baturin@ihst.ru

Abstract. This article considers the period of the birth of the space industry in the Soviet Union prior to the adoption in May 1946 of the USSR Council of Ministers Resolution “Issues of missile weapons” which is considered to be the beginning of its history. It gives little-known information about the joint Anglo-American-Soviet military-technical expedition to Poland during the fighting to search for the fallen German V-2 rockets. The structure of the search and the export of samples of missile technology, technical documentation and rocket-specialists from Germany to the Soviet Union is described. Investigated in detail is the process of forming of the People’s Commissariat, which should be entrusted with the production of missile weapons.

Keywords: rocketry, cosmonautics, industry, history

История космонавтики, как и другие периоды технологического развития, делится на четыре цикла: «Первые идеи», «Научные исследования», «Инженерные решения», «Полномасштабная реализация (в рамках отрасли)» [1, с. 3–9]. Рассмотрим начало становления отечественной ракетно-космической отрасли, лишь бегло описав предыдущие циклы развития.

Общая циклограмма развития ракетно-космической отрасли

От какой начальной точки отсчитывается космическая эра? Историки могут вычислить ее по первым научным публикациям по ракетно-космической тематике, а заметной она становится с некоторой виртуальной точки, определяемой статистикой [1, с. 5].

На рис. 1 в графической форме помещены данные по числу значимых для космонавтики событий: во-первых, творческих и организационных событий в тот или иной год (статьи, книги, организация конструкторских бюро (КБ), институтов), во-вторых, значимых испытаний ракетной техники (пуски). Статистические данные, представленные в логарифмических координатах, показали начало роста событий около 1908 г.

Именно 1908 г. принят нами за начало координат космической эры. В этот год был дважды покорен Северный полюс — вершина эпохи земных путешествий. Самолеты перевезли первых авиапассажиров. Появились теоретические статьи К. Э. Циолковского, Ф. А. Цандера... Но реальная деятельность в области ракетной техники началась много позже. Первый пуск ракеты с ЖРД на высоту 12 м. Р. Годдард осуществил в США только в 1926 г., то есть с отставанием от найденной точки отсчета как раз на 18 лет. Бурный рост ракетной промышленности начался с ракеты «Фау-2» Вернера фон Брауна в 1943 г. К началу 1960-х гг. число ракетных пусков взрывным образом достигло своей наивысшей точки и начался период, который обычно и рассматривают как историю космонавтики.

История, однако, свидетельствует, что серьезный интерес к освоению космического пространства с помощью технических средств появился

много раньше: например, романы Жюль Верна «Из пушки на Луну» и «Вокруг Луны». Таким образом, от Жюль Верна до высадки человека на Луну в 1969 г. прошло около века, большую часть которого (около 70 лет) человечество потратило на сугубо интеллектуальную работу — рождение безумных идей и их инициативную опытную проработку.

Семнадцатью годами ранее виртуальной точки начала космической эры и за 35 лет до первого полета ракеты — в 1891 году — вышла первая статья К. Э. Циолковского по аэродинамике (часть книги «К вопросу о летании посредством крыльев»).

Основываясь на этой ритмике, критические события в рамках первой глобальной волны мировой космонавтики можно разделить на четыре цикла:

– *первый цикл* «Начальные идеи» (1856–1891), к которому относятся наиболее ранние записи К. Э. Циолковского по межпланетным полетам; проект пилотируемого летательного аппарата Н. И. Кибальчича; повесть «Путешествие в космическом пространстве» народовольца Н. А. Морозова; монография К. Э. Циолковского «Свободное пространство»;

– *второй цикл* «Научные исследования» (1891–1926), в который вошли все основополагающие научные труды, а также патенты Р. Годдарда;

– *третий цикл* «Инженерные решения» (1926–1961), охвативший практическое создание ракет от годдардовской до первых космических, создание РНИИ, ГИРД, различных ОКБ, а также межпланетных обществ во многих странах;

– *четвертый цикл* «Полномасштабная реализация» (1961–1996).

Ракетная отрасль впервые в мире сформировалась в Германии в 1943 году. Естественно, разведка и технические специалисты стран-союзников проявляли огромный интерес к этому современному виду оружия.

Военно-технические экспедиции за образцами

В ночь с 12 на 13 июня 1944 г. немцы выпустили по Лондону три первые крылатые ракеты «Фау-1» со стартовых позиций в северной Франции. По результатам первых стрельб были

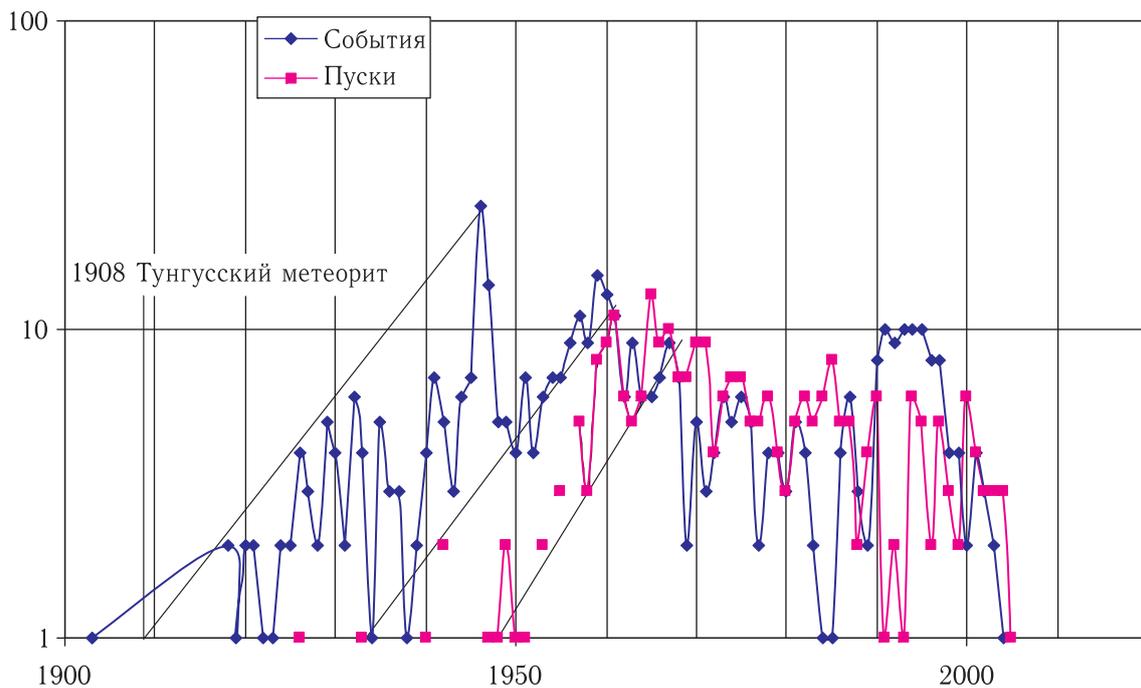


Рис. 1. Циклограмма развития ракетно-космической техники на основе графика числа событий в данном виде деятельности (построен по данным Е. Н. Лычева [2])

проведены доработки всех 55 стартовых устройств, и 16 июня немцы начали массированное применение ракетного оружия. За двое суток по Лондону ударили около 500 ракет.

13 июля 1944 г. войска 1 Украинского фронта начали Львовско-Сандомирскую операцию, в ходе которой должны были освободить район Польши, где находился ракетный полигон немцев.

В эти дни У. Черчилль и И. В. Сталин обменялись рядом посланий относительно поиска и сохранения аппаратуры и частей немецких ракет близ экспериментальной станции в Дембице (Польша). Черчилль просил допустить английских специалистов в указанный район для поиска немецких ракет и их фрагментов, для того чтобы разработать меры противодействия новому оружию. Британцы и американцы тесно сотрудничали в изучении фрагментов попавшего в руки англичан немецкого ракетного оружия на протяжении некоторого времени, поэтому речь шла о совместной работе англичан и американцев.

За год до этого, 17 августа 1943 года, английская авиация, на основании данных разведки, начала бомбардировки немецкой ракетной станции Пенемюнде на острове Узедом, где проводились ис-

пытания ракет большой дальности. Немцы решили эвакуировать весь комплекс Пенемюнде в более безопасное место. Продолжение испытаний ракет «Фау-1» и «Фау-2» перенесли на артиллерийской полигон Дембица, расположенный в Польше у деревни Близна.

В то время после высадки союзных войск в Нормандии (6 июня 1944 г.) несколько активизировалось военное сотрудничество СССР с англо-американскими войсками. Развернулись челночные операции американской авиации: тяжелые бомбардировщики ВВС США после бомбардировки целей в восточной Германии и на Балканах, чтобы им не возвращаться в Англию или Италию, приземлялись на украинских аэродромах и с них потом отправлялись обратно. Таким образом, предложение о совместном поиске немецкой ракетной техники поступило от союзников в весьма благоприятный период.

22 июля 1944 г. Сталин соглашается на просьбу Черчилля, но одновременно дает поручение наркому авиапромышленности А. И. Шахурину подготовить группу специалистов для отправки в Польшу. Группа была сформирована в течение недели. В нее вошли Ю. А. Победоносцев, М. К. Тихонравов,

Н. Г. Чернышев, Р. Е. Соркин, А. М. Шехтман, а также прикомандированные от 60-й армии майор Ф. И. Цикунов, капитан Н. М. Иванов, лейтенант Ю. А. Федосюк. Возглавил группу начальник НИИ-1 П. И. Федоров. Параллельно в НИИ-1 работала группа, занимавшаяся анализом добытых материалов. В ее состав вошли В. П. Мишин, Н. А. Пилюгин, А. М. Исаев, А. Я. Березняк, Б. Е. Черток.

Первая экспедиция работала в районе Дембице с 5 августа по 4 сентября 1944 г. Тем временем 28 июля–25 августа 1944 г. продолжается интенсивная дипломатическая переписка Народного комиссариата иностранных дел СССР с посольствами США и Великобритании. Одной из задач советских дипломатов было несколько задержать отправку англо-американских специалистов в Дембице, чтобы дать возможность экспедиции П. И. Федорова первым собрать образцы немецкой ракетной техники. Надо сказать, что и англичане, и американцы своей неорганизованностью сильно облегчили эту задачу советским специалистам. Как бы то ни было, первая (и единственная) совместная союзная советско-англо-американская экспедиция прибыла на полигон Близна 26 августа 1944 г. С 26 августа по 4 сентября в Польше параллельно работают две группы, занимающиеся одной задачей [3, с. 138–155].

Работа союзнической экспедиции также продолжалась около месяца — с 26 августа до 28 сентября 1944 г. Несмотря на то что советская группа успела провести первый поиск раньше, обнаруженные союзной экспедицией фрагменты немецкой техники оказались отнюдь не менее важными. У англичан была прекрасная разведка, и агенты-поляки указывали им точные места, где следовало искать.

Американская группа была небольшой — всего четверо: возглавлявший группу подполковник Джон А. Омара (John A. Omark), капитан Эдвард М. Ашер (Edward M. Usher), натурализованный американский гражданин, поляк Стефан Й. Занд (Stephen Joseph Zand) [4, л. 1–3], наблюдатель воздушного корпуса, личный помощник руководителя группы по техническим вопросам; уже после отправки ноты В. А. Гарриман во время личного разговора с А. Я. Вышинским добавил четвертого специалиста, имя которого в документах обнаружить не удалось.

Английская группа была крупнее американской: командир — полковник Тиренс Р. Сандерс (Terence Robert Beaumont Sanders), подполковник Артур Д. Мерримен (Arthur Douglas Merriman), капитаны военно-воздушных сил Чарлз Г. Барбер, Г. Уилкинсон и Эрик Д. Аккерман, а также двое гражданских специалистов — Стэндиш Мастерман (Standish Masterman) и Джоффри Д. Коллин [5, л. 1–3].

В октябре, ноябре и до начала декабря 1944 г. состоялась третья (вторая для группы П. И. Федорова) экспедиция по поиску и сбору немецкой ракетной техники. А в январе 1945 г. та же группа отправилась в свою третью (а всего в четвертую) и последнюю экспедицию. 7 февраля 1945 г. во время возвращения в СССР при заходе на посадку под Киевом самолет разбился. Члены группы погибли во время авиакатастрофы (кроме Ю. А. Победоносцева и М. К. Тихонравова, которые должны были возвратиться позже). На этом завершился первый этап изучения в СССР немецкой ракетной техники [6, с. 106–115].

Трансфер идей и трофеев

Поражение рейха во Второй мировой войне привело к ликвидации едва зародившейся отрасли в Германии при перенесении существенных ее элементов в Соединенные Штаты Америки и Советский Союз [3, с. 138–155; 7, с. 21–28].

За несколько дней до капитуляции Германии, 23 апреля 1945 г., в Германию вылетела группа генерала Н. И. Петрова, начальника Научного института самолетного оборудования, с задачей выявления чертежей и опытных образцов немецких ракет. Через месяц, 18 мая, в уже побежденную Германию выехала вторая группа под началом первого заместителя наркома боеприпасов П. Н. Горемыкина. А 31 мая 1945 г. вышло сразу два совершенно секретных постановления Государственного комитета обороны (ГОКО):

– о проведении работы по выявлению и вывозу заводского и лабораторного оборудования, чертежей и опытных образцов немецких реактивных снарядов (№ 8897);

– о вывозе оборудования, материалов и образцов узлов реактивных снарядов из германского

Реактивного научно-исследовательского института в Пенемюнде (№ 8823).

6 июня 1945 г. создается Советская военная администрация в Германии (СВАГ). С этого дня деятельность научно-технических подразделений, изучавших немецкую ракетную технику, приобрела особенный размах. В СВАГ формируется Управление по изучению достижений науки и техники в Германии. Независимо от СВАГ 8 июля 1945 г. постановлением ГОКО № 9475 создается Специальная техническая комиссия по изучению немецкого реактивного вооружения под руководством генерал-майора Л. М. Гайдукова. Вскоре Совет Министров СССР создает группу уполномоченного Особого комитета по Германии генерал-майора Н. Э. Носовского.

Работа проводилась системно и по нескольким направлениям:

- поиск и вывоз реактивной техники, ее фрагментов и заводского оборудования;

- поиск и вывоз немецких специалистов по ракетной технике;

- создание специальных научно-технических структур в Германии для освоения новых технологий с использованием немецких специалистов на месте;

- работа с патентами и закупка германских изобретений;

- иные формы работы (проведение в СВАГ Ученых советов, организация в Советском Союзе выставок трофейного вооружения, выпуск Военным издательством серии книг «Обзоры трофейной техники» и т. п.).

География «точек вывоза» образцов ракетной техники была достаточно обширна.

Берлин. В немецком исследовательском центре «Люфтваффе» в Адлерсгофе обнаружили рулевые машинки для «Фау-2» и ряд приборов. Интересными оказались лаборатории и заводы «Аскания», «Телефункен», «Лоренц», «Сименс», «Йен-радио». Проблемами изучения зенитных управляемых снарядов занимался коллектив созданного института «Берлин».

Пенемюнде. Из Германского реактивного научно-исследовательского института все оборудование было демонтировано и вывезено в Тюрингию (частично на полигон в Близну в Польше), а остав-

шееся было приведено в совершенно негодное состояние зондеркомандой СС. Тем не менее, удалось обнаружить несколько реактивных снарядов и чертежи, позволявшие изучить их устройство и понять логику разработки. Кроме того, был обнаружен отчет «Дальний бомбардировщик с ракетным двигателем». Отчет был переведен, изучен, а в 1946 г. опубликован Военным издательством в серии «Обзор трофейной техники».

Тюрингия. В соответствии с решением Крымской конференции Тюрингия должна была войти в советскую оккупационную зону. Однако в реальности получилось иначе. Советские войска постарались решить политическую задачу — занять Берлин первыми. А союзники сосредоточили свои усилия для занятия Южной Тюрингии, где были сосредоточены основные заводы по сборке ракет и комплектующих элементов. В результате американцы вывезли Южной Тюрингии около 100 совершенно целых и готовых к запуску ракет «Фау-2» и около 1000 т различного оборудования. Большое количество ракет отправили в Великобританию. Американцам предложили свои услуги большинство разработчиков и испытателей ракет во главе с Вернером фон Брауном. Наконец, произошла перегруппировка американских и советских войск так, чтобы оказались выполнены решения Крымской конференции о зонах оккупации. Советским специалистам досталось проводить тщательную работу по выявлению техники и документации, не обнаруженных американцами. Но это уже были вторичные трофеи.

Нордхаузен. Город первыми заняли американские войска, которые забрали только полностью собранные ракеты. Оборудование американцы оставили нетронутым. Из имевшихся комплектующих можно было собрать около десятка ракет. Оборудование и комплектующие остались советским войскам. В городе в четырех штольнях располагался подземный завод. В двух штольнях производились авиационные турбореактивные двигатели, в третьей штольне — крылатые ракеты «Фау-1», в четвертой штольне — ракеты «Фау-2» (А-4). После того, как была поставлена на учет ракетная техника, которую не успели вывезти американцы, собраны оставшиеся немецкие специалисты, было принято решение создать на их основе во главе

с прибывшими советскими специалистами отдельный институт.

Институт «Рабе»/»Нордхаузен». Возглавил институт Б. Е. Черток. Институт начал работу в августе 1945 г. В 1946 г. было принято решение на базе института «Рабе» создать более масштабную организацию — институт «Нордхаузен» под руководством Л. М. Гайдукова и главного инженера С. П. Королева.

Прага. Особое значение имела архивная военно-техническая документация, которая содержала, в частности, материалы о новейших немецких разработках в области ракетостроения. Немцы эвакуировали свой военно-технический архив в Прагу. Группе во главе с В. П. Барминым удалось отследить передвижение поезда и в октябре 1945 г. отправить из Праги все 60 вагонов в Москву в распоряжение Особого комитета при Совете народных комиссаров по Германии.

Впервые задача поиска немецких военных ученых и изобретателей была поставлена в приказе Главного начальствующего СВАГ № 09 от 18 июля 1945 г., который требовал выявить и взять на учет всех конструкторов, изобретателей и научных работников, занятых в военной промышленности и в военных структурах Германии. Большую помощь оказали данные Главного разведывательного управления Генштаба Красной Армии о крупных немецких специалистах, занятых в военной промышленности Германии. Такой же работой занимался Технический отдел СВАГ.

Еще одно направление трансфера знаний в области ракетной техники — розыск и отправка в СССР немецкой патентной документации и приобретение прав на немецкие научно-технические изобретения. Германия занимала лидирующее положение в мире по количеству выданных патентов на изобретения. В довоенное время германское правительство оформляло до 70 тыс. патентов в год. На день капитуляции Германии в немецком Патентном ведомстве имелось 180 тыс. еще не рассмотренных заявок на получение патентов — почти трехлетняя норма по мирному времени.

Поиск немецкой патентной документации и отправка ее в Советский Союз начались немедленно. Что же касается выдачи патентов и авторских свидетельств в советской зоне оккупации, а также за-

щиты технических новинок, разрабатываемых германскими специалистами по заданию советских организаций, то с этим дело обстояло сложнее. В советской стране патенты считались «буржуазным пережитком», специалистов по патентному праву почти не было. Эта работа разворачивалась «с чистого листа». Тем не менее, удалось много сделать не без пользы для развития не только ракетной техники, но и патентного права в СССР [8, с. 111–117, 434–439].

До 1949 г. в советской зоне оккупации велась плановая научно-техническая работа. Однако ракетная тематика была полностью переведена в Советский Союз, где заложили все необходимое для создания в СССР ракетной, а затем ракетно-космической отрасли промышленности.

Организационно-подготовительная работа

Итак, подготовительная работа по организации специального изучения и создания ракет дальнего действия началась в 1944 г. Однако в условиях войны наркому боеприпасов Б. Л. Ванникову не удалось убедить правительство в своевременности такого шага. Тем не менее, работы велись. В сентябре 1944 г. в НИИ-1 Наркомата авиационной промышленности исследовались доставленные из Польши фрагменты немецкой ракеты «Фау-2». В 1945 г. к работе с немецкой ракетной техникой подключились другие Наркоматы. Началась бифуркация, в ходе которой формировалась ракетно-космическая отрасль. Общая схема развития бифуркации показана на рис. 2.

Вообще говоря, в жизни бифуркации встречаются редко. Правильнее говорить о полифуркации, где зарождается веер траекторий, каждая из которых соответствует конкретному организационному решению.

Неравновесную микроструктуру бифуркации можно схематично представить как сеть путей, по ячейкам которых под влиянием флуктуаций «пробегает» в своем развитии и выявляется доминирующая тенденция, воплощающаяся в конце концов в новую физически реализуемую структуру. Упрощенная микроструктура описываемой

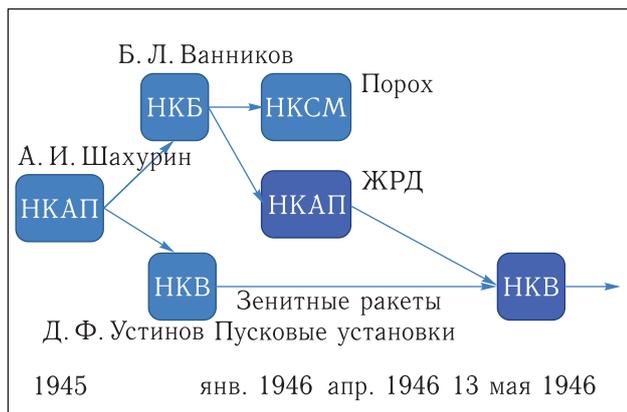


Рис. 2. Общая схема развития структуры бифуркации, 1945–1946 гг.

бифуркации приведена в [9, с. 98–103]. Для более подробного ее описания «необходимо ввести новое, более тонкое описание временных последовательностей, приводящих к эволюции системы во времени» [10, с. 156]. Представим указанную сеть в виде таблицы, в которой одна координата соответствует числу «действующих лиц», а вторая — внутреннему времени системы, проходящей через бифуркацию (таблица). Внутреннее системное время будем измерять в условных тактах.

С первых шагов было неясно, какое из ведомств делать головным. У каждого Наркомата были свои планы и свои оценки нового реактивного вооружения. В соответствии с внутренними «наркоматскими» установками готовились предложения, в которых главная роль переходила из ведомства в ведомство, менялась «ракетная специализация» Наркоматов, пока, наконец, сложное развитие этого процесса не завершилось принятием знаменитого постановления Совета Министров СССР № 1017-419 от 13 мая 1946 г. «Вопросы реактивного вооружения», от которого отсчитывает свое начало советская (российская) ракетно-космическая отрасль [11, с. 30–36].

Нулевой точкой развития бифуркации, пожалуй, стало изучение в НИИ-1 Народного комиссариата авиационной промышленности (НКАП) двигателя и других фрагментов «Фау-2». По мере углубления в проблему специалисты других ведомств оценивали, что можно использовать для создаваемых изделий. Так, от имени Наркомата боеприпасов (НКБ) нарком Б. Л. Ванников

обратился к Л. П. Берии с просьбой об организации конструкторского бюро для разработки реактивных ракет дальнего действия с пороховыми двигателями. 19 апреля 1945 г. ГОКО принял постановление № 8206, которым создавал такое КБ в системе НКБ. Меньше чем через месяц Б. Л. Ванников и заместитель председателя Госплана СССР Н. А. Борисов обратились к Г. М. Маленкову с просьбой о вывозе именно в НКБ узлов «Фау-2» из Германии. Соответствующее постановление было подписано 31 мая 1945 г. Одновременно оно обязывало НКБ подобрать место для ракетного полигона.

20 июля 1945 г. ГОКО, учитывая, что разработка столь сложных изделий выходит за рамки одного ведомства, образовал межведомственную комиссию по реактивной технике под председательством наркома авиационной промышленности А. И. Шахурина. 25 июля на заседании комиссии был поставлен вопрос о создании промышленной кооперации для производства реактивного вооружения. Предложения наркоматов обобщались в НКАП под руководством А. И. Шахурина. Итогом работы комиссии стал проект соответствующего постановления ГОКО от 7 августа. 14 августа появляется проект постановления ГОКО «О создании в НКБ научно-исследовательской и опытной базы по реактивной боевой технике». Затем проект дорабатывался в НКБ и 13 сентября Б. Л. Ванниковым доложен Л. П. Берии. Между тем в сентябре 1945 г. Народный комиссариат вооружений начинает проявлять явный интерес к ракетной тематике.

Всю осень в правительство поступали предложения и проекты от НКБ по реактивной технике, что свидетельствует о главенствующем положении этого наркомата в складывающейся кооперации. 27 ноября 1945 г. подготовлен проект постановления СНК СССР «Об организации в Наркомате боеприпасов научно-исследовательской работы по реактивной технике». Почти в то же время, 30 ноября, приказом наркома Д. Ф. Устинова в НКВ на базе завода № 88 было создано специальное КБ по реактивной технике. Параллельно идет работа над проектом постановления Совета народных комиссаров (СНК) СССР. Ввиду отсутствия в НКБ научно-технической базы для создания ракетной техники предлагается (январь 1946 г. — Госплан и др.)

Т а б л и ц а. Внутренняя структура бифуркации. Пути ее развития

ТАКТЫ	ФАЗЫ	ДАТЫ	ГОСПЛАН	СНК(СМ)	ГОКО	НКВ (МВ)	НКАП (МАП)	НКБ(НКСМ)
0		09.1944					0	
1	I	03.1945						1 ↓
2		19.04.1945			2a			2б ↓
3		08.05.1945	3a					3б ↓
4		31.05.1945						4 ↓
5	II	20.07.1945			5a		5б ↓	
6		07.08.1945			6a		6б ↓	
7		14.08.1945			7a		7б ↓	7в ↓
8	III	13.09.1945		8a				8б ↓
9		09.1945				9 ↓		
10		27.11.1945		10a				10б ↓
11		30.11.1945					11 ↓	
12	IV	01.1946	12a				12б	12в
13		01.1946	13a			13б ↓		
14	V	26.02.1946	14a			14б ↓	14в	
15		02.1946	15a			15б ↓		15в
16		17.04.1946				16 ↓		
17		29.04.1946		17a		17б ↓	17в	
18	VI	07.05.1946		18				
19		13.05.1946				19 ↓		

разделить работы: пороховые ракеты оставить за Наркоматом сельскохозяйственного машиностроения (организован 7 января 1946 г. на базе НКБ), а ракеты с ЖРД передать в НКАП. И здесь србатывает обоснованное возражение одного из специалистов Госплана против передачи этой тематики НКАП. Предлагалось поручить ее Наркомату вооружения (НКВ). 26 февраля в Госплане сформировалось предложение оставить за НКАП виды реактивного вооружения, использующие подъемную силу крыла, в НКВ передать все жидкостные ракеты.

Но одновременно в Госплане существовала и другая влиятельная точка зрения о предпочтительности передачи НКСМ роли головного ведомства, в то время как НКВ оставляли специализа-

цию по зенитным ракетам. Нарком Д. Ф. Устинов, обдумывая предложение НКВ взять на себя незнакомую тематику, направляет в Германию своего заместителя В. М. Рябикова. После его возвращения 17 апреля Министерство вооружения (с марта 1946 г. Наркоматы преобразованы в Министерства) готовит на имя И. В. Сталина записку с предложением сосредоточить у себя все работы по ракетному вооружению. 29 апреля в Кремле у И. В. Сталина состоялось совещание, на котором Министерству авиационной промышленности (МАП) вновь было предложено взять на себя ракетную тематику, но министр М. В. Хруничев отказался. Тогда то же предложение поступило Министерству вооружения и Д. Ф. Устинов согласился возглавить эту работу.

7 мая 1946 г. были готовы два проекта постановления Совета Министров СССР — первый подготовлен в Госплане, второй в Министерстве вооружений. Тем самым неопределенность сохранялась [12, с. 20–34, 44–60]. Но 13 мая И. В. Сталин подписал проект, подготовленный у Д. Ф. Устинова. Бифуркация, длившаяся около 14 месяцев, завершилась.

Развитие микроструктуры бифуркации показано стрелками в таблице. Видно, как основные пути постепенно смещались от НКБ к НКАП и, наконец, к Наркомату вооружений. На полное развитие бифуркации потребовалось 19 тактов внутрисистемного времени, то есть 19 переключений путей развития. В календарном времени это заняло более года. Бифуркацию можно разделить на шесть фаз.

В первой фазе после отказа наркома авиапромышленности А. И. Шахурина взять на себя ракетную тему руководство сориентировалось на наркомат боеприпасов.

С созданием комиссии по реактивной технике под председательством А. И. Шахурина, в которую вошли представители всех ведомств, началась вторая фаза.

В третьей фазе происходило расширение и углубление содержания проекта решения.

В четвертой фазе была сделана вторая попытка передачи работ в авиапромышленность, но министр М. В. Хруничев не дал согласия (второй отказ авиастроителей).

В пятой фазе ракетную тематику уже устойчиво ориентировали на наркомат вооружения.

В шестой фазе вплоть до принятия постановления неопределенность сохранялась, и лишь небольшая флуктуация (вероятнее всего, разговор Л. П. Берии и И. В. Сталина) привел к подписанию постановления Совета Министров СССР № 1017-419 от 13 мая 1946 г., которое определило состав и структуру ракетно-космической отрасли вплоть до сегодняшних дней. Этим постановлением завершился второй период изучения в СССР немецкой ракетной техники, охвативший время с апреля 1945 г. по май 1946 г., когда в ходе широкомасштабных демонтажных работ, производившихся в советской зоне оккупации Германии, одновременно шел процесс поиска и изучения

немецких достижений в области ракетной техники (и в других областях, не являющихся предметом данной статьи), а также создания специальных исследовательских и технических организаций для их эффективного освоения.

Список литературы

1. Батурин Ю. М. Моделирование как вспомогательный инструмент истории науки и техники // Вестник Российской академии наук, 2013, т. 83, № 1.
2. Лычев Е. Н. Даты и события космонавтики. Справочник. СПб., 2005.
3. Батурин Ю. М. О первой союзнической экспедиции по поиску немецкой ракетной техники в Польше в 1944 году // Вопросы истории естествознания и техники, 2013, № 3.
4. Архив внешней политики РФ (АВП РФ), фонд 06 (секретариат В. М. Молотова), опись 6, папка 50, дело № 671.
5. Архив внешней политики РФ (АВП РФ), фонд 06 (секретариат В. М. Молотова), опись 6, папка 31, дело № 357.
6. Кулешов Е. В. Первые советские экспедиции по исследованию немецкой ракетной техники. Ракетный полигон Близна. 1944–1945 гг. В кн.: История развития отечественного ракетостроения. М.: Столичная энциклопедия, 2014.
7. Батурин Ю. М. Научно-технический трансферт в области ракетной техники из Германии в СССР в 1944–1946 гг. // Наука и техника: вопросы истории и теории. Выпуск XXXI. СПб.: СПбФ ИИЕТ РАН, 2015.
8. Деятельность управления СВАГ по изучению достижений немецкой науки и техники в Советской зоне оккупации Германии 1945–1949 гг. Сборник документов. М.: РОССПЭН, 2007.
9. Батурин Ю. М. Влияние несвершившегося на создание новой техники // Институт истории естествознания и техники им. С. И. Вавилова. Годичная научная конференция, 2016. М.: ЛЕНАНД, 2016.
10. Пригожин И. От существующего к возникающему. Время и сложность в физических науках. М.: Наука, 1985.
11. Советская космическая инициатива в государственных документах. 1946–1964 гг. М.: РТСофт, 2008.
12. Вершинина Л. П. Рождение ракетно-космической отрасли Советского Союза. 1944–1947 гг. Киров: Кировская областная типография, 2016.

Тематические разделы журнала
«Ракетно-космическое приборостроение
и информационные системы»

- **Космические навигационные системы и приборы.**
Радиолокация и радионавигация
- **Аэрокосмические методы зондирования Земли**
 - **Радиотехника и космическая связь**
- **Системный анализ, управление космическими аппаратами,**
обработка информации и системы телеметрии
- **Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты,**
микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах

АО «Российские космические системы»

111250, Россия, Москва, ул. Авиамоторная, д. 53, тел. (495) 673-96-29

www.russianspacesystems.ru e-mail: journal@spacecorp.ru



ISSN 2409-0239

DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.1

