



<http://www.volgatech.net/>

ВЕСТНИК 1(17) 2013

ПОВОЛЖСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-технический журнал

Издаётся с ноября 2007 года

Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

Журнал включен в **ПЕРЕЧЕНЬ** ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук

Учредитель и издатель:

ФГБОУ ВПО «Поволжский государственный технологический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51886 от 23 ноября 2012 г.)

Полное или частичное воспроизведение материалов, содержащихся в настоящем издании, допускается только с письменного разрешения редакции.

Адрес редакции:

424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

Тел. (8362) 68-60-12, 68-78-46

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: vestnik@volgatech.net

Редактор *Т. А. Рыбалка*

Дизайн обложки *Л. Г. Маланкина*

Компьютерная верстка

А. А. Кислицын

Перевод на английский язык

О. В. Миронова

Подписано в печать 16.05.13.

Формат 60×84 1/8. Усл. п. л. 11,85.

Тираж 500 экз. Заказ №

Дата выхода в свет 20.05.13.

Цена свободная

Поволжский государственный технологический университет
424000, Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета
в ООО «Стринг»
424002, Йошкар-Ола,
ул. Кремлевская, 31

Главный редактор **Е. М. Романов**

Главная редакционная коллегия:

Е. М. Романов, д-р с.-х. наук, профессор

(главный редактор)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

(первый зам. гл. редактора)

А. Д. Арзамасцев, д-р экон. наук, профессор

(зам. гл. редактора)

С. А. Денисов, д-р с.-х. наук, профессор

(зам. гл. редактора)

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор

(зам. гл. редактора)

А. В. Артамонова, канд. филос. наук

(отв. секретарь)

Редакционная коллегия серии:

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор

(зам. гл. редактора – главный редактор серии)

А. П. Аниютин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

А. С. Дмитриев, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

Д. В. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

А. С. Крюковский, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

А. Н. Леухин, д-р физ.-мат. наук, профессор

Д. С. Лукин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

И. Я. Орлов, д-р техн. наук, профессор (Нижний Новгород)

В. А. Песошин, д-р техн. наук, профессор (Казань)

А. А. Роженцов, д-р техн. наук, профессор

И. Г. Сидоркина, д-р техн. наук, профессор

Н. М. Скулкин, д-р техн. наук, профессор

Я. А. Фурман, д-р техн. наук, профессор

VESTNIK 1(17) 2013

OF VOLGA STATE UNIVERSITY
OF TECHNOLOGY

Scientific and technical journal

Issued since November, 2007
Published three times a year

SERIES «Radio Engineering and Infocommunication Systems»

The journal is included in the list of leading reviewed scientific magazines and editions, where the basic scientific results of doctoral and Ph. D. theses should be published

Founder and Publisher:

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education «Volga State University of Technology»

The journal is registered by the Federal Service for Supervision in the Sphere of Telecom, Information Technologies and Mass Communications (registration certificate ПИ № ФС77-51886 from November 23, 2012)

Full and partial reproduction of materials published in the issue is allowed only upon receiving the written approval of the Editorial Office

Editorial office address:

424006, Yoshkar-Ola, Panfilov street, 17

Tel. (8362) 68-60-12, 68-78-46

Fax (8362) 41-08-72

E-mail: vestnik@volgatech.net

Editor *T. A. Rybalka*

Cover design *L. G. Malankina*

Computer-aided makeup

A. A. Kislitsyn

Translation into English

O. V. Mironova

Passed for printing 16.05.13.

Format 60×84 1/8. No. of press sheets. 11,85

Circulation 500 copies. Order №

Publication Date 20.05.13

Free price

Volga State University of Technology
424000, Yoshkar-Ola, Lenin Square, 3

Printed from the original layout

in LLC «String»

424002, Yoshkar-Ola,
Kremlevskaya street, 31

Editor-in-chief E. M. Romanov

Editorial Board:

E. M. Romanov, Doctor of Agricultural Sciences, Professor
(*Editor-in-Chief*)

V. A. Ivanov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences,
Professor (*First Deputy Editor-in-Chief*)

A. D. Arzamastsev, Doctor of Economic Sciences, Professor
(*Deputy Editor-in-Chief*)

S. A. Denisov, Doctor of Agricultural Sciences, Professor
(*Deputy Editor-in-Chief*)

N. V. Ryabova, Doctor of Physical and Mathematical Sciences,
Professor (*Deputy Editor-in-Chief*)

A. V. Artamonova, Candidate of Philosophical Sciences
(*Executive Secretary*)

Editorial Board of the series:

N. V. Ryabova, Doctor of Physics and Mathematics, Professor
(*Deputy Editor-in-chief – Editor-in-chief of the series*)

A. P. Anyutin, Doctor of Physics and Mathematics, Professor
(Moscow)

A. S. Dmitriev, Doctor of Physics and Mathematics, Professor
(Moscow)

V. A. Ivanov, Doctor of Physics and Mathematics, Professor

D. V. Ivanov, Doctor of Physics and Mathematics, Professor

A. S. Kryukovsky, Doctor of Physics and Mathematics, Professor
(Moscow)

A. N. Leukhin, Doctor of Physics and Mathematics, Professor

D. S. Lukin, Doctor of Physics and Mathematics, Professor
(Moscow)

I. Ya. Orlov, Doctor of Engineering Sciences, Professor
(Nizhny Novgorod)

V. A. Pesoshin, Doctor of Engineering Sciences, Professor
(Kazan)

A. A. Rozhentsov, Doctor of Engineering Sciences, Professor

I. G. Sidorkina, Doctor of Engineering Sciences, Professor

N. M. Skulkin, Doctor of Engineering Sciences, Professor

Ya. A. Furman, Doctor of Engineering Sciences, Professor

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

В. С. Дубровин, В. В. Никулин. Управляемый формирователь квадратурных гармонических сигналов

5

А. А. Чернов. Обобщенный алгоритм синхронизации терминалов ЛЧМ-ионозонда

13

Н. В. Рябова, М. И. Бастрасова. Энергетический выигрыш при использовании потока смены частот на автоматизированных ионосферных радиополосах

24

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

А. А. Рожнецов, К. В. Морозовский, А. А. Баев. Оптимизация вычислительных операций модифицированного трехмерного обобщенного преобразования Хоха

31

Н. В. Парсаев, А. Н. Леухин, Д. В. Гайворонский. Новые р-фазные унимодулярные дельта-коррелированные последовательности

45

Д. Г. Хафизов, А. О. Евдокимов. Анализ методов оценки параметров вращений пространственных групповых точечных объектов

54

А. Н. Леухин, А. С. Петухов, Н. А. Кокоткина. Система шифрования с открытым распределением ключей на основе р-полной задачи в некоммутативных группах, индуцированных алгебрами Клиффорда-Грассмана

68

ЭЛЕКТРОНИКА

И. В. Рябов, Д. А. Чернов. Применение процессора 1892ВМ10Я для повышения точности определения координат глобальной навигационной системы

76

Т. А. Лежнина, В. В. Рожнецов. Время обучения измерению разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий

91

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

В. А. Иванов, Ю. С. Андрианов, Н. В. Рябова, П. А. Нехорошков. Первый шаг в науку школьников Приволжского федерального округа

97

Информация для авторов

102 *Information for the authors*

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

V. S. Dubrovin, V. V. Nikulin. Controlled shaper of quadrature harmonic signals

A. A. Chernov. Generalized algorithm of the synchronization of LFM-ionosonde terminals

N. V. Ryabova, M. I. Bastrakova. Energy gain when using the flow of the frequency change on automated ionospheric radio lines

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

A. A. Rozhentsov, K. V. Morozovsky, A. A. Baev. Optimization of computing operations of the modified three-dimensional generalized Hough transform

N. V. Parsaev, A. N. Leukhin, D. V. Gaivoronsky. New p-phase unimodular delta-correlated sequences

D. G. Hafizov, A. O. Evdokimov. Analysis of estimation methods of rotational variables of spatial group point objects

A. N. Leukhin, A. S. Petukhov, N. A. Kokotkina. Encryption system with open distribution of keys based on np-complete problem in noncommutative groups induced by Clifford and Grassmann algebras

ELECTRONICS

I. V. Ryabov, D. A. Chernov. Application of processor 1892ВМ10Я for the increase in the accuracy of the determination of position of a global navigation system

T. A. Lezhnina, V. V. Rozhentsov. Time of training in measurement of eyesight resolution by light flicker frequency

THE NOVELTIES IN THE FIELD OF ENGINEERING AND TECHNOLOGIES. REVIEWS. CONFERENCES. IMPORTANT DATES

V. A. Ivanov, Yu. S. Andrianov, N. V. Ryabova, P. A. Nekhoroshkov. Schoolchildren of the Volga federal district take the first step towards science

102 *Information for the authors*

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.373.1

В. С. Дубровин, В. В. Никулин

УПРАВЛЯЕМЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ КВАДРАТУРНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрены вопросы реализации формирователя квадратурных сигналов с безынерционной системой стабилизации выходных сигналов и предложен вариант построения быстродействующего датчика напряжения. Расчетные соотношения проверены на математической модели в программе PSIM. Многоконтурная система стабилизации амплитуды выходных сигналов и наличие релейного элемента в системе управления позволили получить выходные сигналы с минимальным содержанием гармонических составляющих и обеспечить высокую точность стабилизации.

Ключевые слова: квадратурные сигналы; консервативное звено; релейный элемент; датчик напряжения; передаточная функция; система стабилизации.

Введение. В радиоэлектронике, автоматике, системах связи, измерительной технике для построения систем многофазных сигналов с постоянными фазовыми сдвигами в широком диапазоне изменения частоты находят применение [1, 2] управляемые формирователи квадратурных гармонических колебаний. Особое место в таких системах находят различные m -фазные преобразователи для систем управления силовой электроники, умножители частоты, устройства модуляции-демодуляции в системах связи, синтезаторы частоты с петлей ФАПЧ.

Управляемые формирователи квадратурных гармонических сигналов с релейным элементом, включенным в цепь обрат-

ной связи, и обладающие высоким быстродействием, имеют существенный недостаток из-за значительных нелинейных искажений формируемых сигналов [1]. На выходе нелинейного элемента формируются биполярные импульсы прямоугольной формы с высоким содержанием высших нечетных гармоник, амплитуды которых медленно убывают с увеличением номера гармоники, поэтому на одном из квадратурных выходов формирователя всегда присутствует сигнал, имеющий значительные нелинейные искажения. Сравнительно невысокие метрологические характеристики (стабильность амплитуды 1–2 % при коэффициенте гармоник 0,5–1 %) ограничивают применение таких генераторов [1].

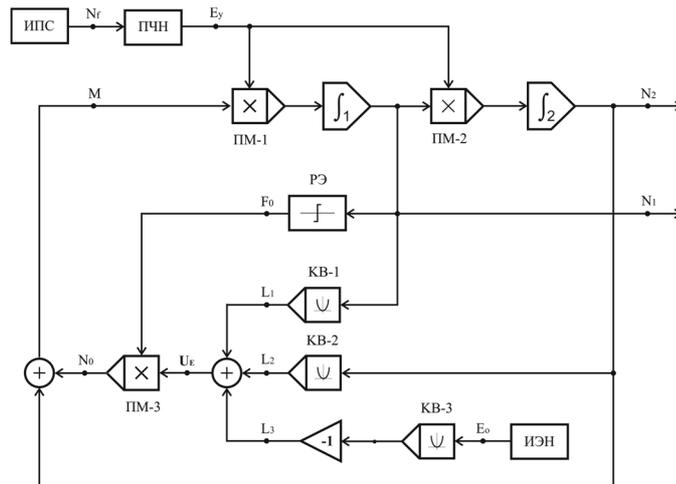


Рис.1. Структурная схема формирователя квадратурных сигналов

Задача заключается в построении достаточно простого управляемого формирователя квадратурных гармонических сигналов, имеющего высокие метрологические и динамические характеристики.

Структурная схема. Структурная схема управляемого формирователя квадратурных гармонических сигналов изображена на рис. 1.

Формирователь содержит источник периодического сигнала (ИПС), преобразователь «частота-напряжение» (ПЧН), три множителя (ПМ), два интегратора, релейный элемент (РЭ), три квадратора (КВ), два сумматора, инвертор и источник эталонного напряжения (ИЭН).

Последовательно соединенный перемножитель ПМ-1 и первый интегратор образуют управляемый интегратор (УИ-1), передаточная функция (ПФ) которого может быть записана [3] в следующем виде

$$H_y(s) = -\frac{(R_0 / R) \cdot m \cdot E_y}{R_0 C \cdot s + 1} = -\frac{m \cdot E_y}{RC \cdot s + \xi}, \quad (1)$$

где R и C – элементы, определяющие постоянную времени интегрирующей цепи $\tau = RC$; R_0 – сопротивление, определяющее добротность интег-

рирующего конденсатора C ; $\xi = R/R_0$ – коэффициент, определяющий потери в реальном интеграторе из-за утечек в конденсаторе C ; m – масштабный коэффициент перемножителя; E_y – управляющее напряжение; s – комплексная переменная. Для конденсатора с малыми утечками ($\xi \approx 0$) вторым слагаемым в знаменателе уравнения (1) можно пренебречь

$$H_y(s) = -\frac{m \cdot E_y}{RC \cdot s} = -\frac{1}{\tau_y \cdot s}, \quad (2)$$

где $\tau_y = \tau / (m \cdot E_y)$ – постоянная времени управляемого интегратора.

Второй управляемый интегратор (УИ-2), образованный из последовательно соединенного перемножителя ПМ-2 и второго интегратора, будет иметь передаточную функцию, как и у первого управляемого интегратора (2) при условии идентичности их параметров.

Последовательно соединенные и замкнутые в кольцо управляемые интеграторы и двухвходовой сумматор образуют колебательную систему (КС) с двумя выходами. Найдем передаточную функцию колебательной системы по первому $W_1(s)$ и второму $W_2(s)$ выходу при воздействии входного сигнала N_0 (сигнала обратной связи) на КС.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$H_0(s) = 1/(\tau_y^2 \cdot s^2).$$

Найдем ПФ замкнутой КС по первому выходу, при условии, что сумматор является инвертирующим

$$\begin{aligned} W_2 &= \frac{N_2(s)}{N_0(s)} = -\frac{k_1 \cdot H_0(s)}{1 + k_2 \cdot H_0(s)} = \\ &= -\frac{k_1}{\tau_y^2 \cdot s^2 + k_2}, \end{aligned}$$

где k_1 и k_2 – коэффициенты передачи сумматора по первому и второму входу.

При $k_2 = 1$ ПФ $W_2(s)$ принимает вид идеального консервативного звена

$$W_2(s) = -k_1/(\tau_y^2 \cdot s^2 + 1), \quad (3)$$

в котором амплитуда выходных колебаний зависит от начальных условий, а сами колебания не затухают во времени, то есть такое звено является идеализированным. Таким образом, КС формирователя можно считать квазиконсервативной, при условии незначительных потерь в конденсаторах управляемых интеграторов.

Передаточная функция замкнутой КС по первому выходу

$$W_1(s) = \frac{N_1(s)}{N_0(s)} = \frac{k_1 \cdot \tau_y \cdot s}{\tau_y^2 \cdot s^2 + 1} \quad (4)$$

представляет собой последовательное соединение консервативного и дифференцирующего звеньев.

Подставив значение комплексной переменной $s = j\omega$ в уравнения (3) и (4), найдем комплексные частотные функции

$$\begin{aligned} W_1(j\omega) &= \frac{k_1 \cdot (j\omega\tau_y)}{1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2}; \\ W_2(j\omega) &= -\frac{k_1}{1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) следует, что фазовый сдвиг $\varphi(\omega)$ между выходными колебаниями $N_2(t)$ и $N_1(t)$ будет определяться сомно-

жителем $(j\omega \cdot \tau_y)$ и при любых изменениях частоты ω составит 90 электрических градусов. Таким образом, на выходах устройства формируются квадратурные гармонические сигналы $N_1(t)$ и $N_2(t)$.

При высокой добротности КС частоту собственных колебаний ω_0 можно найти с помощью характеристического уравнения $1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2 = 0$

$$\omega_0 = 1/\tau_y = m \cdot E_y / \tau. \quad (6)$$

Из (6) следует, что частота ω_0 колебательной системы зависит от параметров RC-цепи управляемого интегратора, масштабирующего коэффициента m перемножителя и управляющего напряжения E_y . При фиксированных значениях τ и m частота формируемых сигналов $f = mE_y/(2\pi \cdot \tau)$ изменяется прямо пропорционально изменению управляющего напряжения E_y .

В свою очередь, управляющее напряжение, поступающее на вход управляемых интеграторов, является функцией частоты F_C источника периодических сигналов $E_y = k_{ПЧН} \cdot F_C$, где $k_{ПЧН}$ – коэффициент передачи преобразователя ПЧН.

Стабилизация амплитуды. Стабилизация амплитуды выходных колебаний осуществляется с помощью системы автоматического регулирования (САР), в которую кроме объекта регулирования (квазиконсервативное звено) также входят: три квадратора (КВ-1, КВ-2, КВ-3), релейный элемент, инвертор, трехходовой сумматор, перемножитель ПМ-3 и источник эталонного напряжения.

При подаче на вход квадратора КВ-1 гармонического сигнала $N_1(t) = A_1 \sin(\omega t)$ на его выходе формируется сигнал L_1

$$L_1 = k_3 m_3 A_1^2 \sin^2 x,$$

где A_1 – амплитудное значение сигнала $N_1(t)$; k_3 – коэффициент передачи вто-

рого сумматора по первому входу; m_3 – масштабный коэффициент КВ-1; $x = \omega t$ – текущее значение угла, выраженное в радианах.

При подаче на вход квадратора КВ-2 гармонического сигнала $N_2(t) = A_2 \cos(\omega t)$ на его выходе формируется сигнал L_2

$$L_2 = k_4 m_4 A_2^2 \cos^2 x,$$

где A_2 – амплитудное значение сигнала $N_2(t)$; k_4 – коэффициент передачи сумматора по второму входу; m_4 – масштабный коэффициент КВ-2.

В результате суммирования сигналов L_1 и L_2 образуется напряжение E_1

$$E_1 = k_3 m_3 A_1^2 \sin^2 x + k_4 m_4 A_2^2 \cos^2 x. \quad (7)$$

При выполнении условий $k_3 = k_4 = 1$ и $m_3 = m_4 = 1$ выражение (7) упрощается

$$E_1 = A_1^2 \sin^2 x + A_2^2 \cos^2 x. \quad (8)$$

Подставив значения $\sin^2 x = [1 - \cos(2x)]/2$ и $\cos^2 x = [1 + \cos(2x)]/2$ в уравнение (8), получим

$$E_1 = [(A_1^2 + A_2^2) + (A_1^2 - A_2^2) \cdot \cos(2x)]/2 = E_{10} + E_{1m} \cdot \cos(2x),$$

где $E_{10} = (A_1^2 + A_2^2)/2$ – постоянная составляющая напряжения E_1 ,

$E_{1m} = (A_2^2 - A_1^2)/2$ – амплитудное значение переменной составляющей напряжения E_1 .

При равенстве амплитудных значений $A_1 = A_2 = A$ значение $E_{10} = A$, а переменная составляющая будет отсутствовать $E_{1m} = 0$. Фаза переменной составляющей для случая $A_2 < A_1$ будет отличаться на 180 электрических градусов для случая $A_2 > A_1$.

При $A_1 > A_2$ максимальное E_{1max} и минимальное E_{1min} значения сигнала E_1 будут определяться соотношениями

$$E_{1max} = E_{10} + E_{1m} = [(A_1^2 + A_2^2)/2] + [(A_1^2 - A_2^2)/2] = A_1^2;$$

$$E_{1min} = E_{10} - E_{1m} = [(A_1^2 + A_2^2)/2] - [(A_1^2 - A_2^2)/2] = A_2^2.$$

При $A_2 > A_1$ максимальное E_{1max} и минимальное E_{1min} значения сигнала E_1 будут определяться соотношениями

$$E_{1max} = E_{10} + E_{1m} = [(A_1^2 + A_2^2)/2] + [(A_2^2 - A_1^2)/2] = A_2^2;$$

$$E_{1min} = E_{10} - E_{1m} = [(A_1^2 + A_2^2)/2] - [(A_2^2 - A_1^2)/2] = A_1^2.$$

При любых соотношениях A_1 и A_2 наибольшее значение E_{1max} определяется наибольшим из них, а наименьшее значение E_{1min} – наименьшим из A_1 и A_2 .

На третий вход второго сумматора поступает сигнал $L_3 = -k_5 m_5 E_0^2$, где k_5 – коэффициент передачи сумматора по третьему входу; m_5 – масштабный коэффициент третьего квадратора; E_0 – величина опорного напряжения. Положив $k_5 m_5 = 1$, получим $L_3 = -E_0^2$.

В результате суммирования трех сигналов L_1 , L_2 и L_3 на выходе второго сумматора, который является инвертирующим, формируется напряжение расогласования

$$U_E = E_0^2 - [(A_1^2 + A_2^2) + (A_2^2 - A_1^2) \cdot \cos(2x)]/2. \quad (9)$$

Приведем уравнение (9) к нормированному виду, для чего обе части этого уравнения разделим на E_0^2

$$U_E^* = U_E / E_0^2 = 1 - [(\alpha^2 + \beta^2) + (\beta^2 - \alpha^2) \cdot \cos(2x)]/2, \quad (10)$$

где $\alpha = A_1 / E_0$ и $\beta = A_2 / E_0$ – коэффициенты, определяющие отношение амплитудных значений A_1 и A_2 выходных

сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$ к величине опорного сигнала E_0 .

Перепишем уравнение (10)

$$U_E^* = 1 - [E_{10}^* + E_{1m}^* \cdot \cos(2x)],$$

где $E_{10}^* = (\alpha^2 + \beta^2)/2$ – нормированное значение постоянной составляющей, а $E_{1m}^* = (\beta^2 - \alpha^2)/2$ – нормированное амплитудное значение переменной составляющей сигнала рассогласования U_E^* .

При $A_1 = A_2 = E_0$ напряжение U_E^* на выходе второго сумматора будет равно нулю, поскольку в этом случае $\alpha = \beta = 1$.

В реальной системе под действием различных дестабилизирующих факторов могут произойти отклонения амплитудных значений A_1 и A_2 сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$ в большую или меньшую сторону от заданного значения E_0 .

Из (10) следует, что при возрастании амплитуды A_1 или A_2 значение постоянной составляющей E_{10}^* увеличивается, поскольку $[(\alpha^2 + \beta^2)/2] > 1$, а при уменьшении амплитуды A_1 или A_2 значение постоянной составляющей E_{10}^* уменьшается, поскольку $[(\alpha^2 + \beta^2)/2] < 1$. Следовательно, в первом случае произойдет уменьшение, а во втором – увеличение сигнала рассогласования U_E на выходе второго сумматора.

На выходе релейного элемента, выполненного из усилителя-ограничителя, формируется биполярный сигнал F_0 прямоугольной формы с фиксированным порогом ограничения U_0 .

На первый вход первого сумматора, то есть на вход колебательного звена, с выхода перемножителя ПМ-3 поступает сигнал

$$N_0 = m_{10} \cdot U_0 \cdot U_E, \quad (11)$$

где m_{10} – масштабный множитель перемножителя ПМ-3; U_0 – напряжение

ограничения релейного элемента; U_E – напряжение рассогласования (сигнал ошибки) между заданным значением амплитуды E_0 и реальными значениями A_1 и A_2 .

Величина порогового напряжения U_0 значительно превышает напряжение рассогласования U_E , но при малой величине (единицы милливольт) напряжения рассогласования величина сигнала N_0 остается незначительной (11).

На второй вход сумматора по цепи обратной связи подается сигнал $N_2(t)$. В результате суммирования двух сигналов N_0 и N_2 на выходе сумматора формируется сигнал $M(t) = -[k_1 \cdot N_0(t) + k_2 \cdot N_2(t)]$, незначительно отличающийся по форме от сигнала $N_2(t)$.

Таким образом, уменьшение (увеличение) сигнала U_E приведет к увеличению (уменьшению) сигнала N_0 и, как следствие, к уменьшению (увеличению) сигнала M , поступающего на вход первого управляемого интегратора. Наличие отрицательной обратной связи приведет к восстановлению прежних значений сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$, которые будут отличаться от заданного значения E_0 на величину ошибки регулирования. Наличие интегрирующих (астатических) звеньев в замкнутой системе регулирования сводит ошибку регулирования, то есть величину сигнала рассогласования U_E , практически к нулю. Поскольку в датчике напряжения используются оба квадратурных сигнала $N_1(t)$ и $N_2(t)$, то асимметрия амплитуд A_1 и A_2 этих сигналов будет также определяться ошибкой регулирования, которая в астатической системе практически равна нулю.

Нелинейные искажения. Оценка нелинейных искажений выходных сигналов формирователя проводилась на математи-

Спектральный состав сигнала $N_1(t)$

n	1	3	5	7	9	11
An, V	1,00000	0,00049	0,00021	0,00011	0,00007	0,00004
An, dB	0	-66,2	-73,6	-79,2	-83,1	-88,0

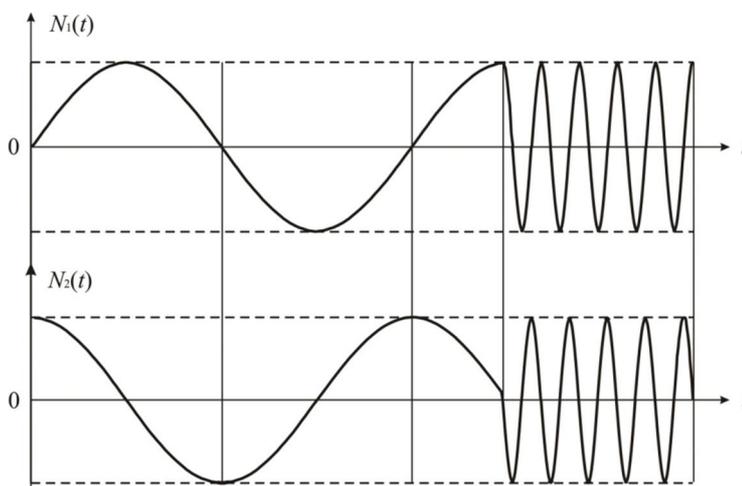


Рис. 2. Переходные процессы в формирователе

ческой модели в программе PSIM. С помощью блока FFT (Fast Fourier Transform) измерены амплитуды спектральных составляющих выходного сигнала $N_1(t)$ с нормированным амплитудным значением 1 В. Результаты измерений приведены в таблице.

При учете пяти высших гармоник расчетный коэффициент нелинейных искажений сигнала $K_H = 0,054 \%$. Результаты расчетов проверены с помощью блока (THD – Total harmonic distortion) программы PSIM. Хорошее совпадение результатов ($K_H \approx 0,058 \%$) говорит о достаточности учета пяти высших гармоник при оценке нелинейных искажений сигнала.

На втором выходе формирователя искажения сигнала $N_2(t)$ будут еще меньше из-за фильтрующего свойства второго интегратора. Малые искажения выходных сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$ – одно из достоинств предлагаемого формирователя.

Динамика (переходные процессы), то есть время установления амплитуд A_1 и A_2 гармонических сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$

при скачкообразном изменении управляющего напряжения (при переходе с низкой частоты f_H на более высокую f_B), представлена на рис. 2. При изменении частоты на одну декаду переход с одной частоты на другую осуществляется практически без переходного процесса, что также является достоинством предлагаемого формирователя.

Заключение

1. Управляемый формирователь квадратурных гармонических сигналов может найти применение в многофазных системах преобразовательной техники, в квадратурных модуляторах-демодуляторах систем связи, в умножителях частоты с системой ФАПЧ.

2. Результаты математического моделирования в программе PSIM полностью подтвердили полученные расчетные соотношения.

3. Разработанный формирователь обладает высокими динамическими свойствами (быстродействием в пусковом режиме и при быстрых переключениях с одной частоты на другую).

4. Коэффициент гармоник формируемых колебаний не превышает 0,05 %.

5. Формирователь может быть выполнен в интегральном или гибридном испол-

нении с использованием современных операционных усилителей и прецизионных аналоговых перемножителей, не требующих наличия подстроечных элементов.

Список литературы

1. Вавилов, А. А. Низкочастотные измерительные генераторы / А.А. Вавилов, А.И. Солодовников, В.В. Шнайдер. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 104 с.

2. Дубровин, В. С. Генератор ортогональных сигналов. Сборник статей V Всероссийской научно-технической конференции «Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов». – Пенза: АНОО «Приволжский Дом знаний», 2007. – С.154-156.

3. Дубровин В. С. Управляемые фазовращатели. Электронный журнал «Южно-сибирский научный вестник» («South-Siberian Scientific Bulletin»). – Бийск: изд-во Алтайского государственного технического университета им. И. И. Ползунова. – 2012. – Вып.1. – С. 38-41.

References

1. Vavilov A. A., Solodovnikov A. I., Shneider V. V. Nizkochastotnye izmeritelnye generatory. [Low-frequency Signal Generators]. L.: Energoatomizdat, 1985. 104 p.

2. Dubrovin V. S. Generator ortogonalnykh signalov. Sbornik statey V Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Sovremennye metody i sredstva obrabotki prostranstvenno-vremennykh signalov». [Generator of Orthogonal Signals. Symposium of V All-Russian Scientific and Technical Conference «Modern Methods and Means of the Processing of Space-time Signals»]. Penza: 2007. P. 154-156.

3. Dubrovin V. S. Upravlyaemye fazovrashchateli. Elektronnyy zhurnal «Yuzhno-sibirskiy vestnik» [Controlled Phase Inverters. E-zine «South-Siberian Bulletin»]. Biysk: publishing house of Polzunov Altai State Technical University. 2012. Part 1. P. 38-41.

Статья поступила в редакцию 06.03.13.

ДУБРОВИН Виктор Степанович – кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и систем коммутации, Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва (Российская Федерация, Саранск). Область научных интересов – синтез и обработка сигналов. Автор 112 публикаций.

E-mail: dvs8937@saransk.ru

НИКУЛИН Владимир Валерьевич – кандидат технических наук, заведующий кафедрой сетей связи и систем коммутации, Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва (Российская Федерация, Саранск). Область научных интересов – микропроцессорные системы управления. Автор 80 публикаций.

E-mail: nikulinvv@mail.ru

DUBROVIN Viktor Stepanovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Communication Networks and Switching Systems at N. P. Ogarev Mordovia State University (Russian Federation, Saransk). The sphere of scientific interests is synthesis and signal processing. The author of 112 publications.

E-mail: dvs8937@saransk.ru.

NIKULIN Vladimir Valeryevich – Candidate of Engineering Sciences, the Head of the Chair of Communication Networks and Switching Systems at N. P. Ogarev Mordovia State University (Russian Federation, Saransk). The sphere of scientific interests is microprocessor control systems. The author of 80 publications.

E-mail: nikulinvv@mail.ru.

V. S. Dubrovin, V. V. Nikulin

CONTROLLED SHAPER OF QUADRATURE HARMONIC SIGNALS

Key words: quadrature signals; conservative link; relay element; voltage sensor; transfer function; stabilizer system.

In radio electronics, automation, communication systems, measuring equipment for designing systems of multiphase signals with constant phase shifts in a wide range of the frequency change controlled shapers of quadrature harmonic oscillations are used.

Available controlled shapers of harmonic quadrature signals with a relay element connected into the feedback loop have high operating speed and significant nonlinear distortions of shaped signals. In this connection, the current task is to construct a simple controlled shaper of quadrature harmonic signals that have high metrological and performance characteristics.

The proposed shaper is a quasi-conservative unit with automatic control system.

Multiloop system of stabilisation of amplitude of output signals and the availability of a relay element in the control system allowed getting output signals with minimal harmonic components to ensure the high accuracy of stabilization and make a transition from one frequency to another different by a decade without the transient process.

For the developed scheme the analysis of the analytical expressions and the results of mathematical PSIM modeling enable us to conclude the following:

- 1. A controlled shaper of quadrature harmonic signals can be used in multi-phase systems converters, in quadrature modulators and demodulators of communication systems, frequency multipliers with PLL system.*
- 2. The results of mathematical PSIM modeling have fully confirmed the obtained calculated ratio.*
- 3. The designed shaper has high dynamic properties (high speed when started and switched from one frequency to another).*
- 4. Total harmonic distortion of generated oscillations does not exceed 0.05 %.*
- 5. The shaper can have an integrated or hybrid form with the use of modern operational amplifiers and precision analog multipliers that do not require tuning elements.*

УДК 621.391.83

А. А. Чернов

ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ СИНХРОНИЗАЦИИ ТЕРМИНАЛОВ ЛЧМ-ИОНОЗОНДА

Представлена схема совместной работы систем ВЧ-связи и наклонного зондирования ионосферы. Для систем панорамного зондирования многомерного высокочастотного радиоканала с замираниями разработан обобщенный алгоритм вхождения в синхронизм и поддержания синхронизации, включающий в себя: определение координат средней точки зондируемой трассы по координатам ее начала и конца; расчет интегрального профиля задержки для оценки средней задержки и интервалов задержки; расчет профиля общей энергии импульсной характеристики многомерного ионосферного ВЧ-радиоканала для оценки определения полосы прозрачности. Реализация разработанных алгоритмов позволяет повысить эффективность работы системы ВЧ-связи за счет сокращения времени зондирования и увеличения времени нахождения системы ВЧ-связи в эфире.

Ключевые слова: ионосфера; ЛЧМ-ионозонд; синхронизация; многомерный высокочастотный радиоканал.

Введение. Решение проблемы повышения надежности систем высокочастотной связи в настоящее время идет по двум направлениям, одним из которых является создание систем, адаптирующихся к постоянно изменяющимся параметрам ионосферного распространения [1–3]. Адаптация основана на применении метода предсеансового наклонного зондирования многомерного стохастического высокочастотного радиоканала непрерывными сигналами со сверхбольшой базой с целью актуализации информации о состоянии ионосферной радиолинии и коррекции информационно-технических характеристик системы связи.

Однако в этом случае возникает вопрос об обеспечении синхронной работы приемного и передающего терминалов системы зондирования, требующий проведения соответствующих исследований, а также разработки алгоритма вхождения в синхронизм и поддержания синхронизации.

Алгоритм должен учитывать особенности среды распространения на заранее неизвестных трассах различной протяженности, предусматривая автоматическую минимизацию времени зондирования.

Цель работы – разработать обобщенный алгоритм автоматического вхождения в синхронизм и поддержания синхронизации терминалов ЛЧМ-ионозонда, основанный на определении полосы пропускания и интегрального профиля задержки (ИПЗ) многомерного высокочастотного радиоканала.

Вхождение в синхронизм и поддержание синхронизации состоит в согласовании информационно-технических характеристик ионозонда с параметрами многомерного канала, актуализированными после очередного зондирования. Потребность в повторном зондировании связана с деградацией параметров многомерного канала из-за медленных изменений характеристик ионосферы.

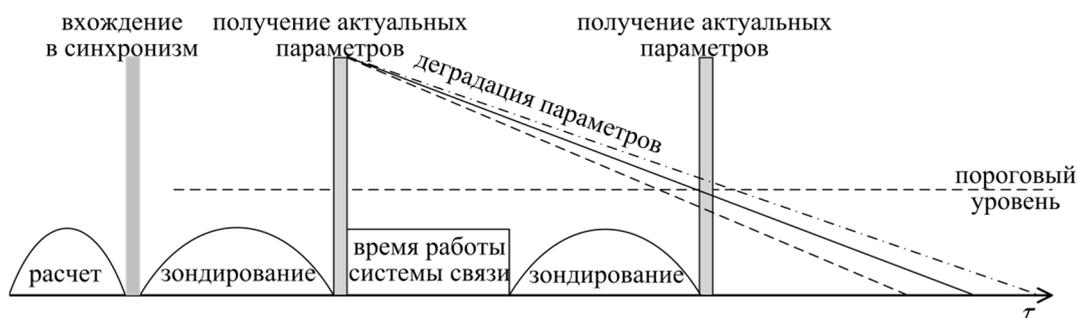


Рис. 1. Совместная работа систем ВЧ-связи и наклонного зондирования ионосферы

Упрощенная схема совместной работы ионозонда и системы связи представлена на рис. 1. Для ЛЧМ-сигнала частота линейно связана со временем. Например, в полосе от 3 до 30 МГц 4,5 минуты осуществляется зондирование со скоростью 100 кГц/с. Если по результатам зондирования будет обнаружено, что сигнал принимается в диапазоне от 10 до 20 МГц, то время зондирования сократится в 2,7 раза, таким образом, при неизменной скорости перестройки частоты, интервалам зондирования соответствуют полосы частот, используемых для зондирования. Следовательно, в процедуре синхронизации необходимо предусмотреть актуализацию по полосе пропускания многомерного канала.

На основе проведенных ранее исследований [4–11] был разработан обобщенный алгоритм функционирования системы автоматической синхронизации в составе системы зондирования.

Этот алгоритм состоит из двух частей, обеспечивающих синхронизацию на передающем (рис. 2) и приемном (рис. 3) терминалах зондирования. Серым цветом на рисунках выделены функциональные блоки, разработанные автором. Реализация остальных функций выполнена другими авторами и подробно рассматривается в [12–21].

Рассмотрим функционирование ионозонда в режиме излучения диагностирующего ЛЧМ-сигнала с учетом нового алгоритма. В этом случае после включения основных технических средств

и активации модуля единого времени и синхронизации происходит проверка доступности сигналов навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС или GPS, содержащих в себе информацию о точном времени. При их отсутствии проверяется доступность сигналов радиостанций точного времени. Далее системная шкала времени ПЭВМ и модуля единого времени и синхронизации корректируется к выбранной шкале UTC(SU) или UTC. Автоматически калибруется по сигналам мирового координированного точного времени рубидиевый опорный генератор, обеспечивающий выдачу высокостабильных сигналов 5 и 10 МГц, кроме того, в случае отсутствия сигналов ГЛОНАСС, GPS или СТБ, выполняющий роль резервного источника синхроимпульсов 1 Гц со значением ухода частоты менее 1 мкс за 24 часа.

Затем оператор в программе управления задает параметры зондирующего сигнала и, при условии корректности введенных данных, выбирает расписание работы либо вводит его вручную. После чего программируемый синтезатор ЛЧМ-сигнала переводится в режим ожидания стартового импульса, по которому формирует зондирующий сигнал в соответствии с заданными параметрами. В режим ожидания стартового импульса также переводится радиопередающее устройство.

За 5 секунд до стартового импульса по управляющей команде в модуль единого времени и синхронизации

загружается метка времени стартового импульса, а в модуль управления РПДУ команда, содержащая значение начальной частоты зондирующего сигнала. Когда

время в модуле единого времени и синхронизации совпадает со временем излучения зондирующего сигнала, модуль формирует стартовый импульс.

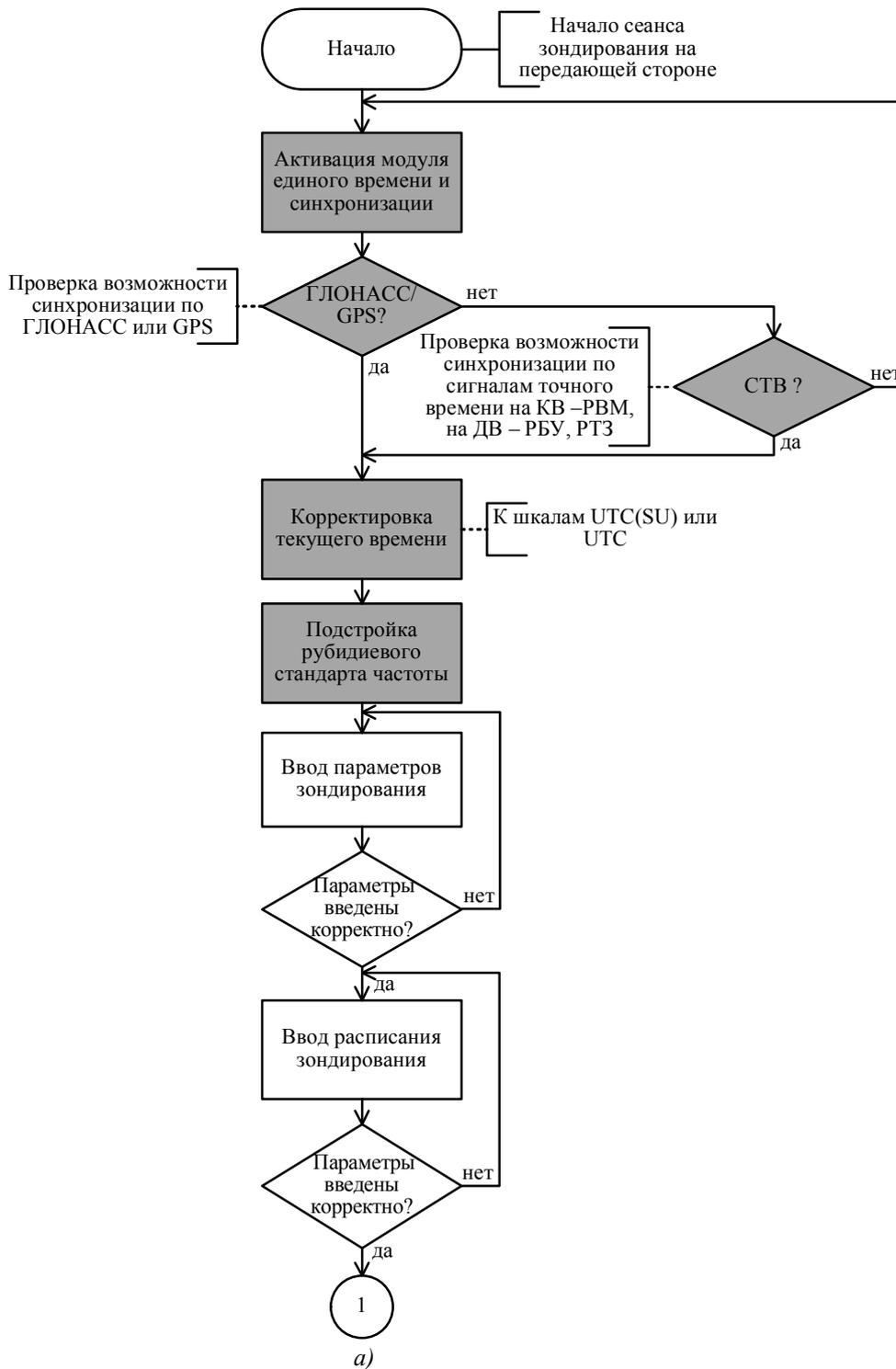


Рис. 2. Обобщенный алгоритм на передатчике



б)

Окончание рис. 2. Обобщенный алгоритм на передатчике

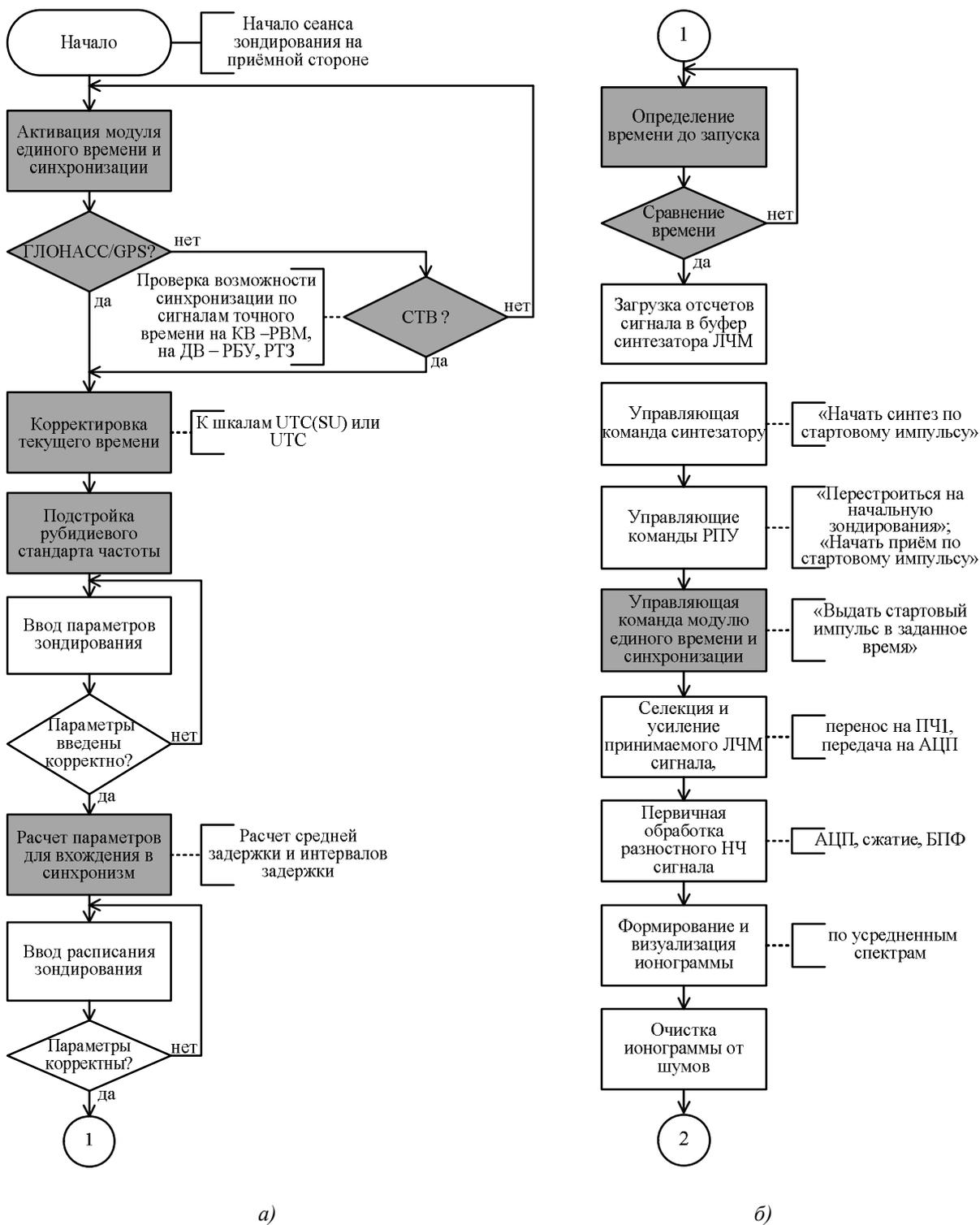
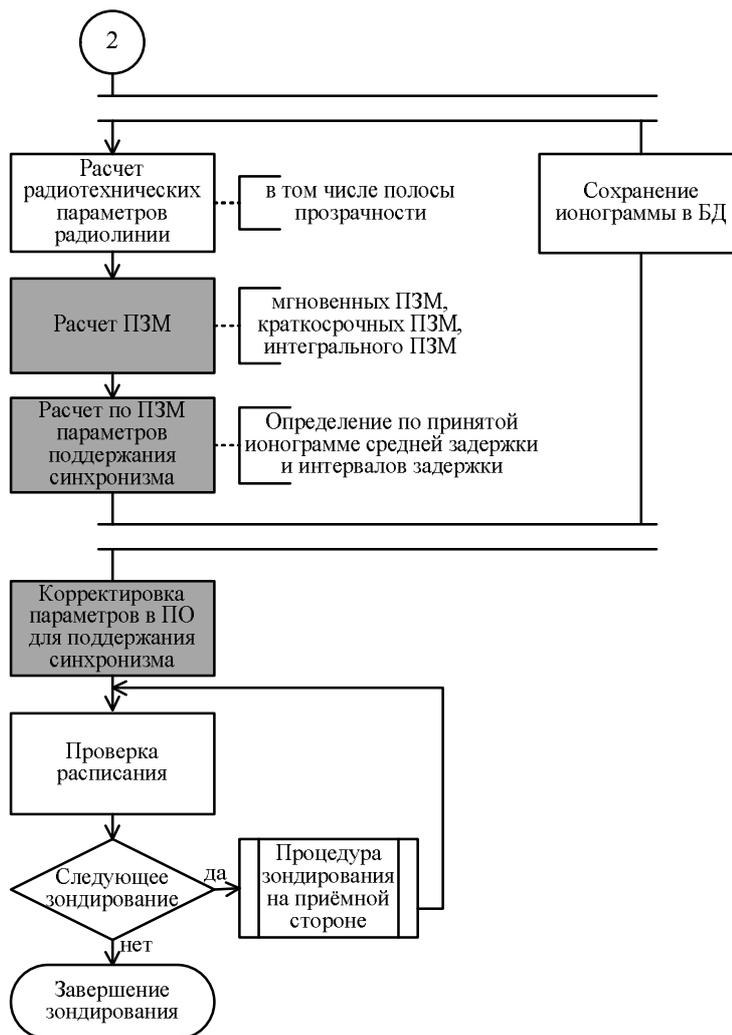


Рис. 3. Обобщенный алгоритм на приёмнике

С приходом стартового импульса модуль управления РПДУ выдает команду РПДУ о перестройке на начальную частоту зондирования, синтезатор ЛЧМ начинает формировать непрерывный

ЛЧМ-сигнал с заданными оператором параметрами. Зондирующий ЛЧМ-сигнал с выхода синтезатора подается на низкочастотный вход РПДУ, откуда переносится на соответствующую частоту



в)

Окончание рис. 3. Обобщенный алгоритм на приёмнике

зондируемого радиоканала, усиливается по мощности (не более 100 Вт) и поступает на антенну. Операция повторяется до достижения конечной частоты зондирования, после чего повторяется в соответствии с расписанием или прекращается в соответствии с решением оператора.

В приёмном комплексе работа до этапа ввода параметров зондирования включительно строится аналогично передающему. На следующем шаге происходит активация модуля расчета параметров для вхождения в синхронизм. Далее оператор выбирает или вводит вручную расписание работы. Данные о сигнале формируются и

загружаются в память синтезатора аналогично передающему комплексу. Синтезатор и радиоприёмное устройство переводятся в режим ожидания. Поскольку часы модуля единого времени и синхронизации приемного и передающего терминалов синхронизированы между собой с высокой точностью, то момент начала излучения зондирующего ЛЧМ-сигнала совпадает с моментом начала приема зондирующего сигнала в расписании на приемном терминале, однако стартовый импульс генерируется с задержкой, рассчитанной из определенных параметров для вхождения в синхронизм. Таким образом, зондирующий сигнал

попадает на антенну радиоприёмного комплекса. В радиоприёмном устройстве осуществляется селекция и усиление принимаемого ЛЧМ-сигнала, затем его преобразование в низкочастотный путем переноса на промежуточную частоту. Низкочастотный сигнал подается для дискретизации и квантования на вход аналого-цифрового преобразователя.

Полученные дискретные отсчеты передаются в программный модуль по формированию и обработке ионограмм, где после визуализации ионограммы и осуществляется расчет радиотехнических

параметров радиолинии, в том числе определение необходимой для поддержания синхронизации полосы прозрачности, построение ПЗМ и расчет параметров поддержания ее очистке от шумов, синхронизма. Далее с учётом обновленных параметров корректируется работа приёмной части ионозонда.

Выводы. Таким образом, реализация разработанных алгоритмов позволяет повысить эффективность работы системы ВЧ-связи за счет сокращения времени зондирования и увеличения времени нахождения системы ВЧ-связи в эфире.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 11-07-00420-а; 13-07-00371-а; 13-02-00524-а; 12-02-31734 мол_а; ФЦП: ГК №14.132.21.1418; АВЦП: № 8.2523.2011, № 8.2448.2011, № 8.2559.2011; 8.2346.2011.

Список литературы

1. Иванов, В.А. Определение основных параметров многомерного коротковолнового радиоканала с использованием панорамного ионозонда / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова и др. // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 2(12). – С. 15-23.
2. Иванов, Д.В. Цифровой ЛЧМ ионозонд нового поколения / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.Г. Чернов [и др.] //Сб. докл. IX Междунар. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – 2003. – Т.2. – С.928-939.
3. Иванов, В.А. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметрового радиосвязи: Монография / Д.В. Иванов, А.Б. Егосин, В.А. Иванов, Н.В. Рябова; под ред. В.А. Иванова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 256 с.
4. Иванов, В.А. Развитие теории синхронизации РТС декаметрового радиосвязи и панорамного зондирования ионосферы / В.А. Иванов, А.А. Чернов // Телекоммуникации. – 2012. – № 2. – С. 16-23.
5. Иванов, В.А. Канальные параметры рассеяния для среднеширотной ионосферы / В.А. Ива-

References

1. Ivanov V. A., Ivanov D. V., Ryabova N. V. and others. Opredelenie osnovnykh parametrov mnogomernogo korotkovolnovogo radiokanala s ispol'zovaniem panoramnogo ionozonda [Determination of Key Parameters of a Multidimensional Short-wave Radio Channel Using the Panoramic Ionosonde]. Vestnik of MARSTU. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2011. No 2(12). P. 15-23.
2. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Chernov A. G., [and others]. Tsifrovoy LCHM ionozond novogo pokoleniya [Digital LFM-ionosonde of New Generation]. Sb. dokladov IX Mezhdunar. konf. «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'» [Proceedings of IX International Conference «Radiolocation, Navigation, Communication»]. 2003. T. 2. P. 928-939.
3. Ivanov V. A., Ivanov D. V., Egoshin A. B., Ryabova N. V. Informatsionno-analiticheskaya sistema dlya issledovaniya ionosfery i kanalov dekametrovoy svyazi [Information and Analytical System for Investigation of the Ionosphere and Decameter Radio Communication Channels] Monograph; edited by V. A. Ivanov. Yoshkar-Ola: MARSTU. 2006. 256 p.
4. Ivanov V. A., Chernov A. A. Razvitie teorii sinkhronizatsii RTS dekametrovoy svyazi i panoramnogo zondirovaniya ionosfery [Development of Theory of Synchronization of Radio Engineering Systems of Decameter Communication and Panoramic Ionospheric Sounding]. Telekommunikatsii [Telecommunications]. 2012. No 2. P. 16-23.
5. Ivanov V. A., Katkov E. V., Ryabova M. I., Chernov A. A. Kanal'nye parametry rasseyaniya dlya

нов, Е.В. Катков, М.И. Рябова, А.А. Чернов // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 3 (13). – С. 93-101.

6. *Иванов, В.А.* Программа синтеза ионограмм наклонного зондирования ионосферы с учетом геофизических факторов v.1.0. / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Чернов // Свидетельство на программу для ЭВМ № 2011611601 17.02.2011. Роспатент. – М., 2011.

7. *Иванов, В.А.* Программа управления расписанием работы ЛЧМ ионозонда / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Чернов // Свидетельство на программу для ЭВМ № 2011616611 23.06.2012. Роспатент. – М., 2012.

8. *Иванов, В.А.* Разработка алгоритма определения абсолютного времени распространения сигналов на ионосферных линиях ВЧ связи / В.А. Иванов, А.А. Чернов // Сборник статей Всерос. научн-тех. сем. «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». – М.: Брис-М, 2010. – С. 161-163.

9. *Иванов, В.А.* Исследование диапазонов задержек принимаемых мод сигналов на ионосферных линиях ВЧ связи различной протяженности в задаче синхронизации / В.А. Иванов, А.А. Чернов // Сборник статей XVI межд. научн.-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: САКВОЕЕ, 2010. – Т.2. – С. 1077-1082.

10. *Бастракова, М.И.* Определения диапазонов оптимальных рабочих частот среднеширотных радиолиний по данным наклонного зондирования ионосферы / М.И. Бастракова, М.И. Рябова, П.Е. Сарафанников, А.А. Чернов // Сб. статей 52-й научной конференция МФТИ «Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук». – Москва-Долгопрудный: МФТИ, 2009. – Часть 8. – С. 41-44.

sredneshirotnoy ionosfery [Channel Parametrs of Scattering for the Middle-latitude Ionosphere]. Vestnik of MARSTU. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2011. No 3 (13). P. 93-101.

6. *Ivanov V. A., Ryabova N. V., Chernov A. A.* Programma sinteza ionogramm naklonnogo zondirovaniya ionosfery s uchetom geofizicheskikh factorov [The Program of Ionogram Synthesis of Oblique Ionospheric Sounding Accounting for Geophysic Factors] v. 1.0. Computer Program Certificate № 2011611601 17.02.2011. Rospatent. Moscow, 2011.

7. *Ivanov V. A., Ivanov D. V., Ryabova N. V., Chernov A. A.* Programma upravleniya raspisaniem raboty LCHM ionozonda [Program of LFM-ionosonde Work Schedule Control] / V. A. Ivanov, // Computer Program Certificate № 2011616611 23.06.2012. Rospatent. Moscow, 2012.

8. *Ivanov V. A., Chernov A. A.* Razrabotka algoritma opredeleniya absolyutnogo vremeni rasprostraneniya signalov na ionosfernykh liniyakh VCH svyazi [The Development of the Algorithm of Determination of Absolute Time of Signal Propagation on HF Communication Ionospheric Lines]. Sbornik statei Vseros. nauchno-tekh. sem. «Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov dlya svyazi i veshchaniya» [Pcoceedings of All-Russian Scientific and Technical Seminar «Systems of Synchronization, Forming and Processing of Signals for Communication and Broadcasting»]. Moscow, 2010. P. 161-163.

9. *Ivanov V. A., Chernov A. A.* Issledovanie diapazonov zaderzhkek prinimaemykh mod signalov na ionosfernykh liniyakh VCH svyazi razlichnoy protyazhennosti v zadache sinkhronizatsii [Investigation of Ranges of Delays of Received Signal Modes on Ionospheric Lines of HF Communication of Different Extent in the Synchronization Problem]. Sbornik statey XVI mezhd. nauchno-tekh. konf. «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'» Proceedings of XVI International Scientific and Technical Conference «Radiolocation, Navigation, Communication». Voronezh, 2010. T. 2. P. 1077-1082.

10. *Bastrakova M. I., Ryabova M. I., Sarafannikov P. E., Chernov A. A.* Opredeleniya diapazonov optimal'nykh rabochikh chastot sredneshirotnykh radiolinii po dannym naklonnogo zondirovaniya ionosfery [The Determination of Ranges of Optimal Operating Frequencies of Middle-latitude Radio Lines by the Data of Oblique Ionospheric Sounding]. Sbornik statey 52-y nauchnoy konf. MFTI «Sovremennye problemy fundamental'nykh i prikladnykh nauk» [Proceedings of the 52-nd Scientific Conference at MIPT «Modern Problems of Fundamental and Applied Science»]. – Moscow-Dolgoprudny, 2009. Part 8. – P. 41-44.

11. *Иванов, В.А.* Исследование влияния неустойчивости ионосферы на частоту коррекции шкал времени для решения задачи поддержания синхронизма / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А.Чернов // Сб. докл. междунауч. конф. «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» КАИ (ТУ). – Казань, 2011. – С. 403-405.
12. *Егошин, А.Б.* Программное обеспечение системы автоматической обработки результатов диагностики ионосферного канала связи / А.Б. Егошин // Вторые Вавиловские чтения. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 1997. – С. 294.
13. *Егошин, А.Б.* Программные средства для определения ключевых параметров и характеристик КВ линии связи по данным наклонного ЛЧМ зондирования. / А.Б. Егошин, В.А. Иванов, Н.В. Рябова // Информационные технологии и радиосети. ИНФОРРАДИО'2000: Материалы 2-й международной научно-практической конференции (21-26 авг. 2000) / Под ред. В.А.Шапцева. – Омск: Омск. гос. ун-т, 2000. – С. 134-137.
14. *Huang, X.* Multiple quasi-parabolic presentation of the IRI profile / X. Huang, B.W. Reinisch // Adv. Space Res. – 2000. – Vol. 25. – No 1. – P. 129-132.
15. *Иванов, В.А.* Синтез, анализ и прогнозирование характеристик ионосферных линий декаметрового радиосвязи / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, Лыонг Вьет Лок, М.И. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2011. – 178 с.
16. *Иванов, В. А.* ЛЧМ ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях: обзор / В.А. Иванов, В.И. Куркин, В.Е. Носов [и др.] // Радиотехника. – 2003. – Т. 34. – №11. – С. 919-952.
17. *Царев, И.Е.* Диагностика функции рассеяния декаметровых узкополосных стохастических радиоканалов / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, И.Е. Царев // Радиотехника и электроника. – М.: Академиздатцентр «Наука». – 2009. – Том 55. – № 3. – С. 1-7.
11. *Ivanov V. A., Ryabova N. V., Chernov A. A.* Issledovanie vliyaniya nestabilnosti ionosfery na chastotu korrektsii shkal vremeni dlya resheniya zadachi podderzhaniya sinkhronizma [The Investigation of the Influence of the Ionosphere Instability on the Frequency of Time Scale Correction for the Problem Solving of Synchronism Maintenance]. Sbornik dokladov mezhd. nauchno-tekhn. konf. «Problemy tekhniki i tekhnologiy telekommunikatsiy» [Proceedings of International Scientific and Technical Conference «The Problems of Engineering and Telecommunication Technologies» KSTU. Kazan, 2011. P. 403-405.
12. *Egoshin A. B.* Programmnoye obespechenie systemy avtomaticheskoy obrabotki rezultatov diagnostiki ionosfernogo kanala svyazi [The Software of the Automatic Processing of Ionospheric Communication Channel Diagnostics Results] // Vtorye Vavilovskie chteniya [The Second Vavilov Readings]. Yoshkar-Ola: MARSTU, 1997, P.294.
13. *Egoshin A. B., Ivanov V. A., Ryabova N. V.* Programmnye sredstva dlya opredeleniya klyuchevykh parametrov i kharakteristik KV linii svyazi po dannym naklonnogo LCHM zondirovaniya [The Software for the Determination of Key Parameters and Characteristics of SW Communication Line by the Data of Oblique LFM Sounding] Informatsionnye tekhnologii i radioseti. INFORADIO'2000: Materialy 2-y mezhduнародной nauchno-prakticheskoy konferentsii (21-26 avg. 2000) [Information Technologies and Radio Networks. INFORADIO'2000: Proceedings of the Second International Scientific and Practical Conference (August, 21-26 2000) / Edited by V. A. Shaptsev. – Omск: Omск State University, 2000. P. 134-137.
14. *Huang X., Reinisch B.W.* Multiple quasi-parabolic presentation of the IRI profile. Adv. Space Res. 2000. Vol. 25. No 1. P. 129-132.
15. *Ivanov V. A., Ivanov D. V., Ryabova N. V., Lyong Viet Lok, Ryabova M. I.* Sintez, analiz i prognozirovanie kharakteristik ionosfernykh liniy dekametrovoy radiosvyazi [Synthesis, Analysis and Forecasting of Characteristics of Ionospheric Lines of Decameter Radio Communication]. Yoshkar-Ola: MARSTU, 2011. 178 p.
16. *Ivanov V. A., Kurkin V. I., Nosov V. E. [and others].* LCHM ionozond i ego primeneniye v ionosfernykh issledovaniyakh: obzor [LFM Ionosonde and its Application in Ionospheric Investigations: review]. Radiofizika [Radio Physics]. 2003. Vol 34. No 11. P. 919-952.
17. *Tsarev I. E., Ivanov V. A., Ryabova N. V.* Diagnostika funktsii rasseyaniya dekametrovykh uzkopolosnykh stokhasticheskikh radiokanalog [Diagnostics of the Scattering Function of Decameter Narrowband Stochastic Radio Channels]. Radiotekhnika i elektronika [Radio Engineering and Electronics]. Moscow: Akademitzdatstentr «Nauka». T 55, No 3, 2009. P. 1-7.

18. Куницын, В.Е. О методической точности измерения задержек сигналов радиозондирования ионосферы / Ю.К. Калинин, В.Е. Куницын, Л.Л. Рождественская // Изв. вузов. Радиофизика. – 1990. – Т. 33. – № 2. – С. 150-154.

19. Иванов, Д.В. Применение линейно-частотно-модулированных сигналов для исследования сверхширокополосных ионосферных радиоканалов / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, В.И. Куркин // Вторая всерос. науч. конф. «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации связи и акустике». – Муром, 2006. – С.31-41.

20. Иванов, В. А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 1998. – 204 с.

21. Рекомендация МСЭ-R P.1407-4. Многолучевое распространение и параметризация его характеристик - 2009 URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.1407-4-200910-I/en> (дата обращения: 24.01.2013).

18. Kunitsyn V. E., Kalinin Yu. K., Rozhdestvenskaya L. L. O metodicheskoy tochnosti izmereniya zaderzhkek signalov radiozondirovaniya ionosfery [About Methodical Accuracy of Measurement of Signal Delay of Ionosphere Radio Sounding]. Izv. vuzov. Radiofizika [Radio Physics]. 1990. Vol. 33. No 2. P. 150-154.

19. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Kurkin V. I. Primenenie lineino chastotno modulirovannykh signalov dlya issledovaniya sverkhshirokopolosnykh ionosfernykh radiokanalov [Application of Linear Frequency Modulated Signals for the Investigation of Ultra-Broadband Ionospheric Radio Channels]. Vtoraya vseros. nauch. konf. «Sverkhshirokopolosnye signaly v radiolokatsii, svyazi i akustike» [The Second All-Russian Scientific Conference «Ultra-Broadband Signals in Radiolocation, Communication and Acoustics»]. Murom, 2006. P.31-41.

20. Ivanov V. A., Ryabova N.V., Shumaev V. V. Osnovy radiotekhnicheskikh sistem DKM diapazona [The Basis of Radio Engineering Systems of Decimeter Range]. Yoshkar-Ola: MARSTU, 1998. 204 p.

21. Recommendation МСЭ-R P.1407-4. Mnogoluchevoe rasprostranenie i parametrizatsiya ego kharakteristik [Multipath Propagation and Parametrization of its Characteristics]-2009 URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.1407-4-200910-I/en> (Access date: 24.01.2013)

Статья поступила в редакцию 15.02.13.

ЧЕРНОВ Андрей Алексеевич – аспирант кафедры высшей математики, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – синхронизация систем связи и зондирования. Автор более 20 публикаций.

E-mail: ChernovAS@volgatech.net

CHERNOV Andrey Alexeevich – a postgraduate student of the Chair of Higher Mathematics at Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is the synchronization of communication systems and sounding. The author of more than 20 publications.

E-mail: ChernovAS@volgatech.net

A. A. Chernov

GENERALIZED ALGORITHM OF THE SYNCHRONIZATION OF LFM- IONOSONDE TERMINALS

Key words: *ionosphere; LFM-ionosonde; synchronization; multidimensional high-frequency radio channel.*

At present the solution to the problem of the increase in the reliability of high-frequency communication systems has two directions, one of them is the creation of systems, adapting to constantly changing parameters of ionospheric propagation. The adaptation is based on the application of the method of the precession oblique sounding of a multidimensional stochastic high-frequency radio channel by continuous signals with an extra large base with the aim of actualization of information about the ionospheric radio line condition and the correction of information-technical characteristics of communication systems. However in this case there is a problem of the support of the synchronous work of receiving and transmitting terminals of the sounding system, which requires corresponding investigations and the development of the algorithm of locking in synchronism and synchronization support. The algorithm has to consider the singularities of the medium of propagation on a priori unknown propagation paths of different extension, providing the automatic minimization of the sounding time.

The locking in synchronism and synchronization support consists in matching of information-technical characteristics of the ionosonde and multidimensional channel parameters, actualized after recurrent sounding. The requirement for the repeated sounding is connected with the degradation of multidimensional channel parameters because of the slow changes of the ionosphere characteristics. For a LFM-signal the frequency is linearly related to the time, therefore at the changeless speed of frequency tuning frequency bands used for the sounding correspond to the duration of sounding intervals. Therefore it's necessary to provide multidimensional channel pass band actualization.

As a result of conducted earlier investigations the generalized algorithm of the functioning of the automated synchronization system as a part of the sounding system was developed.

This algorithm consists of two parts, providing synchronization on receiving and transmitting terminals of the sounding. The realization of the developed algorithms allows increasing HF-communication system work efficiency due to the sounding time reduction and the increase in the time of a HF- communication system on the air.

УДК 621.371.25;550.388.2

Н. В. Рябова, М. И. Бастракова

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ВЫИГРЫШ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПОТОКА СМЕНЫ ЧАСТОТ НА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОЛИНИЯХ

Представлены методики определения среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот и определения потока смены частот при автоматической смене рабочей частоты на автоматизированных ионосферных радиолниях. По разработанным методикам приведены результаты моделирования энергетических характеристик на автоматизированных ионосферных радиолниях для различных модемов, отношений сигнал/шум и групп частот.

Ключевые слова: *ионосфера; автоматизированная радиолния; энергетический выигрыш; группа частот; отношение сигнал/шум; поток смены частот.*

Введение. В основе декаметрового радиосвязи лежит явление ионосферной рефракции радиоволн. Солнечная и космическая радиация ионосферы создает благоприятные условия для распространения пространственных волн декаметрового диапазона. Однако при передаче информации по высокочастотным (ВЧ) радиоканалам возникают ошибки в принимаемом сообщении, обусловленные влиянием условий распространения радиоволн, таких как замирания и многолучевость, а также воздействием различного рода шумов и помех [1,2]. Радиопомехи, возникающие в ВЧ-системах связи как по времени, так и по диапазону частот, являются случайными процессами, закономерности которых разнообразны и зависят от многих факторов: географии района, конкретной частоты участка диапазона, изменения ионизации среды распространения, времени суток, сезона, фазы солнечной активности, статистики включений и выключений передающих станций, видов работы, типов передающих и приемных антенн [3]. С целью повышения помехо-

устойчивости радиосвязи применяется резервирование радиоканалов путем использования групп частот (Q) на одно или несколько радионаправлений. Смена частот и выбор новых рабочих частот из числа резервных могут производиться по различным критериям, но число смен частот и затраты времени на переходы должны быть минимальными [4,5]. Для наиболее рационального и эффективного использования частотно-энергетических, частотно-временных и частотно-пространственных резервов высокочастотного диапазона автоматизированными радиолниями, использующими группы разрешенных частот, необходимо: вести непрерывный статистический контроль за качеством рабочего канала приема; выбирать в любой требуемый момент с наименьшими потерями времени новую доступную или «лучшую» частоту приема (по отношению сигнал/шум) из группы контролируемых и применимых по условиям распространения; переводить передатчик корреспондента на новую выбранную частоту приема.

Цель работы – определить энергетический выигрыш при использовании группы частот из диапазона рабочих частот по сравнению с работой на одной рабочей частоте для автоматизированных ионосферных радиолиний.

Решаемые задачи:

1) разработать методику определения среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот на автоматизированных ионосферных радиолиниях;

2) разработать методику определения потока смены частот при автоматической смене рабочей частоты;

3) по разработанным методикам провести моделирование среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот и потока смены частот для различных модемов.

1. Методика определения среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот на автоматизированных ионосферных радиолиниях. В практике радиосвязи нередко среднее превышение отношения сигнал/шум (SNR) на данной частоте оказывается недостаточным для приема с заданной достоверностью. Это приводит к необходимости использовать группу частот в интересах одного или нескольких радионаправлений с автоматическим выбором оптимальной рабочей частоты в любой требуемый момент времени [6]. Методика определения среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот представляет следующую последовательность.

1.1. Определение интегральной функции распределения вероятностей превышения SNR некоторого допустимого значения:

$$Z = z_1 D(z_1 - z_{доп}) + z_2 D(z_{доп} - z_1) \times \\ \times D(z_2 - z_{доп}) + \dots + z_Q D(z_{доп} - z_1) \dots D(z_{доп} - \\ - z_{Q-1}) D(z_Q - z_{доп}) + N(z_1, \dots, z_Q) \times \\ \times \prod_{i=1}^Q D(z_{доп} - z_i),$$

где \bar{z} – среднее значение превышения

SNR; σ_z – среднеквадратичное отклонение превышения SNR; $z_{доп}$ – допустимое значение превышения SNR; Q – количество частот в группе частот; z_i – текущее значение SNR.

1.2. Нахождение интегральной функции распределения вероятностей превышения SNR:

$$P(Z' < Z) = F\left(\frac{Z - \bar{z}}{\sigma_z}\right) F^{Q-1}\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right) + \\ + D(Z - z_{доп}) \cdot \left[F\left(\frac{Z - \bar{z}}{\sigma_z}\right) - F\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right) \right] \times \\ \times \left[1 - F^{Q-1}\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right) \right] F^{-1}\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right).$$

1.3. Расчет плотности распределения вероятностей величины SNR при работе на любой доступной частоте из группы Q запишется в виде:

$$\omega_Q(Z) = \omega(Z) F^{Q-1}\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right) + \\ + \omega(Z) \left[1 - F^{Q-1}\left(\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}\right) \right] \cdot \left[F^{Q-1}\left(\frac{z - z_{доп}}{\sigma_z}\right) \right],$$

где $\omega(z)$ – логарифмически нормальная плотность распределения вероятностей величины SNR на любой одной случайно выбранной частоте.

1.4. Определение среднего значения величины SNR в рабочем канале:

$$(\bar{Z})_Q = \int_0^{\bar{z}} Z \omega_Q(Z) dz = H_{0,5} \exp\left(\frac{\sigma_z^2}{2M_1^2}\right) V(\xi, Q),$$

где

$$V(\xi, Q) = F^{Q-1}(\xi) + \frac{1 - F^{Q-1}(\xi)}{F(-\xi)} F\left(\frac{\sigma_z}{M_1} - \xi\right) -$$

промежуточная функция для $\xi = -\frac{z_{доп} - \bar{z}}{\sigma_z}$,

$M_1 = 20 \lg(e)$ – коэффициент перехода от натуральных логарифмов к десятичным (при расчетах в децибелах), $H_{0,5}$ – квантиль уровня Z при вероятности 0,5.

1.5. Нахождение среднего энергетического выигрыша SNR (ΔZ) при использо-

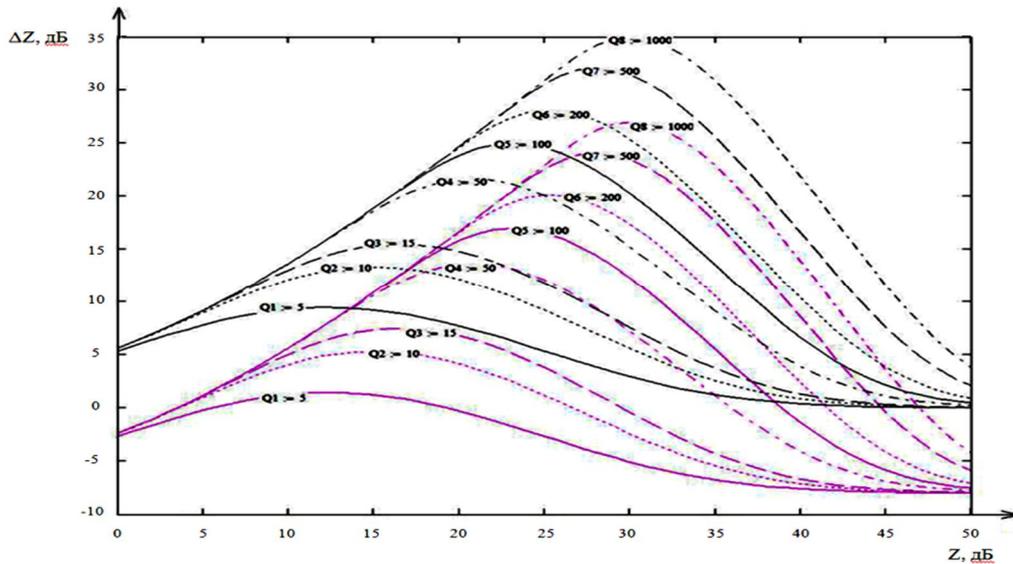


Рис. 1. Средний энергетический выигрыш для различных значений SNR и групп частот Q (при $\sigma_z = 20$ дБ) — для некогерентного приема ЧТ с узкополосным трактом; — для систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией

вании группы частот Q по сравнению с работой на одной частоте:

$$\Delta Z(Q, Z, \sigma_z, Z_0) = 20 \lg \frac{(z)_Q}{z_1} = 20 \lg V(\xi, Q),$$

где z_1 – превышение SNR при работе на одной текущей частоте; z_0 – допустимое значение превышения SNR; z_Q – превышение SNR при работе на Q частотах.

Результаты моделирования среднего энергетического выигрыша от применения группы частот для некогерентного приема частотной телеграфии (ЧТ) с узкополосным трактом и систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией по экспериментальным данным наклонного зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналом, приведены на рис. 1.

Моделирование среднего энергетического выигрыша проводилось для следующих групп частот $Q = 5; 10; 15; 50; 100; 200; 500; 1000$ и СКО $\sigma_z = 5; 10; 15; 20$ дБ. Установлено, что для систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией, средний энергетический выигрыш на 8 дБ выше, чем для узкополосного случая приема при одинаковых значениях превышения SNR из группы частот Q.

2. Методика определения потока смены частот при автоматической смене рабочей частоты. Процесс переходов на оптимальную рабочую частоту при работе в экстремальном (оптимальном) канале представляет собой случайный поток событий. Характеристикой такого потока является плотность, равная количеству переходов с частоты на частоту при работе системы связи в единицу времени, т.е. средней частоте переключений каналов (рабочих частот) [6,7].

Методика определения среднего количества переходов как плотность потока переходов состоит из следующих шагов.

2.1. Определение вероятности перехода за время Δt с рабочей частоты на любую доступную частоту из группы $P_n(\Delta t)$:

$$P_n(\Delta t) = P(z(t + \Delta t) < z_0 / z(t) > z_0) = \frac{2T(\xi, a)}{F(-\xi)},$$

где $a = \frac{1 - R_z(\Delta t)}{\sqrt{1 - R_z^2(\Delta t)}}; \quad T(\xi, a) =$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^a e^{-\frac{\xi^2}{2(1+x^2)}} \frac{dx}{1+x^2} - \text{интегральная функция двумерного нормального закона рас-}$$

пределения; $F(\xi)$ – интегральная функция распределения.

2.2. Нахождение нормированной корреляционной функции процесса $z_i(t)$:

$$R_z(\Delta t) = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} R_x(\Delta t) + \frac{\sigma_y^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} R_y(\Delta t).$$

2.3. Определение среднего количества переходов как плотность потока переходов [85]:

$$K = \lim_{\Delta t \rightarrow \tau} \frac{P_n(\Delta t)}{\Delta t}.$$

Среднее количество переходов в единицу времени в зависимости от относительного значения допустимого превышения SNR: $\xi = -\frac{z_\partial - \bar{z}}{\sigma_z}$ $\xi = -\frac{z_\partial - \bar{z}}{\sigma_z}$ и корреляционной функции $R_z(\Delta t)$ равно:

$$K(\xi, R_z, (\Delta t)) = \exp(-\xi^2 / 2) F^{-1}(-\xi) K(0),$$

где $K(0)$ – среднее количество пересечений процессом $z(t)$ среднего уровня сверху вниз (или снизу вверх).

Таким образом, при использовании доступных частот среднее количество смен частот в единицу времени на автоматизированной радиолинии равно:

$$K = f(\xi) K(0).$$

По разработанной методике было проведено моделирование потока смены частот для модемов, использующих некогерентный прием ЧТ с узкополосным трактом и для систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией для значения вероятности ошибок $P_{ош} = 10^{-2}; 10^{-3}; 10^{-4}; 10^{-5}$ и СКО SNR равным 5; 10; 15 и 20 дБ. Результаты моделирования для вероятности ошибки $P_{ош} = 10^{-3}$ представлены на рис. 2.

Результаты моделирования показали, что для обеспечения меньшей вероятности ошибок принимаемого сообщения при одинаковом числе переходов на «лучшую» частоту, требуется большее SNR. Например, при узкополосном случае приема, при $P = 10^{-4}$, $z_{cp} = 30$ дБ, $\sigma_z = 20$ дБ, число переходов $K = 3$, а при $P = 10^{-3}$, $z_{cp} = 30$ дБ, $\sigma_z = 20$ дБ число переходов $K = 2$. С увеличением среднеквадратического отклонения SNR, т.е. вариаций уровня сигнала и шума в канале на 5дБ, в среднем число переходов увеличивается в 2–3 раза. Для систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией, количество переходов на новую частоту меньше, чем для узкополосного случая приема

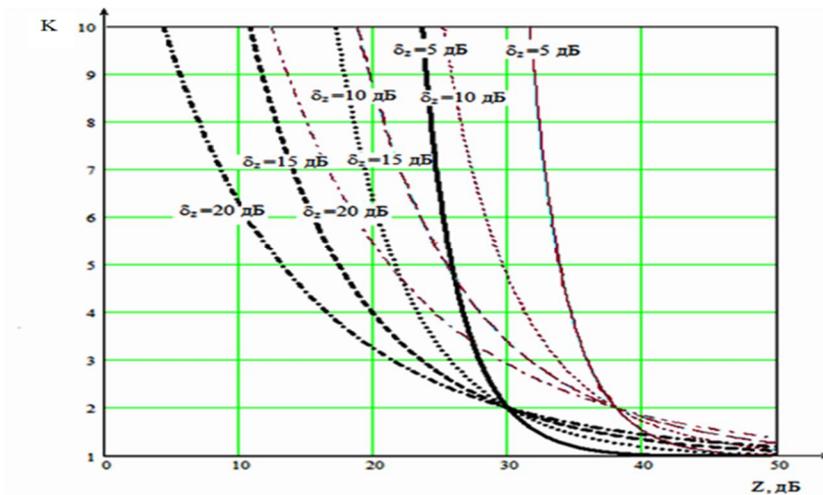


Рис. 2. График зависимости количества переходов с одной частоты на другую от среднего превышения SNR при $P_{ош} = 10^{-3}$ для различных значений среднеквадратического отклонения σ_z
 — для некогерентного приема ЧТ с узкополосным трактом; — для систем связи, использующих сигналы с 8ФМ модуляцией

при тех же значениях среднего значения SNR и среднеквадратического отклонения SNR.

Выводы. Разработанные методики оценки среднего энергетического выигрыша при групповом использовании частот и потока смены частот дают возможность оценить, в какой степени, при том или ином варианте оптимизации радиолинии на основе автоматического выбора рабочей частоты из группы, удастся наиболее рационально использовать частотно-энергетические резервы рабочего диапазона частот. В результате численного моделирования установлено, что при применении сигналов с 8ФМ модуляцией наблюдается энергетический вы-

игрыш по отношению SNR в сравнении с другими модемами (видами приема) при обеспечении одинаковой помехоустойчивости. Например, на радиолинии г. Иркутск – г. Йошкар-Ола $P_{пр}=0,95$, выигрыш в отношении SNR на 14дБ больше по сравнению с энергетическим выигрышем при использовании некогерентного приема ЧТ с широкополосным трактом и суммированием мощностей парциальных лучей и на 32дБ по сравнению с некогерентным приемом ЧТ с узкополосным трактом. Результатом является снижение на порядок значений допустимых вероятностей ошибок при приеме данных и мощностей излучения систем радиосвязи.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 11-07-00420-а; 13-02-00524; 13-07-00371; АВИЦП: № 8.2523.2011, № 8.2448.2011, № 8.2559.2011; 8.2346.2011.

Список литературы

1. Головин, О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов; Под ред. О.В. Головина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – С. 354.
2. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровых радиосвязи: Научное издание / А.Б. Егосхин, В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 323 с.
3. Иванов, В.А. Оценка надежности декаметровых систем передачи информации по экспериментальным данным панорамного зондирования ионосферы широкополосным сигналом / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Бастракова // Телекоммуникации. – 2010. – № 2. – С.12-27.
4. Иванов, В.А. Экспериментальная оценка диапазонов оптимальных рабочих частот ионосферных радиолиний и скорости передачи данных декаметровых радиосистем / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Бастракова // Труды 15-й Международной конференции «Радиолокация, навигация и связь» (RLNCC2010). – Воронеж, 2010. – С. 367-373.

References

1. Golovin O. V., Prostov S. P. Sistemy i ustroystva korotkovolnovoy radiosvyazi [Systems and Means of Short-wave Radio Communication]. Edited by O. V. Golovin. Moscow: Hot Line. Telecom, 2006. P. 354.
2. Informatsionno-analiticheskaya sistema dlya issledovaniya ionosfery i kanalov dekametrovoy radiosvyazi [Information and Analytical System for the Investigation of the Ionosphere and Decameter Radio Communication Channels]: Scientific Edition. A. B. Egoshin, V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova. Yoshkar-Ola: MARSTU, 2006. 323 p.
3. Ivanov V. A., Ryabova N. V., Bastrakova M. I. Otsenka nadezhnosti dekametrovykh sistem peredachi informatsii po eksperimental'nym dannym panoramnogo zondirovaniya ionosfery shirokopolosnym signalom [The Reliability Estimation of Decameter Systems of Information Transfer by Experimental Data of Panoramic Ionospheric Sounding by a Broadband Signal]. Telecommunications. 2010. No 2. P.12-27.
4. Ivanov V. A., Ryabova N. V., Bastrakova M. I. Eksperimental'naya otsenka diapazanov optimal'nykh rabochikh chastot ionosfernykh radiolinii i skorosti peredachi dannyykh dekametrovykh radiosistem [Experimental Estimation of the Ranges of Optimal Operating Frequencies of Ionospheric Radio Lines and the Speed of Decameter Radio System Data Transfer]. Trudy 15-y Mezhdunarodnoy konferentsii «Radiolokatsiya, navigatsiya i svyaz'». (RLNCC2010) [Proceedings of the 15th International Conference «Radiolocation, Navigation and Communication». (RLNCC2010)]. Voronezh, 2010. P.367-373.

5. *Бастракова, М.И.* Экспериментальное исследование диапазонов оптимальных рабочих частот декаметровых систем связи // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2008. – №2(3). – С. 3-12.
6. *Иванов, В.А.* Экспериментальное исследование диапазонов оптимальных рабочих частот адаптивных дальних радиолиний по результатам панорамного зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналом / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Бастракова // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2010. – № 3. – С. 87-94.
7. *Иванов, В.А.* Оптимизация информационно-технических характеристик систем декаметровой радиосвязи для повышения их надежности / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Бастракова // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 2 (9). – 2010. С.21-27.
5. *Bastrakova M. I.* Eksperimental'noe issledovanie diapazonov optimal'nykh rabochikh chastot dekametrovykh system svyazi [Experimental Investigation of the Ranges of Optimal Operating Frequencies of Decameter Communication Systems]. Vestnik of MARSTU. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Ser. Radio Engineering and Infocommunication systems]. 2008. No 2(3). P. 3-12.
6. *Ivanov V. A., Ryabova N. V., Bastrakova M. I.* Eksperimental'noe issledovanie diapazonov optimal'nykh rabochikh chastot adaptivnykh dalnikh radiolinii po rezul'tatam panoramnogo zondirovaniya ionosfery LCHM-signalom [Experimental Investigation of the Ranges of Optimal Operating Frequencies of Adaptive Distant Radio Lines by the Results of the Panoramic Ionospheric Sounding by a LFM-Signal]. Vestnik of Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod. 2010. № . P. 87-94.
7. *Ivanov V. A., Ryabova N. V., Bastrakova M. I.* Optimizatsiya informatsionno-tekhnicheskikh kharakteristik system dekametrovoy radiosvyazi dlya povysheniya ikh nadezhnosti [Optimization of Information and Technical Characteristics of Decameter Radio Communication Systems for their Reliability Increase]. Vestnik of MARSTU. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Radio Engineering and Infocommunication systems]. 2010. No 2. Yoshkar-Ola, 2010. P.21-27.

Статья поступила в редакцию 14.03.13.

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@volgatech.net

БАСТРАКОВА Марина Ивановна – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – исследование и моделирование помехоустойчивых радиоканалов ионосферной радиосвязи. Автор более 20 публикаций.

E-mail: BastrakovaMI@volgatech.net

RYABOVA Natalia Vladimirovna – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, the Head of the Chair of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola) . The sphere of scientific interests is information and telecommunication systems, the ionosphere, the propagation of radio waves, forecasting, modeling, the adaptive system. The author of more than 130 publications.

E-mail: RyabovaNV@volgatech.net

BASTRAKOVA Marina Ivanovna – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is the investigation and modeling of anti-interference radio channels of ionospheric radio communication. The author of more than 20 publications.

E-mail: BastrakovaMI@volgatech.net

N. V. Ryabova, M. I. Bastrakova

ENERGY GAIN WHEN USING THE FLOW OF THE FREQUENCY CHANGE ON AUTOMATED IONOSPHERIC RADIO LINES

Key words: *ionosphere; automated radio line; energy gain; frequency group; signal-to-noise ratio; frequency change flow.*

The radio interference arising in high frequency communication systems are random processes judging by the time as well as the range, which laws are various and depend on many factors: region geography, concrete frequency of the broadband, propagation medium ionization changes, day time, season, solar activity phase, the statistics of transmitting station switching and switching-off, kinds of work, types of transmitting and receiving antennas. With the aim of radio communication noise immunity increase radio channel redundancy is applied using frequency groups on one or several radio directions. The article shows the average energy gain when using a frequency group from the range of operating frequencies in comparison with the work on one operating frequency for automated ionospheric radio lines. For the achievement of the formulated aim the methods of the average energy gain determination at the group use of frequencies and the frequency change flow on automated ionospheric radio lines are developed. According to the developed methods the numerical simulation of the average energy gain at the group use of frequencies and the frequency change flow for different signals (incoherent reception of FT with the narrowband path and communication systems, using signals with 8FM) and for different signal-to-noise ratios and frequency groups was conducted. The developed estimation methods of the average energy gain at the group use of frequencies and the frequency change flow give the opportunity to estimate the degree of the most efficient use of frequency and energy reserves of the frequency operating range in this or another variant of radio line optimization on the basis of automatic selection of operating frequency from the group. As a result of the numerical simulation it was determined that when using the signals with 8FM there is an energy gain with respect to SNR in comparison with other modems (reception types) with equal noise immunity. For example, on a radio line Irkutsk-Yoshkar-Ola, the receiver power is 0,95, the gain in regard to signal-to-noise ratio is 14 dB larger in comparison with the energy gain when using the incoherent FT reception with the broadband path and the summation of the power of partial rays and 32 dB larger in comparison with the incoherent FT reception with the narrowband path. The result is the reduction of the order of values of allowable error probabilities when receiving the data and the radiation power of radio communication systems.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 621.391.266

А. А. Роженцов, К. В. Морозовский, А. А. Баев

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ОПЕРАЦИЙ МОДИФИЦИРОВАННОГО ТРЕХМЕРНОГО ОБОБЩЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХОХА

Рассмотрены вопросы вычислительной оптимизации модифицированного обобщенного преобразования Хоха на базе технологии NVIDIA CUDA. Рассмотрен принцип реализации модифицированного обобщенного преобразования Хоха, инвариантного к вращениям и масштабированию трехмерного изображения. В качестве трехмерных изображений были использованы точечные модели объектов из базы данных Princeton Benchmark.

Ключевые слова: *распознавание трехмерных изображений; обобщенное трехмерное преобразование Хоха; инвариантность к вращению и масштабированию; параллельные вычисления; графический процессор; NVIDIA CUDA.*

Введение. В настоящее время в системах обработки плоских и объемных изображений широкое применение нашло преобразование Хоха [1–4]. Оно применяется для анализа изображений, задаваемых прямыми линиями, параметрическими кривыми, линиями произвольной формы. В последнем случае применяется обобщенное преобразование Хоха [1,2,4].

В настоящее время актуальными становятся задачи обработки трехмерных изображений, однако в случае неопределенности относительно параметров масштабирования и вращения аккумуляторный массив становится восьмимерным, что затрудняет реализацию преобразования Хоха.

В работах [5,6] предложено модифицированное обобщенное преобразование Хоха, обеспечивающее возможность обработки трехмерных изображений с неизвестными параметрами преобразований вращения и масштабирования.

Для реализации данного преобразования не требуется дополнительное увеличение размерности аккумуляторного массива в соответствии с количеством неизвестных параметров, однако трудоемкость метода по-прежнему остается достаточно высокой и квадратично зависит от количества отсчетов, задающих трехмерный объект. Это затрудняет реализацию алгоритмов обработки трехмерных изображений, задаваемых большим количеством отсчетов, в реальном масштабе времени.

Один из подходов к решению данной проблемы базируется на применении параллельных вычислений для выполнения преобразования Хоха на базе графических сопроцессоров с использованием аппаратно-программной технологии NVIDIA CUDA.

Целью данной работы является разработка подходов к распараллеливанию вычислений при реализации модифицированного обобщенного преобразования Хоха и сравнение эффективности реализации алгоритма на центральном и графическом процессорах.

Модифицированное обобщенное преобразование Хоха. При обработке на основе обобщенного преобразования Хоха объемных изображений [1] индексация R-таблицы выполняется по двум углам φ и ψ (рис.1), определяющим ориентацию в пространстве нормали к данной точке поверхности. В качестве значений в R-

таблицу заносятся величины углов α , β и расстояния r , определяющих взаимное положение данной точки поверхности и центра формы.

При обработке реальных изображений из-за возможных вращений параметры φ и ψ могут меняться в широких пределах. В результате накопление отсчетов в аккумуляторном массиве будет производиться неверно и возможно возникновение ситуаций, когда максимум будет получен для эталона, не соответствующего наблюдаемому объекту.

Для устранения данного недостатка был предложен новый метод индексации R-таблицы. Аргументом в ней является номер отсчета, а в качестве значений заносится величина угла w между нормалью в данной точке поверхности и направлением на центр формы и расстояние r от точки поверхности до центра формы (рис.2) [5,6].

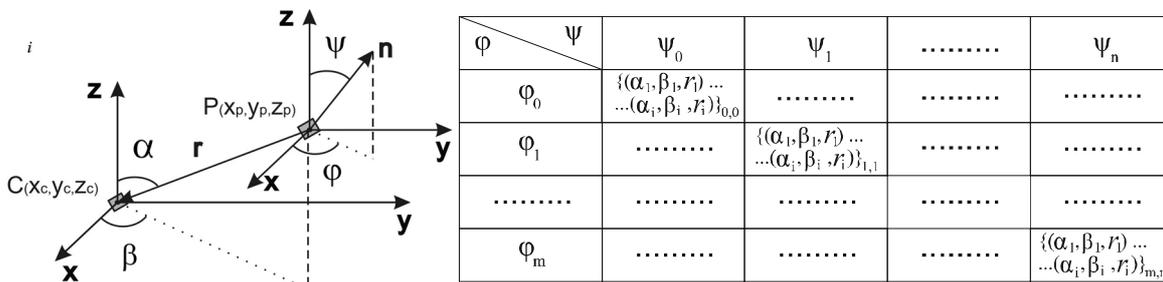


Рис.1. Построение R-таблицы для трехмерного изображения

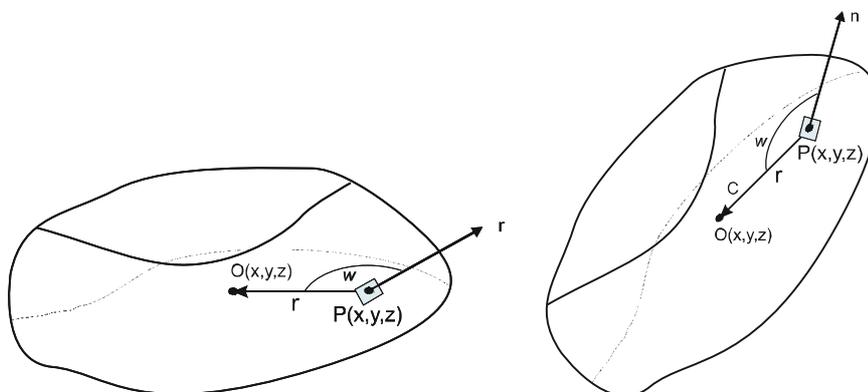


Рис.2. Инвариантность угла w к вращениям трехмерного объекта

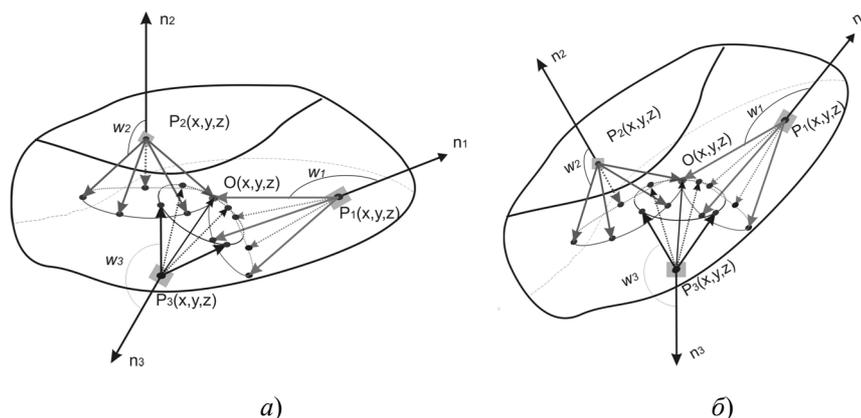


Рис. 3. Принцип голосования в аккумуляторном массиве: определение центра формы при известных(а) и неизвестных (б) параметрах вращения

В случае, когда параметры вращения неизвестны, положение центра формы относительно данной точки будет известно с точностью до расстояния и угла поворота вокруг нормали к данной точке поверхности. Тогда в аккумуляторном массиве для данной точки поверхности должна быть построена окружность, точки которой образуют область, в которой предположительно находится центр формы (рис. 3). Точка аккумуляторного массива, в окрестности которой проходит наибольшее количество окружностей, и будет центром формы. Рассмотренный алгоритм в дальнейшем называется модифицированным трехмерным обобщенным преобразованием Хоха [5,6].

Поскольку нумерация и количество отсчетов в исходном и наблюдаемом изображениях могут отличаться друг от друга, то при обработке необходимо сопоставлять каждый отсчет R-таблицы с каждым отсчетом обрабатываемого изображения. В связи с этим трудоемкость обработки квадратично зависит от количества отсчетов в изображении. При больших размерностях изображений это не позволит выполнять обработку в реальном или близком к нему масштабе времени. Данная проблема может быть решена за счет применения параллельных вычислений, в том числе на графических процессорах.

Реализация модифицированного трехмерного обобщенного преобразования Хоха на графическом процессоре. В настоящее время для ускорения вычисле-

ний на базе персональных компьютеров широкое распространение получила технология NVIDIA CUDA, обеспечивающая возможность использования вычислительных ресурсов графического сопроцессора для решения задач пользователя. В данной работе алгоритм модифицированного обобщенного преобразования Хоха был реализован на базе графического процессора NVIDIA GeForce GTX 560 Ti 448 Core, который содержит 14 потоковых мультипроцессоров и каждый потоковый мультипроцессор содержит 32 ядра.

Рассмотрим с точки зрения вычислительной сложности основные этапы обработки трехмерных изображений на базе модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха. На рис. 4 приведен алгоритм формирования R-таблицы.

На вход вычислителя поступают отсчеты изображения. В качестве координаты центра формы x_c, y_c, z_c принимается значение среднего арифметического координат крайних точек изображения. Для каждого отсчета формы должен быть найден вектор нормали, что является одной из наиболее трудоемких частей алгоритма, сложность операции порядка $O(2n)$. Как показано в [5], в R-таблицу заносятся два параметра, независимые от параметров вращения: расстояние от данного отсчета до центра формы и угол между вектором нормали и вектором, соединяющим центр формы и данный отсчет формы изображения. Для нормиров-

ки счетов в аккумуляторном массиве в [5,6] вводятся весовые коэффициенты, используемые при голосовании в аккумуляторном массиве. Для их расчета эталонное изображение подвергается модифицированному обобщенному трехмерному преобразованию Хоха, в результате чего формируется эталонный аккумуляторный массив. Данный массив будет содержать максимум в ячейке, соответствующей координатам центра формы. В дальнейшем полученные отсчеты нормируются относительно значения максимума, который

соответствует ячейке аккумуляторного массива, содержащей центр формы, и используются в качестве весовых коэффициентов для определения вклада каждого отсчета изображения в формирование аккумуляторного массива. Процедура формирования весовых коэффициентов также является достаточно трудоемкой и имеет сложность порядка $O(n^2)$.

На рис. 5 приведен алгоритм обработки трехмерного изображения на базе модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха.

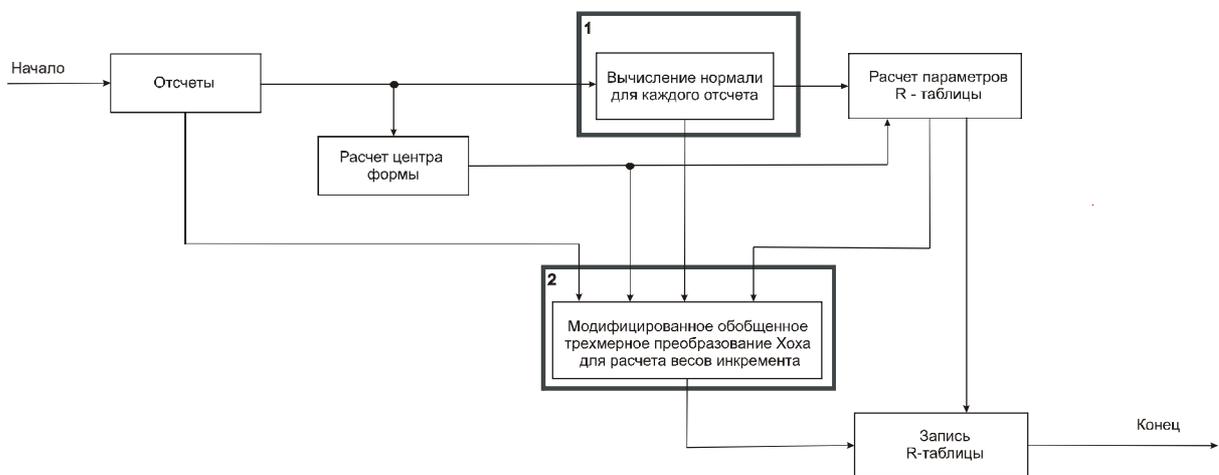


Рис.4. Формирование R-таблицы

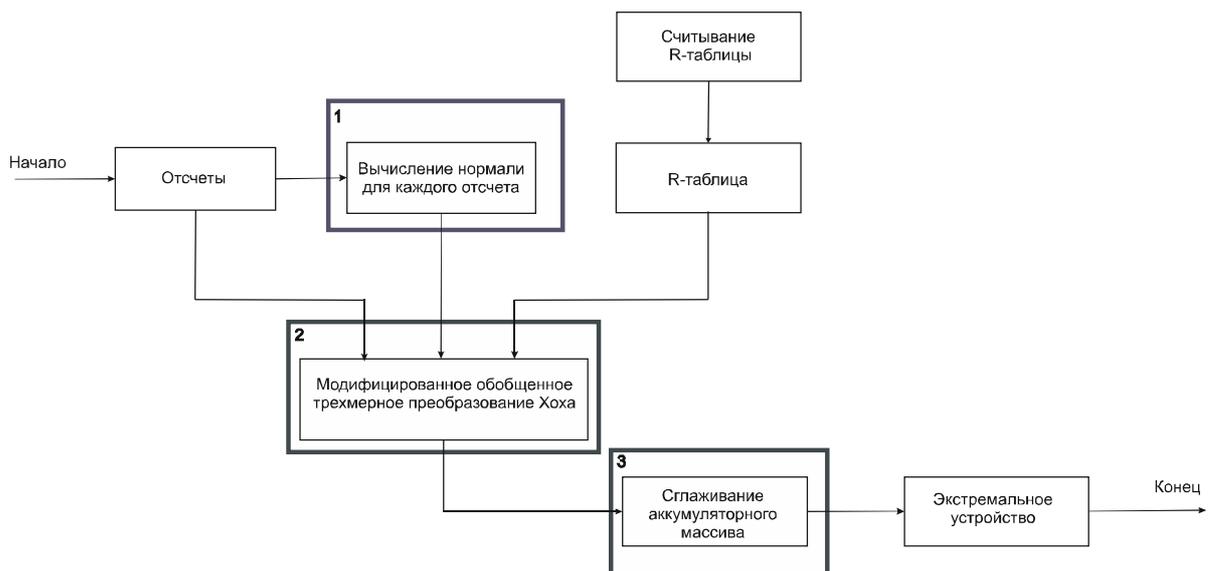


Рис.5. Алгоритм распознавания с помощью модифицированного обобщенного преобразования Хоха

Отсчеты обрабатываемого изображения поступают на блок вычисления нормалей. Далее выполняется собственно обобщенное модифицированное преобразование Хоха, требующее $O(n^2)$ -операций. В отличие от случая формирования эталонной R-таблицы, при обратном преобразовании инкремент содержимого аккумуляторного массива выполняется с учетом вычисленных ранее весов.

Перед принятием решения выполняется сглаживание аккумуляторного массива, имеющее вычислительную сложность порядка $O(n^3)$. Данный этап также нуждается в распараллеливании.

Таким образом, как при построении R-таблицы, так и при распознавании с помощью модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха можно выделить три вычислительно затратных операции: вычисление нормалей, собственно преобразование Хоха и сглаживание аккумуляторного массива.

Рассмотрим особенности реализации указанных алгоритмов на центральном и графическом процессорах.

Нахождение векторов нормали для каждого из отсчетов изображения. Для вычисления нормали к данной точке по

верхности трехмерного объекта воспользуемся методом наименьших квадратов. В качестве исходных данных берутся координаты нескольких точек, попадающих в окрестность заданного размера вокруг данной точки. На их основе формируется система линейных однородных уравнений согласно соотношению:

$$\begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2 & \sum_{n=0}^{N-1} y_n x_n & \sum_{n=0}^{N-1} z_n x_n & \sum_{n=0}^{N-1} x_n \\ \sum_{n=0}^{N-1} x_n y_n & \sum_{n=0}^{N-1} y_n^2 & \sum_{n=0}^{N-1} z_n y_n & \sum_{n=0}^{N-1} y_n \\ \sum_{n=0}^{N-1} x_n z_n & \sum_{n=0}^{N-1} y_n z_n & \sum_{n=0}^{N-1} z_n^2 & \sum_{n=0}^{N-1} z_n \\ \sum_{n=0}^{N-1} x_n & \sum_{n=0}^{N-1} y_n & \sum_{n=0}^{N-1} z_n & N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

решение которой дает направление вектора нормали в виде набора коэффициентов A, B, C . На рис. 6 представлен алгоритм нахождения массива ближайших отсчетов для отсчета P_j , отсортированного по расстоянию, которые используются в (1).

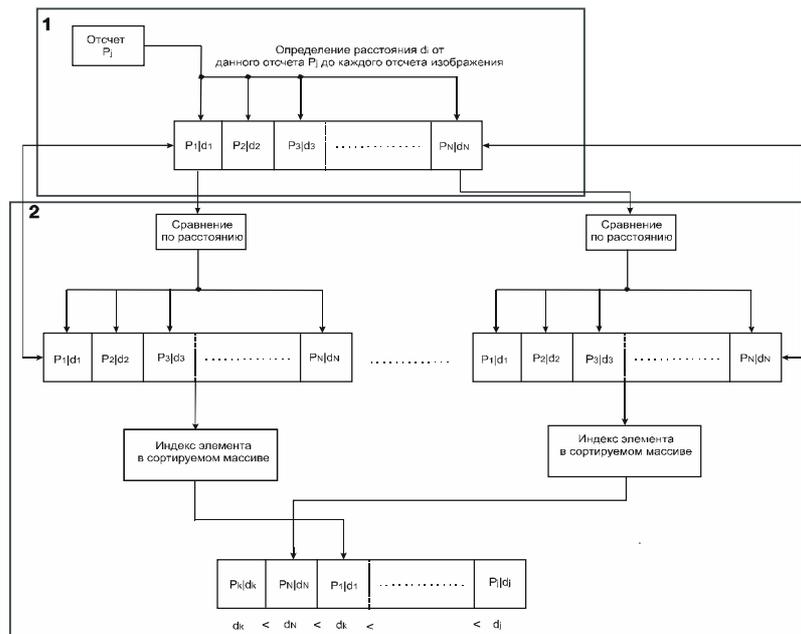


Рис. 6. Алгоритм определения массива ближайших отсчетов для данного отсчета P_j

Реализация вычислений на GPU предполагает загрузку данных в память устройств, выполнение операций над данными и вывод данных обратно в память CPU. Однако в рассматриваемом случае необходимо сохранять промежуточные результаты вычисления расстояний от данного отсчета до всех остальных для последующей сортировки. Память GPU не поддерживает хранение промежуточных результатов, так как сама структура выполнения GPU подразумевает выполнение одновременно 32 нитей, а для хранения результатов потребуется значительный объем памяти, соответствующий количеству отсчетов изображения. Кроме того, GPU выполняет операции параллельно, и нет адекватного механизма синхронизации обработки каждой нити. В связи с этим алгоритм расчета нормали на GPU требует использования двух циклов.

На CPU для расчета нормали также требуется два цикла (рис. 6, прямоугольники 1 и 2). В первом цикле определяется расстояние от текущего отсчета P_j до всех остальных отсчетов и формируется массив с элементами $P_i|d_i$, обозначающий, что данный отсчет с координатами P_i находится на расстоянии d_i до отсчета P_j , для которого вычисляется вектор нормали.

Во втором цикле выполняется сортировка полученного массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$ отсчетов по расстоянию до данного отсчета P_j (рис. 6, прямоугольник 2). Для этого каждый элемент массива $P_i|d_i$ сравнивается со всеми элементами массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$ по параметру d_i и определяется количество элементов массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$ меньших, чем d_i . В итоге получаем индекс отсчета $P_i|d_i$ в результирующем массиве, отсортированном по возрастанию величины d . На рис. 6 представлено в качестве примера сравнение первого и последнего элемента массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$. Каждый элемент сравнивается со всеми элементами

массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$ и вычисляются индексы в результирующем массиве.

Рассмотрим реализацию приведенного алгоритма на графическом процессоре. Поскольку на графическом процессоре операции выполняются параллельно, каждый из двух циклов (рис. 6, прямоугольники 1 и 2) для определения массива N ближайших точек может быть запущен на своем ядре.

Первое ядро, которое можно охарактеризовать как процедуру, выполняемую параллельно в N потоках, аналогичную первому циклу. Данная процедура вычисляет расстояние от данного отсчета P_j до всех остальных отсчетов. Входные данные записываются в глобальную память графического процессора как одномерный массив. Вычисление расстояния на GPU выполняется параллельно. Для этого каждый отсчет изображения сопоставляется с нитью сетки ядра, а GPU выполняет операции параллельно, следовательно, параллельно вычисляется расстояние от каждого отсчета изображения до данного отсчета изображения P_j и результат записывается во входной одномерный массив памяти графического процессора, который по окончании вычисления копируется в память CPU.

Во втором цикле выполняется сортировка массива. Для этого формируется второе ядро (рис. 6, прямоугольник 2). В глобальную память GPU из памяти CPU копируется массив, содержащий координаты отсчетов с расстоянием от каждого отсчета изображения до отсчета P_j . Каждая нить второго ядра соответствует отсчету с координатами P_i и расстоянием d_i и сравнивается со всеми элементами массива $\{P_i|d_i\}_{0,N-1}$ по расстоянию, и определяется индекс в результирующем массиве. Графический процессор выполняет данные операции параллельно, то есть для 32 нитей (отсчетов) будут определены одновременно индексы в результирующем массиве. Таким образом, для каждого от-

счета находится индекс в результирующем массиве, в результате массив содержит отсчеты, отсортированные по возрастанию параметра расстояния до данного отсчета P_j .

На рис. 6 показан алгоритм нахождения точек, входящих в некоторый строб относительно данного отсчета P_j . Этот алгоритм применяется для каждого отсчета изображения при нахождении нормали.

Алгоритм модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха на GPU. На рис. 8 представлен алгоритм модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха на GPU. Поскольку он содержит два вложенных цикла для сопоставления каждого отсчета с каждой записью R-таблицы, его сложность составляет $O(n^2)$.

Как показано в [5], при вращении угол между нормалью в данной точке и вектором, соединяющим данную точку с центром формы, не изменяется. Координаты вектора, соединяющего данную точку с центром формы, можно найти при условии равенства угла между вектором нормали в данной точке и вектором, соединяющим данную точку с центром формы.

На рис. 7 показана совокупность векторов, имеющих одинаковый угол с вектором нормали в данной точке, лежащих на единичной сфере.

Вычислим координаты вектора возможного направления на центр формы. Векторы лежат на поверхности единичной сферы (рис. 7) и известен угол между вектором нормали n в данном отсчете P_1 и вектором возможного направления на центр формы b (рис. 7), который считывается из R-таблицы [5]. Согласно этим условиям, составим систему уравнений для координат векторов b , n и угла w .

$$\frac{b_1 n_1 + b_2 n_2 + b_3 n_3}{\sqrt{b_1^2 + b_2^2 + b_3^2} \sqrt{n_1^2 + n_2^2 + n_3^2}} = \cos(w) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow b_1 n_1 + b_2 n_2 + n_3 \sqrt{1 - (b_1^2 + b_2^2)} - \cos(w) = 0, \quad (2)$$

$$b_1^2 + b_2^2 + b_3^2 = 1$$

$$n_1^2 + n_2^2 + n_3^2 = 1$$

где (b_1, b_2, b_3) – координаты искомого вектора (направление на центр формы), (n_1, n_2, n_3) – координаты вектора нормали и w – угол между искомым вектором и вектором нормали. Решим полученную систему уравнений относительно b_2 :

$$b_2 = \frac{\cos(w)n_2 - b_1 n_1 n_2 + \sqrt{n_2^2 n_3^2 - n_2^2 b_1^2 n_3^2 + n_3^4 - n_3^4 b_1^2 - n_3^2 b_1^2 n_1^2 - n_3^2 \cos^2(w) + 2n_3^2 b_1 n_1 \cos(w)}}{n_2^2 + n_3^2} \quad (3)$$

$$b_2' = \frac{\cos(w)n_2 - b_1 n_1 n_2 - \sqrt{n_2^2 n_3^2 - n_2^2 b_1^2 n_3^2 + n_3^4 - n_3^4 b_1^2 - n_3^2 b_1^2 n_1^2 - n_3^2 \cos^2(w) + 2n_3^2 b_1 n_1 \cos(w)}}{n_2^2 + n_3^2}$$

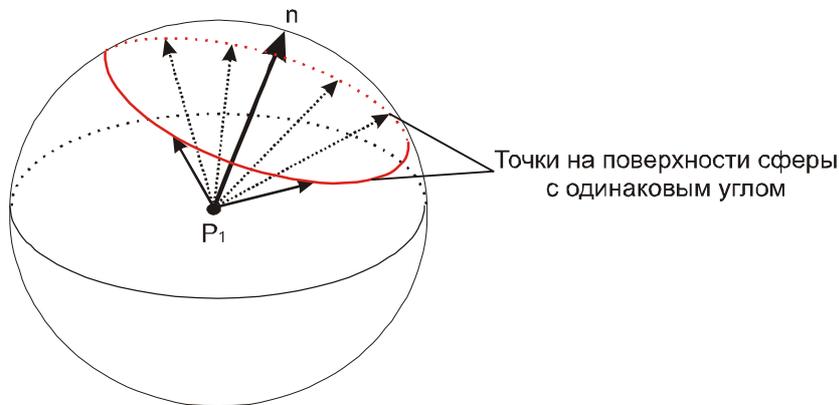


Рис. 7. Точки на поверхности единичной сферы, имеющие одинаковый угол с вектором нормали

Как видно из рис. 7, для каждого значения b_1 (значения x на сфере) существуют решения, но не во всей области оси x , в которой лежит единичная сфера (от -1 до 1). Поэтому для определения координат векторов, лежащих на единичной сфере и имеющих одинаковый угол с вектором нормали в данном отсчете, необходимо определить диапазон (по оси x) существования этих векторов, как показано на рис.7. Диапазон определяет область по оси x , в которой векторы, лежащие на единичной сфере и имеющие одинаковый угол с вектором нормали, существуют, и он вычисляется перебором значения b_1 от -1 до 1 и проверкой равенства угла с нормалью. Поэтому сначала вычисляется область существования значения b_1 (2) по оси x для данного отсчета и данных параметров N записи R-таблицы, с целью вычисления ориентации прямых, предположительно направленных на центр формы (рис.7). После определения диапазона существования значений b_1 с некоторым шагом приращения вычисляются векторы, лежащие на единичной сфере и имеющие угол с вектором нормали в данной точке, равный углу из K-й записи R-таблицы. Эти действия выполняются в третьем цикле, в котором формируются векторы, направленные на возможный центр формы.

В двух первых циклах (рис. 8, прямоугольники 1 и 2) производится выборка отсчета обрабатываемого объекта и записи R-таблицы. Следующие два цикла для данного отсчета и K-й записи R-таблицы связаны перебором по углу поворота вокруг нормали и изменением коэффициента масштабирования. Таким образом, с учетом коэффициентов масштабирования реализация модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха на CPU состоит из четырех циклов. Это выбор отсчета, выбор записи R-таблицы, определение количества точек в основании конуса (рис. 3) [5,6] и определение ориентации прямых, предположительно направленных на центр формы.

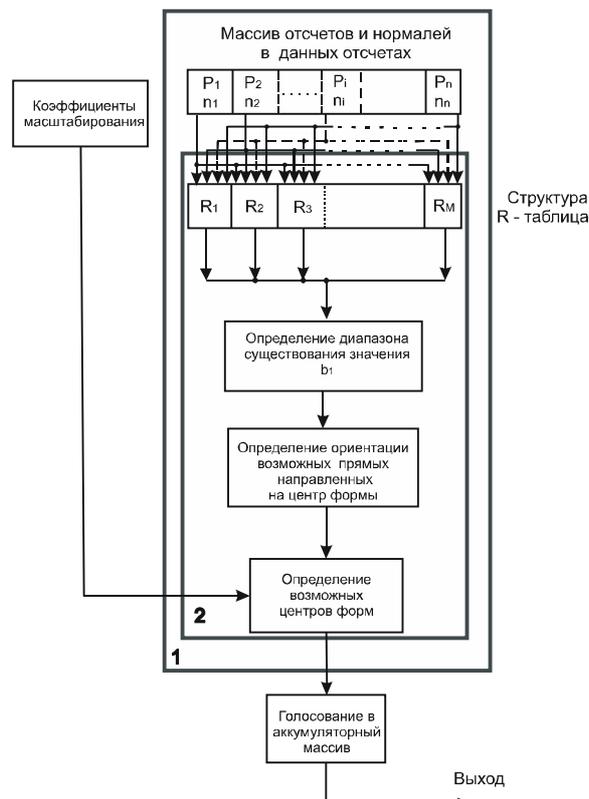


Рис. 8. Алгоритм модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха на GPU

Реализация модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха на GPU отличается от реализации на CPU тем, что первые два цикла выбора отсчета и выбора записи R-таблицы определены на GPU в качестве двухмерной сетки (Grid). Ее размерность по горизонтали определяется размерностью R-таблицы, а по вертикали – количеством отсчетов.

На GPU производится определение диапазона существования значения b_1 , вычисление единичных векторов, определяющих направление прямой на возможный центр формы, определение координат возможного центра формы с учетом коэффициента масштабирования, определение индексов ячеек аккумуляторного массива вычисленных координат возможных центров формы. Для этого соответствующие функции снабжены спецификатором `__device__`, указывающим, что функции вызываются из GPU и выполняются на GPU.

Таким образом, каждая нить сопоставляет определенную запись R-таблицы с определенным отсчетом. Все комбинации координат прямоугольной сетки (Grid), содержащей нумерацию нитей, определяют все возможные комбинации отсчетов изображения и записей R-таблицы. Это обеспечивает параллельное выполнение на графическом процессоре алгоритма перебора, реализуемого на центральном процессоре в двух первых циклах.

Как показано на рис.8, в каждой нити после идентификации отсчета и записи R-таблицы определяется диапазон существования значения b_l для данных параметров. После определения диапазона существования значения b_l нитью выполняется два цикла: первый цикл – это определение количества точек в основании конуса в зависимости от значения коэффициента масштабирования и второй цикл – это определение векторов, направленных на предполагаемый центр формы с приращением значения b_l в зависимости от количества точек в основании конуса. Во втором цикле находятся координаты предполагаемого центра формы. Поскольку все нити выполняются параллельно, то для гарантированного голосования в аккумуляторном массиве всеми нитями операция сложения реализуется с помощью атомарной операции сложения, позволяющей выполнять последовательно для всех нитей в блоке суммирование при голосовании, причем голосование проводится с помощью весовых коэффициентов, вычисленных на этапе построения R-таблицы. Для нормировки счетов в аккумуляторном массиве в [5] вводятся весовые коэффициенты, используемые в качестве инкрементов при голосовании в аккумуляторном массиве.

Алгоритм сглаживания аккумуляторного массива. При наличии шума в изображении голоса в аккумуляторном массиве могут быть распределены неравномерно, пики могут уменьшаться, а окрестности пиков возрастать, поэтому в преобра-

зовании Хоха применяется операция сглаживания. В модифицированном обобщенном трехмерном преобразовании Хоха применяется трехмерный аккумуляторный массив, определяющий положение центра формы, поэтому для операции сглаживания должны применяться трехмерные сглаживающие окна. Значения в сглаженном аккумуляторном массиве определяются из соотношения:

$$c_{i,j,k} = \frac{\sum_{z=k-\frac{N}{2}}^{k+\frac{N}{2}} \sum_{y=j-\frac{N}{2}}^{y+\frac{N}{2}} \sum_{x=i-\frac{N}{2}}^{i+\frac{N}{2}} s_{x,y,z}}{N^3} \cdot s_{i,j,k}, \quad (4)$$

где N – размер окна, $s_{i,j,k}$ – текущее значение ячейки аккумуляторного массива и $c_{i,j,k}$ – значение ячейки аккумуляторного массива после сглаживания.

Реализация на центральном процессоре подразумевает использование шести циклов: трех внешних циклов определения, определение элемента аккумуляторного массива, относительно которого проводится сглаживание, и трех внутренних циклов, суммирования выборки элементов, входящих в окно фильтра, и умножение этой суммы на центральный элемент.

Реализация на GPU идентична алгоритму реализации на CPU. Размер сетки, представляющей иерархию нитей на GPU, определяется размерностью аккумуляторного массива по оси x и по оси y . Поскольку сетка является двумерной, то при выполнении каждая нить на GPU будет отвечать за все ячейки аккумуляторного массива с определенным значением x_i и y_i и всеми возможными значениями от z_0 до z_{max} аккумуляторного массива. Для нитей с заданным индексом ячейки в аккумуляторном массиве вызывается функция вычисления отфильтрованного значения этой ячейки (4), имеющая спецификатор `__device__`.

Экспериментальные результаты. В работах [7–9] предложены алгоритмы па-

раллельного выполнения преобразования Хоха на GPU для различных объектов, в частности для обнаружения прямых [7], для реализации обобщенного преобразования Хоха на плоскости [8] и обнаружения окружностей [9]. Анализ результатов, полученных в этих работах, свидетельствует о возможности получения значительного выигрыша во времени при реализации преобразования Хоха на GPU по сравнению с CPU.

В [7] указывается на семикратный выигрыш, в [9] сокращение времени вычислений достигает 400 раз. Однако в этих работах рассматривается реализация преобразования Хоха на GPU для плоских изображений, а работ, описывающих реализацию преобразования Хоха на GPU в пространстве и оценивающих соответствующие выигрыши, в настоящее время нет.

Исследования по оценке производительности разработанных алгоритмов на центральном и графическом процессорах проводились на системе со следующей конфигурацией: материнская плата ASUS P5Q, процессор Core 2 Quad Q9400, графический ускоритель GeForce GTX 560 Ti 448 Core, RAM 4 Гб. В качестве эталонных изображений были взяты модели из базы данных эталонного теста Princeton Shape Benchmark [10].

Оценим экспериментально эффективность распараллеливания основных этапов алгоритма обработки трехмерных объектов на базе модифицированного преобразования Хоха: сортировка отсчетов по расстоянию от текущего, заполнение аккумуляторного массива и его сглаживание. Исследования алгоритмов обработки изображений с неизвестным масштабом проводились с двумя коэффициентами масштабирования, равными 1 и 1,2. Сглаживание аккумуляторного массива производилось фильтрами с размерами окон {7,7,7}, {5,5,5} и {3,3,3}.

На рис. 10 приведены результаты исследования временных затрат на вычисление расстояний между точками и их сортировку. По графикам видно, что при малом количестве отсчетов применение GPU нецелесообразно. Это связано с тем, что данные необходимо копировать в память GPU из общей оперативной памяти. Ввиду высокой латентности памяти GPU это требует значительных затрат времени и выигрыш от использования параллельных вычислений отсутствует. Однако при увеличении количества отсчетов выигрыш от применения GPU возрастает и перекрывает потери на пересылку данных. Так, при размерности объекта, равной 2000, выигрыш от применения GPU составляет 23 раза.

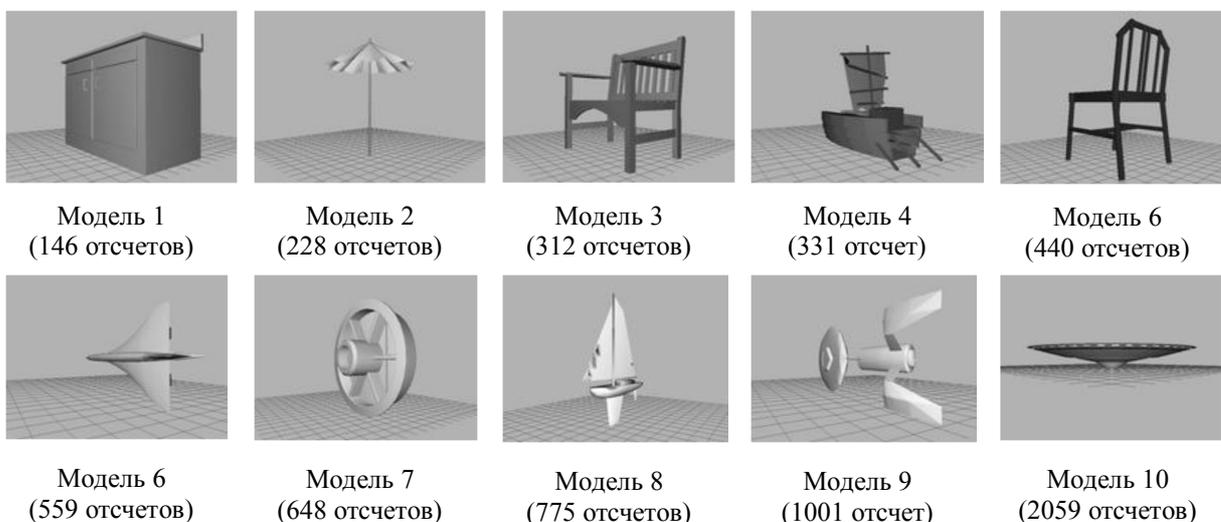


Рис. 9. Модели объектов, используемых в эксперименте

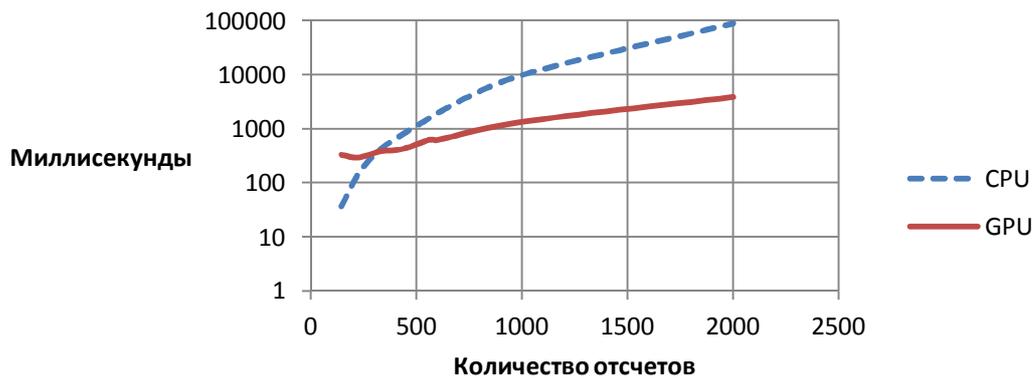


Рис. 10. Зависимость времени, затраченного на вычисление расстояний и сортировку отсчетов, от размерности объекта

На рис. 11 приведен результат оценки затрат времени, требуемого на заполнение аккумуляторного массива в зависимости от количества отсчетов, задающих поверхность объекта. Как видно из графиков, применение параллельных вычислений на графическом процессоре обеспечивает выигрыш в производительности на два порядка. Например, при 250 отсчетах вычисления на графическом процессоре

занимают 1000 мс, а на центральном процессоре порядка 100000 мс.

Аналогичная ситуация наблюдается и при сглаживании аккумуляторного массива (рис.12) размерностью 100*100*100. Из графиков также видно, что время, затраченное на выполнение данной операции, зависит в основном от размерности аккумуляторного массива (рис.13), а не от размерности изображения (рис.12).

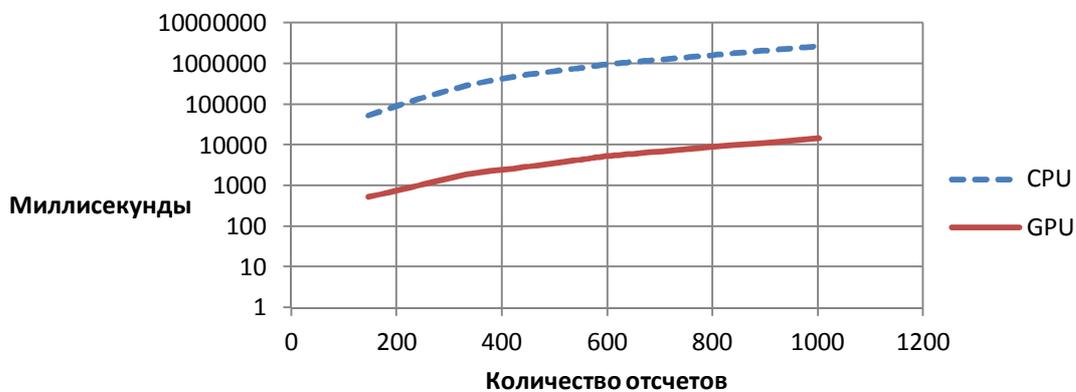


Рис. 11. Зависимость времени, затраченного на преобразование Хоха, от количества отсчетов

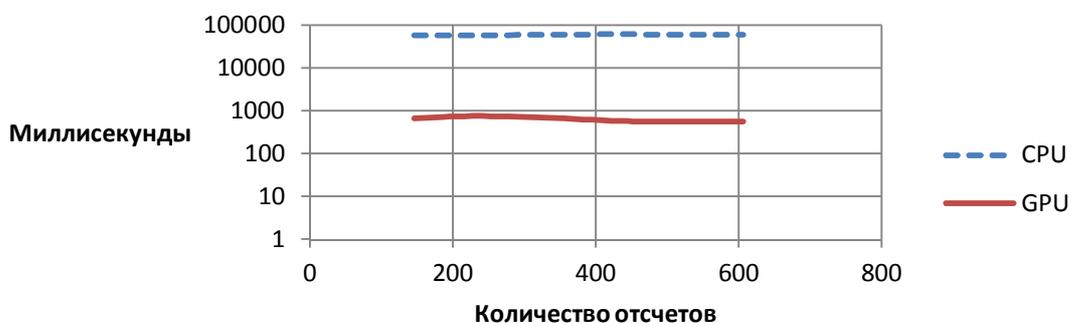


Рис. 12. Зависимость времени, затраченного на сглаживание аккумуляторного массива, от количества отсчетов

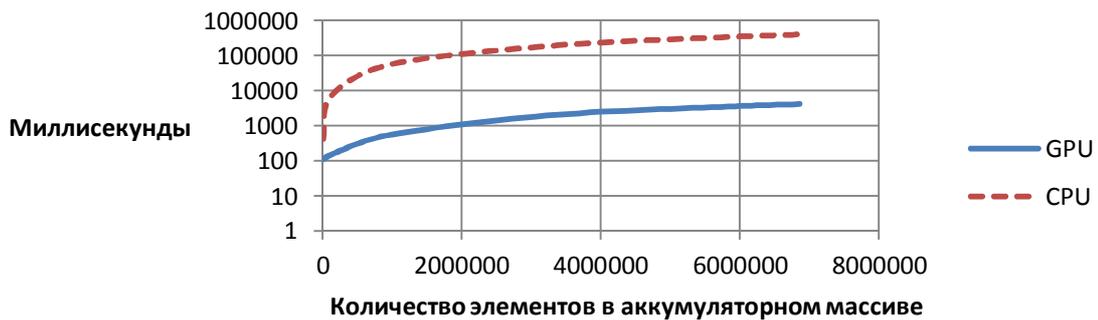


Рис. 13. Зависимость времени, затраченного на сглаживание аккумуляторного массива, от количества элементов в нем

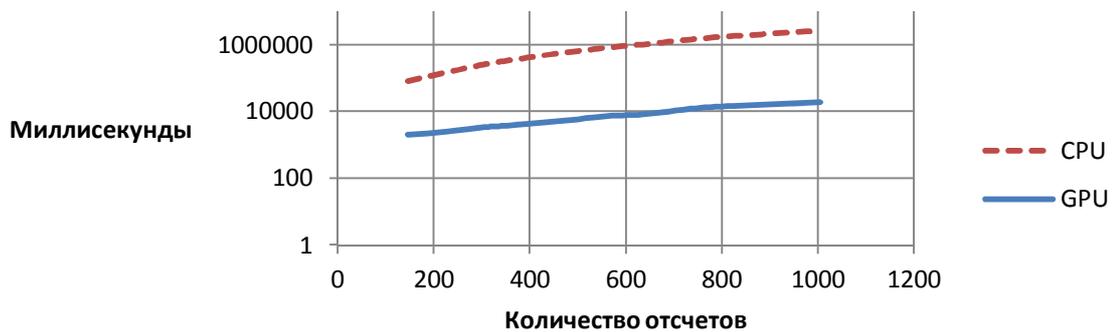


Рис. 14. Зависимость времени, затраченного на вычисление нормалей, преобразования Хоха и сглаживания, от количества отсчетов

Таким образом, применение графического сопроцессора для выполнения модифицированного обобщенного трехмерного преобразования Хоха является оправданным, поскольку позволяет сократить время выполнения алгоритма до 100 раз в зависимости от размерности исходных данных.

Заключение. В работе рассмотрены подходы к распараллеливанию алгоритма модифицированного обобщенного преоб-

разования Хоха для его реализации на графическом процессоре на базе технологии NVIDIA CUDA. Выделены наиболее трудоемкие части алгоритма преобразования Хоха и приведены методы их параллельной реализации. Экспериментально показано, что применение технологии NVIDIA CUDA для реализации преобразования Хоха позволяет получить выигрыш во времени вычислений до 100 раз.

Список литературы

1. Khoshelham, K. Extending Generalized Hough transform to detect 3d objects in laser range data / K. Khoshelham // ISPRS Workshop on Laser Scanning. – 2007. – Vol. XXXVI. – P. 206-210.
2. Ballard, D. Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes / D. Ballard // Pattern Recognition. – 1981. – Vol.13(2). – P. 111-122.
3. Wu, H. Glasses Frame Detection with 3D Hough Transform / H. Wu // International Conference on Pattern Recognition. – 2002. – Vol. 2. – P. 346-349.
4. Woodford, Oliver . Demisting the Hough Transform for 3D Shape Recognition and registration / Oliver Woodford // Proceedings of the British Ma-

References

1. Khoshelham, K. Extending Generalized Hough transform to detect 3d objects in laser range data. ISPRS Workshop on Laser Scanning. 2007. Vol. XXXVI. P. 206-210.
2. Ballard D. Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes. Pattern Recognition. 1981. Vol. 13(2). P. 111-122.
3. Wu H. Glasses Frame Detection with 3D Hough Transform. International Conference on Pattern Recognition. 2002. Vol. 2. P. 346-349.
4. Woodford Oliver . Demisting the Hough Transform for 3D Shape Recognition and registration. Proceedings of the British Machine Vision Confer-

chine Vision Conference, 29 August – 2 September. – 2011. – Vol. 1. – P. 32.1-32.11.

5. *Роженцов, А.А.* Обработка изображений 3d объектов с неизвестными параметрами вращения на базе обобщенного преобразования Хоха / А.А. Роженцов, К.В. Морозовский, А.А. Баев // Опτικο-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации. Распознавание-2012: сб. материалов X Международной научно-технической конференции. – Курск: Юго-Западный государственный университет, 2012. – С. 50–52.

6. *Роженцов, А.А.* Определение размеров, местоположения и ориентации органов человека на базе обобщенного преобразования Хоха / А.А. Роженцов, К.В. Морозовский // Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы. Всероссийская молодежная конференция: сборник статей. Марийский государственный технический университет. – Йошкар-Ола: Изд-во ООО «Зеркало», 2012. – С. 228-231.

7. *Gert-Jan van den Braak.* Fast Hough Transform on GPUs: Exploration of Algorithm Trade-Offs / Gert-Jan van den Braak // Proceedings of the 13th international conference on Advanced concepts for intelligent vision systems, August 22-25. – 2011. – Vol. 6915. – P. 611-622.

8. *Lucena, J.* Parallelization of the classic GHT on GPU / J. Lucena, J. Gomez-Luna, J. M. Gonzalez-Linares // Actas XXII Jornadas de Paralelismo, – 2011, – p. 359-366, <http://jp2011.pcg.ull.es/sites/jp2011.pcg.ull.es/files/Load.pdf> (дата обращения: 10.04.2013)

9. *Su Chen.* Accelerating the Hough Transform with CUDA on Graphics Processing Units / Su Chen, Hai Jiang // In Proceedings of 2011 International Conference on Parallel and Distributed Processing Techniques and Applications, Las Vegas, Nevada, USA, July 18-21, -2011, <http://weblidi.info.unlp.edu.ar/worldcomp2011-mirror/PDP4179.pdf> (дата обращения: 10.04.2013)

10. *Shilane, P.* The Princeton Shape Benchmark / P. Shilane, P. Min. M. Kazhdan, T. Funkhouser // Proceedings of the Shape Modeling International. – 2004. – Vol. 1. – P. 167-178. DOI: 10.1109/SMI.2004.63

ence, 29 August. 2 September. 2011. Vol. 1. P. 32.1-32.11.

5. *Rozhentsov A. A., Morozovsky K. V., Baev A. A.* Obrabotka izobrazhenyy 3d ob'ektov s neizvestnymi parametrami vrashcheniya na baze obobshchennogo preobrazovaniya Khokha [Processing of 3d Images of Objects with Unknown Parameters of Rotation Based on Generalized Hough Transform]. Optiko-elektronnye pribory i ustroystva v sistemakh raspoznavaniya obrazov, obrabotki izobrazhenyy i simvolnoy informatsii. Raspoznavanie-2012: sb. materialov X Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii [Optical-Electronic Equipment and Means in Pattern Recognition Systems, Image Processing and Symbolic Information. Recognition-2012: Proceedings of X International Scientific and Technical Conference]. Kursk: Southwestern State University. 2012. P. 50-52.

2. *Rozhentsov A. A., Morozovsky K. V., Baev A. A.* Opredelinie razmerov, mestopolozheniya i orientatsii organov cheloveka na baze obobshchennogo preobrazovaniya Khokha. Vserossiyskaya molodezhnaya konferentsiya «Biotekhnicheskie, meditsinskie i ekologicheskie sistemy i komplekсы» [Determination of Sizes, Position and Orientation of Organs of a Man based on Generalized Hough Transform // All-Russian Youth Conference «Biotechnical, Medical and Ecological Systems and Complexes»].-Yoshkar-Ola, 2012. P. 228-231.

7. *Gert-Jan van den Braak.* Fast Hough Transform on GPUs: Exploration of Algorithm Trade-Offs. Proceedings of the 13th international conference on Advanced concepts for intelligent vision systems, August 22-25. 2011. Vol. 6915. P. 611-622.

8. *Lucena J., Gomez-Luna J., Gonzalez-Linares J. M.* (2010) Parallelization of the classic GHT on GPU // Actas XXII Jornadas de Paralelismo, 2011, p. 359-366, <http://jp2011.pcg.ull.es/sites/jp2011.pcg.ull.es/files/Load.pdf> (Access date 10.04.2013)

9. *Su Chen., Hai Jiang.* Accelerating the Hough Transform with CUDA on Graphics Processing. In Proceedings of 2011 International Conference on Parallel and Distributed Processing Techniques and Applications, Las Vegas, Nevada, USA, July 18-21, -2011, <http://weblidi.info.unlp.edu.ar/worldcomp2011-mirror/PDP4179.pdf> (Access date 10.04.2013)

10. *P. Shilane, P. Min. M. Kazhdan, T. Funkhouser.* The Princeton Shape Benchmark // Proceedings of the Shape Modeling International. 2004. Vol. 1. P. 167-178. DOI: 10.1109/SMI.2004.63

Статья поступила в редакцию 18.12.12.

РОЖЕНЦОВ Алексей Аркадьевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических и медико-биологических систем, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – цифровая обработка изображений, распознавание образов, анализ сцен. Автор более 70 публикаций.

E-mail: RozhencovAA@volgatech.net

МОРОЗОВСКИЙ Кирилл Валерьевич – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – распознавание 3D-изображений. Автор двух публикаций.

E-mail: daimond025@yandex.ru

БАЕВ Алексей Александрович – кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры радиотехнических и медико-биологических систем, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – обработка изображений, параллельные вычисления. Автор 30 публикаций.

E-mail: BaevAA@volgatech.net

ROZHENTSOV Aleksey Arkadyevich – Doctor of Engineering Sciences, the Head of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is the digital processing of images, pattern recognition, scene analysis. The author of more than 70 publications.

E-mail: RozhencovAA@volgatech.net

MOROZOVSKY Kirill Valeryevich – a postgraduate student of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is 3d image recognition. The author of two publications.

E-mail: daimond025@yandex.ru

BAEV Aleksey Aleksandrovich – Candidate of Engineering Sciences, Senior Lecturer of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is image processing, parallel computing. The author of 30 publications.

E-mail: BaevAA@volgatech.net

A. A. Rozhentsov, K. V. Morozovsky, A. A. Baev

OPTIMIZATION OF COMPUTING OPERATIONS OF THE MODIFIED THREE-DIMENSIONAL GENERALIZED HOUGH TRANSFORM

Key words: *recognition of three-dimensional images; generalized three-dimensional Hough transform; invariance to rotation and ranging; parallel computing; graphics processor; NVIDIA CUDA.*

The problems of the computing optimization of the modified generalized Hough transform based on the technology NVIDIA CUDA are considered. The principle of the implementation of the modified generalized Hough transform invariant to rotation and ranging of a three-dimensional image on the graphics and central processor is considered.

The most labor-consuming parts of the algorithm of the Hough transform: the determination of the fields of an object normal, the modified generalized three-dimensional Hough transform and the smoothing of the battery array are singled out. For each of these parts of the algorithm of the modified generalized three-dimensional Hough transform the algorithms of consistent and parallel implementation are presented on the central and graphics processor respectively. The dependence of the execution time of the most labor-consuming parts of the algorithm of the Hough transform on the count number, fulfilled on the central and graphics processor is presented.

The experiment confirmed that the application of the technology NVIDIA CUDA for the implementation of the Hough transform allows decreasing the time of calculations by 100 times. As three-dimensional images the point models of objects from the database Princeton Benchmark were used.

УДК 621.391.266

*Н. В. Парсаев, А. Н. Леухин, Д. В. Гайворонский***НОВЫЕ Р-ФАЗНЫЕ УНИМОДУЛЯРНЫЕ ДЕЛЬТА-КОРРЕЛИРОВАННЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ**

Рассмотрены вопросы построения p -фазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей, структура которых определяется на основании p -арных последовательностей, ассоциированных с обобщенными разностными множествами с Зингеровыми параметрами.

Ключевые слова: унимодулярные последовательности; идеальная периодическая автокорреляционная функция; разностные множества с Зингеровыми параметрами.

Введение. Унимодулярные (фазокодированные) последовательности с идеальной периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ) находят широкое применение в системах связи, синхронизации, радиолокации и радионавигации [1–4]. Минимальный объем фазового алфавита при выборе модулирующей последовательности является определяющим фактором с точки зрения сложности технической реализации разрабатываемой аппаратуры, однако свойство нулевой автокорреляции не может быть достигнуто для класса бинарных последовательностей за исключением единственной последовательности длины $N = 4$ вида $\{1, 1, 1, -1\}$.

Унимодулярную последовательность $\{b_n\}_{0, N-1}$ определим как:

$$b_n = \exp(i\varphi_n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

где i – мнимая единица, значение фазы φ_n на каждом n -м кодовом интервале может принимать любое вещественное значение из диапазона $[0; 2\pi]$, N – период кодовой последовательности.

Периодическую автокорреляционную функцию кодовой последовательности $\{b_n\}_{0, N-1}$ определим на основании выражения:

$$r_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} b_{n+\tau(\text{mod } N)} \cdot b_n^*, \quad (2)$$

$$\tau = 0, 1, \dots, N-1$$

где b_n^* – комплексно-сопряженный кодовый элемент, τ – циклический сдвиг.

Целью данной работы является разработка метода синтеза p -фазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей длины $N = p^m - 1$, расстановка фаз в которых производится в соответствии с обобщенными разностными множествами с Зингеровыми параметрами.

Известные методы построения p -фазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей. Построение бинарных последовательностей с почти идеальной ПАКФ (уровень боковых лепестков ПАКФ равен -1) основано на теории циклических разностных множеств Адамара с параметрами ($\nu = 4t - 1, k = 2t - 1, \lambda = t - 1$).

В 2005 году в [3] были рассмотрены все известные на тот момент циклические разностные множества, приводящие к построению бинарных последовательностей с почти идеальной ПАКФ. К ним относятся разностные множества Пэли [5] с пара-

метром $v = 4t + 1 = p$; разностные множества Холла [6] с параметром $v = 4x^2 + 27 = p$; разностные множества Якоби [7] с параметром $v = 4t - 1 = p \cdot (p + 2)$ и большой класс разностных множеств с параметром $v = 2^m - 1$: разностные множества Зингера [8]; разностные множества Гордона-Миллса-Велча [9]; гиперовальные разностные множества (Сегрэ, Глинна 1-го и 2-го типов) [10]; разностные множества, построенные по степенным функциям Касами (H и B_k типов) [11, 12]. В 2012 году в работе [13] были описаны новые разностные множества Адамара, основанные на объединении циклотомических классов, с параметрами v , не являющиеся числами вида $2^m - 1$.

Помимо бинарных последовательностей с малым уровнем боковых лепестков ПАКФ большой теоретический и практический интерес представляют p -фазные последовательности, построение которых основано на замене символов p -арной последовательности длины $N = p^m - 1$, определенной над полем $GF(p)$, символами из алфавита, образованного делением круга на p равных частей. Данный класс p -фазных последовательностей имеет почти идеальную ПАКФ (уровень боковых лепестков ПАКФ равен -1) и ассоциируется с обобщенными разностными множествами с Зингеровыми параметрами

$$\left(v = \frac{p^m - 1}{p - 1}, k = \frac{p^{m-1} - 1}{p - 1}, \lambda = \frac{p^{m-2} - 1}{p - 1} \right).$$

На сегодняшний день были открыты следующие типы p -арных разностных множеств с Зингеровыми параметрами: p -арные М-последовательности [14] ($p \geq 3$); p -арные разностные множества Гордона-Миллса-Велча и их разновидности [15, 16] ($p \geq 3$); разностные множества Лин [17]

($p = 3$); разностные множества Хелесева-Кумара-Мартинсена [18] ($p = 3$); разностные множества Хелесева-Гонг [19] ($p \geq 3$); разностные множества Диллона [20] ($p = 3$); разностные множества Арасу-Плэйера [21]; разностные множества Людковски-Гонг [22] ($p = 3$); разностные множества Арасу-Диллона-Плэйера [23].

Впервые в 1971 году, в работе Амиантова [24] было показано, что если в бинарной последовательности $\{b_n\}_{0, N-1}$ с почти идеальной ПАКФ произвести замену символов $b_n = -1$ на символы:

$$b_n = \exp(i\alpha), \cos(\alpha) = \frac{N-1}{N+1}, \quad (3)$$

то можно получить бифазную унимодулярную дельта-коррелированную последовательность.

В [4] было показано, что для конструирования унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей можно воспользоваться не только известными бинарными последовательностями с почти идеальной ПАКФ, но известными тернарными последовательностями, заданными над полем $GF(3)$.

Так, если символам тернарной последовательности $\{c_n\}_{0, N-1}$ длины $N = 3^m - 1$ с элементами из поля $GF(3)$, ассоциированной с разностным множеством с Зингеровыми параметрами, поставить в соответствие следующие символы:

$$b_n = \begin{cases} 1, & \text{если } c_n = 0, \\ \exp(i\beta_1), & \text{если } c_n = 1, \\ \exp(i\beta_2), & \text{если } c_n = 2, \end{cases} \quad (4)$$

где $\beta_1 = \beta_2 \pm \arccos(d), \beta_2 = \arccos\left(d\sqrt{\frac{2}{1+d}}\right) +$

$\frac{1}{2} \arccos(d), \quad d = \frac{1-3^{m-1}}{2 \cdot 3^{m-1}} \quad d = \frac{1-3^{m-1}}{2 \cdot 3^{m-1}},$ то $\{b_n\}_{0, N-1}$ будет трехфазной унимодулярной дельта-коррелированной последовательностью.

Метод синтеза p -фазных унимогулярных дельта-коррелированных последовательностей. Запишем выражение, определяющее расстановку фаз в составе p -фазной последовательности по закону p -арной последовательности $\{c_n\}_{0, N-1}$ длины $N = p^m - 1$ (например, по закону p -арной М-последовательности):

$$b_n = \begin{cases} 1, & \text{если } c_n = 0, \\ \exp(i\beta_1), & \text{если } c_n = 1, \\ \vdots & \\ \exp(i\beta_{p-1}), & \text{если } c_n = p-1. \end{cases} \quad (5)$$

Следуя авторской работе [25], задача синтеза унимогулярных последовательностей вида (1) четной длины N с вещественным значением a боковых лепестков одноуровневой ПАКФ при условии $\varphi_0 = 0$ сводится к решению системы тригонометрических уравнений вида:

$$\begin{cases} \cos(\varphi_m) + \cos(\varphi_{N-m}) + \sum_{n=1}^{N-m-1} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+m}) + \sum_{n=1}^{m-1} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+N-m}) = a, \\ \cos(\varphi_K) + \sum_{n=1}^{N-K-1} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+K}) = a/2, \\ \sin(\varphi_m) - \sin(\varphi_{N-m}) - \sum_{n=1}^{N-m-1} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+m}) + \sum_{n=1}^{m-1} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+N-m}) = 0, \end{cases} \quad (6)$$

где $K = N/2$, $m = 1, 2, \dots, K$.

После подстановки значений элементов кодовой последовательности $\{b_n\}_{0, N-1}$, определенной на основании выражения (5) для $p \geq 3$, в выражение (6) и наложения условия на нулевой уровень боковых лепестков ($a = 0$), приходим к системе тригонометрических уравнений, определяющей неизвестные значения аргументов β_l , $l = 1, 2, \dots, p-1$ в составе кодовой последовательности. Для заданного значения p и произвольного значения m данная система тригонометрических уравнений будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} p^{m-1} - 1 + 2 \cdot p^{m-1} \sum_{l=1}^{(p-1)/2} \cos(\beta_l - \beta_{p-l}) = 0, \\ p^{m-1} - 1 + p^{m-1} \sum_{l=1}^{p-1} \cos(\beta_l) = 0, \\ p^{m-1} - 1 + p^{m-1} \sum_{l=1}^{p-1} \cos(\beta_l - \beta_{\theta^k \cdot l \pmod{p}}) = 0, \\ \sum_{l=1}^{p-1} \sin(\beta_l - \beta_{\theta^k \cdot l \pmod{p}}) = 0, \end{cases} \quad (7)$$

где θ – первообразный элемент поля $GF(p)$, $k = 1, 2, \dots, \frac{p-3}{2}$.

В авторской работе [26] было получено аналитическое выражение для построения пятифазной унимогулярной дельта-коррелированной последовательности длины

$N = 5^m - 1$. Если символам пентарной последовательности $\{c_n\}_{0, N-1}$ с элементами из поля $GF(5)$ поставить в соответствие следующие символы:

$$b_n = \begin{cases} 1, & \text{если } c_n = 0, \\ z_1 = \exp(i\beta_1), & \text{если } c_n = 1, \\ z_2 = \exp(i\beta_2), & \text{если } c_n = 2, \\ z_3 = \exp(i\beta_3), & \text{если } c_n = 3, \\ z_4 = \exp(i\beta_4), & \text{если } c_n = 4, \end{cases} \quad (8)$$

то система тригонометрических уравнений (7) будет иметь два решения, приводящие к построению неэквивалентных пятифазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей:

$$z_1 = s \cdot g, \quad z_2 = -s \frac{g}{h}, \quad z_3 = -s \cdot h, \quad z_4 = s, \quad (9)$$

$$z_1 = -s \frac{g}{h}, \quad z_2 = s \cdot g, \quad z_3 = s, \quad z_4 = -s \cdot h, \quad (10)$$

где, $s = \frac{h(1-5^{m-1} - \sqrt{1-5^m})}{5^{m-1}(h-1)(g-h)}$, $h = \sqrt{\frac{f + \sqrt{f^2 - 4g^2}}{2}}$, $f = \frac{g(1-5^{m-1})}{5^{m-1}} - g^2 - 1$, $g = \frac{1}{4 \cdot 5^{m-1}} \times$
 $\times \left(1 - 5^{m-1} - d - \sqrt{\frac{2(3 + 5^{m-1} - d)(-6 \cdot 5^{m-1} + 5^{2m-1} + 1)}{d}} \right)$, $d = \sqrt{14 \cdot 5^{m-1} + 5^{2m-1} - 3}$.

В данной работе были найдены численные решения системы тригонометрических уравнений (7) для построения p -фазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей для всех простых чисел p из диапазона $7 \leq p \leq 97$ и для значений длин последовательностей $N = p^m - 1 < 10^{10}$.

В табл. 1– 4 представлены результаты численного решения системы тригонометрических уравнений вида (7) для значений $p=7$, $p=11$, $p=13$ и $p=17$ соответственно. Значения фаз в таблицах приведены в радианах.

Таблица 1

Значения фаз для построения семифазной последовательности

m	$N = 7^m - 1$	$\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_6\}$
2	48	0,077835; 1,068277; 1,836660; 2,732382; 3,500764; 4,491206
3	342	0,534737; 1,449070; 2,325124; 3,222564; 4,098617; 5,012950
4	2400	0,756004; 1,656092; 2,550528; 3,448103; 4,342539; 5,242627
5	16806	0,843732; 1,741687; 2,638832; 3,536427; 4,433571; 5,331527
6	117646	0,877205; 1,774854; 2,672387; 3,569985; 4,467518; 5,365167
7	823542	0,889886; 1,787492; 2,685080; 3,582678; 4,480267; 5,377872
8	5764800	0,894683; 1,792282; 2,689878; 3,587476; 4,485073; 5,382672

Таблица 2

Значения фаз для построения одиннадцатифазной последовательности

m	$N = 11^m - 1$	$\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{10}\}$
2	120	-0,185753; 0,341290; 0,907120; 1,585205; 1,982637; 2,638718; 3,036149; 3,714235; 4,280065; 4,807107
3	1330	0,282715; 0,851291; 1,421386; 2,002529; 2,556434; 3,136672; 3,690577; 4,271720; 4,841814; 5,410391
4	14640	0,481070; 1,052042; 1,623135; 2,195243; 2,764851; 3,336886; 3,906493; 4,478601; 5,049694; 5,620666
5	161050	0,543848; 1,115026; 1,686215; 2,257496; 2,828550; 3,399825; 3,970879; 4,542160; 5,113349; 5,684527
6	1771560	0,562939; 1,134136; 1,705334; 2,276540; 2,847726; 3,418931; 3,990117; 4,561323; 5,132521; 5,703717

Таблица 3

Значения фаз для построения тринадцатифазной последовательности

m	$N = 13^m - 1$	$\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{12}\}$
2	168	-0,389898; 0,233372; 0,6752878; 1,180131; 1,591226; 2,128351; 2,507039; 3,044164; 3,455259; 3,960102; 4,402018; 5,025288
3	2196	0,206269; 0,702980; 1,182483; 1,667722; 2,144102; 2,633079; 3,106060; 3,595036; 4,071416; 4,556656; 5,036159; 5,532870
4	28560	0,406120; 0,890493; 1,373516; 1,856986; 2,339766; 2,823534; 3,306040; 3,789811; 4,272587; 4,756059; 5,239081; 5,723455
5	371292	0,461959; 0,945362; 1,428661; 1,911995; 2,395274; 2,878631; 3,361890; 3,845247; 4,328527; 4,811860; 5,295159; 5,778562
6	4826808	0,477402; 0,960731; 1,444051; 1,927374; 2,410692; 2,894017; 3,377334; 3,860659; 4,343977; 4,827300; 5,310620; 5,793949

Таблица 4

Значения фаз для построения семнадцатифазной последовательности

m	$N = 17^m - 1$	$\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{16}\}$
2	288	-0,406745; -0,080847; 0,362363; 0,736766; 0,987377; 1,484380; 1,792176; 2,213617; 2,439914; 2,861356; 3,169151; 3,666154; 3,916765; 4,291169; 4,734378; 5,060276
3	4912	0,133542; 0,500033; 0,874608; 1,244679; 1,606313; 1,984385; 2,349855; 2,722917; 3,082842; 3,455905; 3,821374; 4,199447; 4,561080; 4,931152; 5,305726; 5,672217
4	83520	0,310990; 0,680404; 1,050299; 1,419926; 1,789052; 2,159155; 2,528508; 2,898313; 3,267337; 3,637142; 4,006496; 4,376598; 4,745724; 5,115352; 5,485247; 5,854661
5	1419857	0,355342; 0,724931; 1,094547; 1,464148; 1,833719; 2,203348; 2,572933; 2,942544; 3,312109; 3,681721; 4,051305; 4,420934; 4,790505; 5,160106; 5,529723; 5,899311
6	24137568	0,366139; 0,735738; 1,105338; 1,474937; 1,844535; 2,214136; 2,583734; 2,953334; 3,322931; 3,692531; 4,062129; 4,431730; 4,801328; 5,170927; 5,540527; 5,910125

Таблица 5

Количество формируемых последовательностей

p	$\varphi(p-1)$								
2	1	13	4	31	8	53	24	73	24
3	1	17	8	37	12	59	28	79	24
5	2	19	6	41	16	61	16	83	40
7	2	23	10	43	12	67	20	89	40
11	4	29	12	47	22	71	24	97	32

Новое преобразование эквивалентности для p -арных последовательностей. С помощью эквивалентных преобразований (циклических сдвигов, децимаций и комплексных сопряжений) можно получить множество новых последовательностей с такими же периодическими корреляционными свойствами. Применительно к p -арным последовательностям $\{c_n\}_{0, N-1}$ эквивалентные преобразования можно представить следующим образом:

1) циклические сдвиги:

$$c_n^{(m)} = c_{n+m \pmod{N}}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1, \quad (11)$$

2) комплексные сопряжения:

$$c_n^* = p - c_n, \quad (12)$$

3) децимации:

$$c_n^{(l)} = c_{n \cdot \nu_l \pmod{N}}, \quad (13)$$

где $\nu_l, l = 0, 1, \dots, \varphi(N)-1$ – числа, взаимно простые с N , $\varphi(N)$ – фи-функция Эйлера от числа N .

На основании анализа решений системы тригонометрических уравнений (7) было получено новое эквивалентное преобразование для p -арных последовательностей, позволяющее строить новые последовательности, так же соответствующих разностным множествам с Зингеровыми параметрами, и которые невозможно получить с помощью циклических сдвигов, комплексных сопряжений и децимаций.

Пусть $\{c_n\}_{0, N-1}$ – p -арная последовательность, построенная на основании разностного множества с Зингеровыми параметрами. Тогда на основании следующего преобразования можно получить новые p -арные, так же соответствующие

разностному множеству с такими же параметрами:

$$c_n^{m(j)} = (c_n)^{\nu_j} \pmod{p}, \quad (14)$$

где $\nu_j, j = 0, 1, \dots, \varphi(p-1)-1$ – числа, взаимно простые с $p-1$, $\varphi(p-1)$ – фи-функция Эйлера от числа $p-1$. Число новых эквивалентных последовательностей, получаемых из p -арной последовательности на основании выражения (14), определяется количеством взаимно простых чисел с числом $p-1$. В табл. 5 приведено количество формируемых новых эквивалентных последовательностей для значений p в диапазоне $2 \leq p \leq 97$.

Заключение. В работе рассмотрены вопросы построения p -фазных унимодулярных дельта-коррелированных последовательностей, структура которых определяется на основании p -арных последовательностей, ассоциированных с обобщенными разностными множествами с Зингеровыми параметрами. Приведено аналитическое решение полученной системы нелинейных уравнений для случая $p=5$ и численные решения для $p=7, p=11, p=13$ и $p=17$. Полный список найденных решений для всех простых чисел p из диапазона $7 \leq p \leq 97$ и для значений длин последовательностей $N = p^m - 1 < 10^{10}$ размещен на сайте [27] в разделе построения кодов. Получено преобразование, которое при $p \geq 5$ позволяет строить новые эквивалентные p -арные последовательности и существенно расширить класс обобщенных разностных множеств с Зингеровыми параметрами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы» ГК № 14.В37.21.0160 и финансовой поддержке грантов РФФИ № 12-07-00552, НИР №1.07.2012, ГК №02.740.11.0838, ГК № П783, гранта Президента РФ МК-2636.2011.9.

Список литературы

1. *Ипатов, В.П.* Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами / В.П. Ипатов. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.
2. *Ипатов, В.П.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В.П. Ипатов; Пер. с англ. – М.: Техносфера, 2007. – 448 с.
3. *Golomb, S.W.* Signal design for good correlation for wireless communication, cryptography, and radar / S.W. Golomb, G. Gong. – New York: Cambridge University Press, 2005 – 438 p.
4. *Fan, P.* Sequences Design for Communicational Applications / P. Fan, M. Darnell. – Taunton, Somerset, England: RSP Ltd, 1996. – 493 p.
5. *Paley, R.E.A.C.* On Orthogonal Matrices / R.E.A.C Paley // J. Math. Phys. – 1933, No 12. Pp. 311 – 320.
6. *Hall, M.* Survey of difference sets / M. Hall // Proc. Am. Math. Soc. – 1956. – Vol. 7. – Pp. 975 – 986.
7. *Stanton, R.G.* / R.G. Stanton, D.A. Sprott // A family of difference sets. Canadian J. Math. – 1958. – Vol. 10. – Pp. 73 – 77.
8. *Singer, J.* A theorem in finite projective geometry and some applications to number theory / J. Singer // Trans. Amer. Math. Soc. – 1938. – Vol. 43. – Pp. 377 – 385.
9. *Gordon, B.* Some new difference sets / B. Gordon, W.H. Mills, L.R. Welch // Canadian J. Math. – 1962 – Vol. 14. – Pp. 614 – 625.
10. *Maschietti, A.* Difference sets and hyperovals / A. Maschietti // Designs, Codes and Cryptography. – 1998. – Vol. 14. – Pp. 89 – 98.
11. *No, J.S.* Binary pseudorandom sequences of period $2^m - 1$ with ideal autocorrelation generated by the polynomial $z^d + (z+1)^d$ / J.S. No, H.B. Chung, M.S. Yun // IEEE Trans. Inform. Theory. – 1998. – Vol. 44. – Pp. 1278 – 1282.
12. *Dillon, J.F.* New cyclic difference sets with singer parameters / J.F. Dillon, H. Dobbertin // Finite Fields and Their Applications. – 2004. – Vol. 10. – Pp. 342 – 389.
13. *Xiang, Q.* Cyclotomy, gauss sums, difference sets and strongly regular Cayley graphs / Q. Xiang // Sequences and Their Applications – SETA 2012: 7th International Conference, Waterloo, ON, Canada, June 4-8, 2012: Proceedings. – Springer, 2012. – Pp. 245 – 256.
14. *Zierler, N.* Linear recurring sequences / N. Zierler // J. Soc. Ind. Appl. Math. – 1959. – Vol. 7. – Pp. 31 – 48.
15. *Antweler, M.* Complex sequences over $GF(p^n)$ with two-level autocorrelation function and a large linear span / M. Antweler, L. Bomer // IEEE Trans. On Inform. Theory. – 1992. – Vol. 38, No. 1. – Pp. 120 – 130.

References

1. *Ipatov V. P.* Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korrelyatsionnymi svoystvami [Periodic Discrete Signals with Optimum Correlated Properties]. Moscow: Radio i svyaz', 1992. 152 p.
2. *Ipatov V. P.* Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya [Broadband systems and code signal separation. Principles and Application]. Trans. from English. Moscow: Tekhnosfera, 2007. 448 p.
3. *Golomb S.W., Gong G.* Signal design for good correlation for wireless communication, cryptography, and radar. New York: Cambridge University Press, 2005. 438 p.
4. *Fan P., Darnell M.* Sequences Design for Communicational Applications. Taunton, Somerset, England: RSP Ltd, 1996. 493 p.
5. *Paley R.E.A.C.* On Orthogonal Matrices. J. Math. Phys. 1933, No 12. Pp. 311 – 320.
6. *Hall, M.* Survey of difference sets. Proc. Am. Math. Soc. 1956. Vol. 7. Pp. 975 – 986.
7. *Stanton R.G., Sprott D.A.* A family of difference sets. Canadian J. Math. 1958. Vol. 10. Pp. 73 – 77.
8. *Singer, J.* A theorem in finite projective geometry and some applications to number theory. Trans. Amer. Math. Soc. 1938. Vol. 43. Pp. 377 – 385.
9. *Gordon B., Mills W.H., Welch L.R.* Some new difference sets. Canadian J. Math. 1962. Vol. 14. Pp. 614 – 625.
10. *Maschietti A.* Difference sets and hyperovals. Designs, Codes and Cryptography. 1998. Vol. 14. Pp. 89 – 98.
11. *No J.S., Chung H.B., Yun M.S.* Binary pseudorandom sequences of period $2^m - 1$ with ideal autocorrelation generated by the polynomial $z^d + (z+1)^d$. IEEE Trans. Inform. Theory. 1998. Vol. 44. Pp. 1278 – 1282.
12. *Dillon J.F., Dobbertin H.* New cyclic difference sets with singer parameters. Finite Fields and Their Applications. 2004. Vol. 10. Pp. 342 – 389.
13. *Xiang Q.* Cyclotomy, gauss sums, difference sets and strongly regular Cayley graphs. Sequences and Their Applications – SETA 2012: 7th International Conference, Waterloo, ON, Canada, June 4-8, 2012: Proceedings. Springer, 2012. Pp. 245 – 256.
14. *Zierler N.* Linear recurring sequences. J. Soc. Ind. Appl. Math. 1959. Vol. 7. Pp. 31 – 48.
15. *Antweler M., Bomer L.* Complex sequences over $GF(p^n)$ with two-level autocorrelation function and a large linear span // IEEE Trans. On Inform. Theory. 1992. Vol. 38, No. 1. Pp. 120 – 130.

16. Gong, G. Q -ary cascaded GMW sequences / G. Gong // IEEE Trans on Information Theory. – 1996. – Vol. 12. – Pp. 263 – 267.
17. Lin, H.A. From cyclic Hadamard difference sets to perfectly balanced sequences / H.A. Lin // Ph.D. Dissertation, University of Southern California, 1998.
18. Helleseth, T. A new family of ternary sequences ideal autocorrelation function / T. Helleseth, P.V. Kumar, H. Martinsen // Des. Codes Cryptogr. – 2001. – Vol. 23, No. 2. – Pp. 157 – 166.
19. Helleseth, T. New nonbinary sequences with ideal two-level autocorrelation / T. Helleseth, G. Gong // IEEE Trans. Inform. Theory. – 2002. – Vol.48, No.11. – Pp. 2868 – 2872.
20. Dillon, J.F. New p -ary perfect sequences and difference sets with Singer parameters / J.F. Dillon // Sequences and their applications. – Bergen, 2001. – Pp. 23 – 33.
21. Arasu, K.T. New families of Singer difference sets in characteristics three using Jacobi sums / K.T. Arasu, K. Player // Designs Codes and Cryptography. – 2003. – Vol. 28, No.1. – Pp. 75 – 91.
22. Ludkovski, M. New families of ideal 2-level autocorrelation ternary sequences from second order DHT / M. Ludkovski, G. Gong // Proceedings of the second International Workshop on Coding and Cryptography. – Paris, 2001. – Pp. 345 – 354.
23. Arasu, K.T. Character sum factorizations yield perfect sequences / K.T. Arasu, J.F. Dillon, K.J. Player // Preprint, 2010.
24. Амиантов, И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи / И. Н. Амиантов. – М.: Советское радио, 1971. – 416 с.
25. Леухин, А.Н. Синтез шумоподобных фазокодированных последовательностей / А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев // Учёные записки Казанского государственного университета. – 2008. – Т. 150, кн. 2. – С. 38 – 50.
26. Леухин, А.Н. Новые трехфазные и пятифазные последовательности с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией / А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев // Математические методы распознавания образов: 15-я Всероссийская конференция, г. Петрозаводск, 11-17 сентября 2011 г.: Сборник докладов. – Петрозаводск: МАКС Пресс, 2011. – С. 235 – 238.
27. Тематический сайт, посвященный синтезу сигналов и их применению [Электронный ресурс]. Дата обновления: 28.08.2012. – URL:<http://signalslab.vlgatech.net> (дата обращения: 28.08.2012).
16. Gong, G. Q -ary cascaded GMW sequences. IEEE Trans on Information Theory. – 1996. Vol. 12. Pp. 263 – 267.
17. Lin, H.A. From cyclic Hadamard difference sets to perfectly balanced sequences. Ph.D. Dissertation, University of Southern California, 1998.
18. Helleseth T., Kumar P.V., Martinsen H. A new family of ternary sequences ideal autocorrelation function. Des. Codes Cryptogr. 2001. Vol. 23, No. 2. Pp. 157 – 166.
19. Helleseth T., Gong G. New nonbinary sequences with ideal two-level autocorrelation. IEEE Trans. Inform. Theory. 2002. Vol. 48, No.11. Pp. 2868 – 2872.
20. Dillon J.F., New p -ary perfect sequences and difference sets with Singer parameters. Sequences and their applications. Bergen, 2001. Pp. 23 – 33.
21. Arasu K.T., Player K. New families of Singer difference sets in characteristics three using Jacobi sums. Designs Codes and Cryptography. 2003. Vol. 28, No.1. Pp. 75 – 91.
22. Ludkovski M., Gong G. New families of ideal 2-level autocorrelation ternary sequences from second order DHT. Proceedings of the second International Workshop on Coding and Cryptography. – Paris. 2001. Pp. 345 – 354.
23. Arasu, K.T., Dillon, J.F., Player, K.J. Character sum factorizations yield perfect sequences. Preprint, 2010.
24. Amiantov, I. N. Izbrannye voprosy statisticheskoy teorii svyazi [Selected Problems of Statistical Communication Theory]. Moscow: Sov. radio, 1971. 416 p.
25. Leukhin A. N. Parsaev N. V. Sintez шумоподобных фазокодированных последовательностей [Synthesis of Noise-type Phase-coded Sequences]. Uchenye zapiski Kazanskogo gosudarstvennogo universiteta [Scientific Proceedings of Kazan State University]. 2008. Vol. 150, b. 2. P. 38-50.
26. Leukhin A. N. Parsaev N. V. Novye trekhfaznye i pyatifaznye posledovatel'nosti s odnourovnevoy periodicheskoy avtokorrelatsionnoy funktsiyey. [New Three-phase and Five-phase Sequences with Single-level Periodic Autocorrelation Function]. Matematicheskie metody raspoznavaniya obrazov: 15-ya Vserossiyskaya konferentsiya, g. Petrozavodsk, 11-17 sentyabrya 2011 g.: Sbornik dokladov [Mathematical Methods of Pattern Recognition: The 15th All-Russian Conference, Petrozavodsk, September 11-17, 2011: Conference Proceedings. MAKS PRESS, 2011. P. 235-238.
27. Tematicheskiiy sait, posvyashchennyi sintezu signalov i ikh primeneniyu [Thematic website, dedicated to the synthesis of signals and their application] [Electronic resource]. Update date: 28.08.2012. - URL:<http://signalslab.vlgatech.net> (Access date 28.08.2012).

Статья поступила в редакцию 03.09.12.

ПАРСАЕВ Николай Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры информационной безопасности, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор 30 публикаций.

E-mail: code@volgatech.net

ЛЕУХИН Анатолий Николаевич – доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой информационной безопасности, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор 170 публикаций, в том числе соавтор двух монографий.

E-mail: code@volgatech.net

ГАЙВОРОНСКИЙ Дмитрий Вячеславович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ) (Российская Федерация, Санкт-Петербург). Область научных интересов – широкополосные системы радионавигации, теория сигналов. Автор 19 публикаций

E-mail: dvgaivoronschi@rambler.ru

PARSAEV Nikolay Vladimirovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Information Security, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and coding theory, synthesis, analysis and the digital processing of compound signals. The author of 30 publications.

E-mail: code@volgatech.net

LEUKHIN Anatoly Nikolaevich – Doctor of Physics and Mathematics, the Head of the Chair of Information Security, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and coding theory, synthesis, analysis and the digital processing of compound signals. The author of more than 170 publications, the co-author of two monographs.

E-mail: code@volgatech.net

GAIVORONSKY Dmitry Vyacheslavovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Radio Engineering Systems, Saint Petersburg State Electrotechnical University «LETI» named after V. I. Ulyanov (Lenin) (Russian Federation, Saint Petersburg). The sphere of scientific interests is broadband radio navigation systems, the theory of signals. The author of 19 publications.

E-mail: dvgaivoronschi@rambler.ru

N. V. Parsaev, A. N. Leukhin, D. V. Gaivoronsky

NEW P-PHASE UNIMODULAR DELTA-CORRELATED SEQUENCES

Key words: *unimodular sequences; perfect periodic autocorrelation function; difference sets with Singer parameters.*

The problems of the construction of p -phase unimodular sequences with perfect periodic autocorrelation function are considered. For the first time analytic forms for the formation of p -phase sequences with the arbitrary level of side lobes are received. Analytic forms for 5-phase sequences with the zero level of side lobes of periodic autocorrelation are received. It is stated that synthesized p -phase sequences lead to the formation of new almost difference sets nonequivalent to known before. The analysis of the equivalence search was conducted among known almost difference sets of Arasu, Ding, Hellese, Kumar, difference sets with Singer parameters (p -ary M-sequences and p -ary GMW-sequences). The problems of the practical application of synthesized p -phase unimodular DELTA-CORRELATED sequences are considered. The received result in the field of the construction of sequences with set properties of periodic autocorrelation function is of considerable interest for developers of radar stations with continuous radiation.

УДК 519.2

Д. Г. Хафизов, А. О. Евдокимов

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ВРАЩЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ГРУППОВЫХ ТОЧЕЧНЫХ ОБЪЕКТОВ

Проанализированы существующие методы оценки параметров вращения пространственных групповых точечных объектов, представленных в виде кватернионных сигналов. Получены характеристики оценки точности совмещения, позволяющие провести количественное сравнение существующих алгоритмов совмещения кватернионных сигналов при прочих равных условиях.

Ключевые слова: пространственный групповой точечный объект; метод главных компонент; кватернионный сигнал.

Введение. Задачи обработки 2D и 3D-изображений в виде скоплений точечных объектов характерны для целого ряда радиотехнических систем. При этом надежность результатов обработки таких изображений зависит от выбранной модели представления точечного объекта. Как было показано в работах [1–7], наиболее адекватной моделью представления с позиции применяемого математического аппарата и наибольшей информативности меры схожести является представление в виде кватернионных сигналов (КТС). Однако в связи с некоммутативностью операции умножения кватернионов возникает проблема неинвариантности меры схожести КТС к параметрам вращения групповых точечных объектов, которой не существовало при обработке плоских групповых точечных объектов. Таким образом, решение задачи оценки параметров вращения необходимо для возможности дальнейшей обработки пространственных групповых точечных объектов (ПГТО).

Решению задач оценки параметров вращения или совмещения ПГТО посвящен ряд работ и здесь можно выделить следующие методы: метод совмещения с последующим усреднением [1]; метод

оценки параметров вращения на основе амплитудно-фазовых моделей (АФМ) [8]; метод оценки параметров вращения на основе сферических гармоник [2]; метод оценки параметров вращения по результатам фильтрации [9] и двухэтапный метод оценки параметров вращения.

Цель работы – анализ данных методов с целью сравнения их эффективности. Рассмотрим кратко, в чем состоит суть перечисленных методов оценки параметров вращения ПГТО, представленных с помощью КТС.

Методы оценки параметров вращения ПГТО

1. *Метод совмещения с последующим усреднением.* Пусть $\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0,s-1}$ – исходный КТС, а $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$ – тот же КТС после поворота на неизвестный угол вокруг произвольной оси (рис. 1, а).

Основным условием применения данного метода является одинаковая нумерации соответствующих кватернионов в обоих сигналах.

Совместим между собой произвольно выбранный кватернион $q(m)$ из КТС $\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0,s-1}$ с соответствующим кватернионом $p(m)$ из КТС $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$.

Для этого на основе операции скалярного произведения определяем угол $2\varphi_m$ между $q(m)$ и $p(m)$, а также нормаль $r(m) = r_1(m)i + r_2(m)j + r_3(m)k$ к плоскости, в которой расположены кватернионы $q(m)$ и $p(m)$ – ось вращения, т.е.

$$(q(m), p(m)) = \underbrace{(q_1(m)p_1(m) + q_2(m)p_2(m) + q_3(m)p_3(m))}_{\text{Re}(q(m), p(m))} + \underbrace{(q_3(m)p_2(m) - q_2(m)p_3(m))}_{r_1(m)}i +$$

$$+ \underbrace{(q_1(m)p_3(m) - q_3(m)p_1(m))}_{r_2(m)}j + \underbrace{(q_2(m)p_1(m) - q_1(m)p_2(m))}_{r_3(m)}k.$$

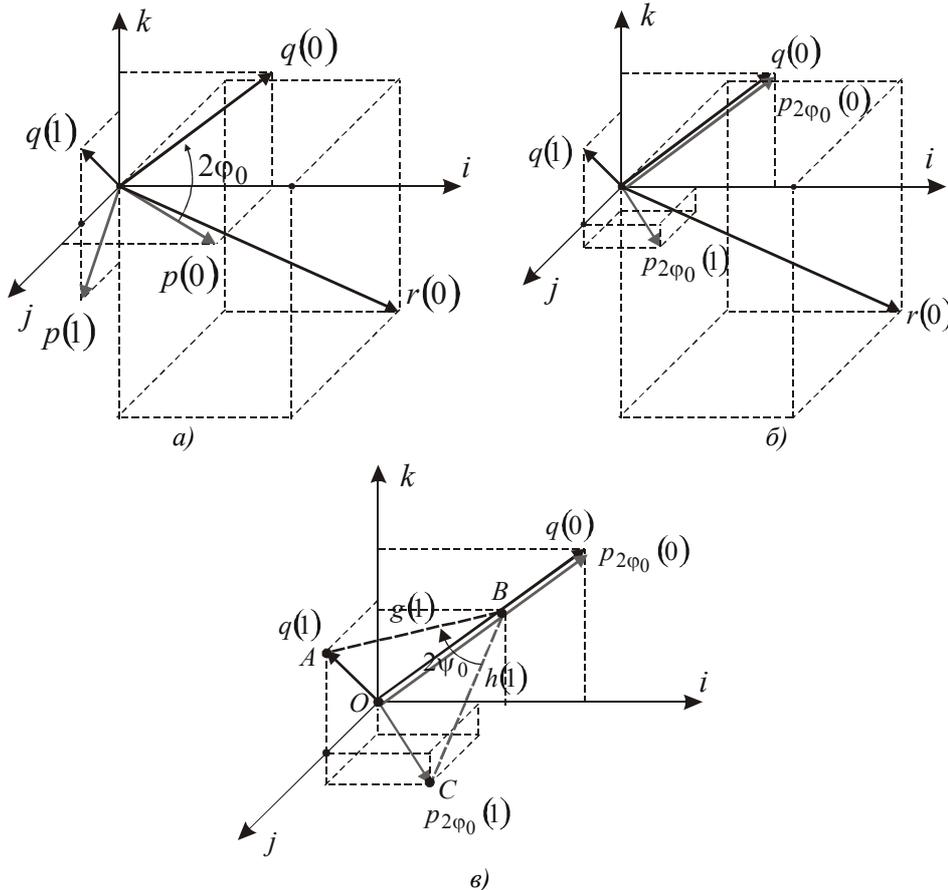


Рис. 1. К решению задачи совмещения незашумленных кватернионных сигналов: а) КТС $\mathbf{P} = \{p(0), p(1)\}$, повернутый относительно КТС $\mathbf{Q} = \{q(0), q(1)\}$; б) совмещение кватернионов $q(0)$ и $p(0)$ поворотом КТС \mathbf{P} относительно нормали $r(0)$ на угол $2\varphi_0$; в) полное совмещение КТС путем поворота на угол $2\varphi_0$

Тогда кватернион $b_{2\varphi_m}$, вращающий КТС \mathbf{P} на угол $2\varphi_m$ вокруг нормали $r(m)$, имеет вид

$$b_{2\varphi_m} = \cos \varphi_m + [r_1(m)i + r_2(m)j + r_3(m)k] \frac{\sin \varphi_m}{|r(m)|},$$

где $\varphi_m = \frac{1}{2} \arccos \frac{\text{Re}(q(m), p(m))}{|q(m)| \cdot |p(m)|}$.

В результате такого поворота получаем промежуточный КТС $\mathbf{P}_{2\varphi_m} = \{p_{2\varphi_m}(n)\}_{0,s-1} = b_{2\varphi_m} \mathbf{P} b_{2\varphi_m}^{-1}$, у которого кватернион $p_{2\varphi_m}(m)$ совмещен с кватернионом $q(m)$ исходного сигнала (рис. 1, б), т.е. $p_{2\varphi_m}(m) = q(m)$.

Для полного совмещения КТС \mathbf{P} и \mathbf{Q} необходимо повернуть полученный про-

межуточный КТС $\mathbf{P}_{2\varphi_m}$ вокруг оси, задаваемой совмещенными кватернионами $q(m)$ и $p_{2\varphi_m}(m)$, на пока не известный угол $2\psi_m$. Подход к определению этого угла поясняется на рис. 1, в. Здесь представлена ситуация, когда у КТС \mathbf{Q} и $\mathbf{P}_{2\varphi_m}$ совмещены кватернионы $q(0)$ и $p_{2\varphi_0}(0)$. Для полного совмещения сигналов необходимо совместить кватернионы $q(1)$ и $p_{2\varphi_0}(1)$ поворотом на угол $2\psi_0$ вокруг оси, образованной кватернионами $q(0)$ и $p_{2\varphi_0}(0)$. Этот угол равен углу между кватернионами $g(1)$ и $h(1)$, которые задают векторы \vec{AB} и \vec{CB} , проектирующие соответственно точки A и B на ось вращения. В результате угол $2\psi_0$ между кватернионами $g(1)$ и $h(1)$ будет равен

$$2\psi_0 = \arccos \frac{\operatorname{Re}(g(1), h(1))}{|g(1)||h(1)|}.$$

В связи с тем, что операция вращения КТС обладает свойством конформности [2], углы между его кватернионами при повороте не меняются, поэтому при отсутствии шумов совмещение двух соответствующих кватернионов приводит к совмещению КТС \mathbf{Q} и \mathbf{P} . Хотя последнее выражение было получено применительно к КТС из двух кватернионов, оно остается справедливым для кватернионных сигналов с произвольной размерностью.

Задача совмещения двух КТС значительно усложняется при воздействии координатных шумов, поэтому абсолютно точное совмещение КТС становится невозможным и эта операция, выполненная по описанному выше алгоритму, сопровождается случайными ошибками совмещения каждого из кватернионов сигнала. С целью уменьшения этих ошибок после точного совмещения кватернионов $q(m)$ и $p(m)$ зашумленных сигналов

$\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0,s-1}$ и $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$ необходимо определить углы поворота $2\psi_{m,n}$ промежуточного КТС $\mathbf{P}_{2\varphi_m}$, вычисленных по каждой паре кватернионов $q(n)$ и $p_{2\varphi_m}(n)$, $m \neq n$, т.е.

$$2\psi_{m,n} = \arccos \frac{(g(n), h(n))_{E^3}}{|g(n)||h(n)|},$$

$$n = 0, 1, \dots, s-1, n \neq m.$$

Далее для фиксированного значения m , $m \neq n$ находится оценка среднего значения случайных величин $2\psi_{m,n}$

$$\overline{2\psi_m} = \frac{1}{s-1} \sum_{n=0}^{s-1} 2\psi_{m,n}, n \neq m$$

и на этот угол при помощи вращающего кватерниона $b_{\overline{2\psi_m}}$ поворачивается промежуточный КТС $\mathbf{P}_{2\varphi_m}$

$$b_{\overline{2\psi_m}} = \cos \overline{\psi_m} \pm \frac{q_1(m)i + q_2(m)j + q_3(m)k}{|q(m)|} \sin \overline{\psi_m},$$

здесь знак «+» или «-» выбирается из условия требуемого направления вращения.

Тогда результирующий вращающий кватернион будет равен $b_m = b_{\overline{2\psi_m}} b_{2\varphi_m}$ и, следовательно, совмещенный КТС

$$\mathbf{P}_{2\varphi_m, \overline{2\psi_m}} = b_{\overline{2\psi_m}} \mathbf{P}_{2\varphi_m} b_{\overline{2\psi_m}}^{-1} = b_{2\varphi} b_{\overline{2\psi_m}} \mathbf{P}_{2\varphi_m} b_{\overline{2\psi_m}}^{-1} b_{2\varphi}^{-1} = b_m \mathbf{P} b_m^{-1}.$$

Дальнейшее снижение ошибки совмещения зашумленных КТС может быть достигнуто при последовательной смене номеров первых, точно совмещаемых кватернионов $q(m)$ и $p(m)$, $m = 0, 1, \dots, s-1$. Для каждого значения m находятся углы поворотов $2\varphi_m$ и $\overline{2\psi_m}$ и вычисляется совмещенный КТС $\mathbf{P}_{2\varphi_m, \overline{2\psi_m}}$. Окончательное значение совмещенного КТС $\mathbf{P}_{2\varphi, \overline{2\psi}}$ находится усреднением компонент

кватернионных сигналов $\mathbf{P}_{2\varphi_m, 2\psi_m}$:

$$\mathbf{P}_{2\varphi, 2\psi} = \frac{1}{s} \sum_{m=0}^{s-1} \mathbf{P}_{2\varphi_m, 2\psi_m}.$$

2. Метод оценки параметров вращения на основе амплитудно-фазовой модели представления ПГТО. Амплитудно-фазовая модель представления пространственного группового точечного объекта основана на представлении точек ПГТО в сферической системе координат. Каждая из точек в таком представлении задается в координатах, где по осям OX и OY откладываются угловые координаты (углы в вертикальной и горизонтальной плоскостях сферической системы отсчета), а по оси OZ длина вектора, соединяющего центр системы отсчета с n -й точкой ПГТО:

$$\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0,s-1} = \{q_1(n)i + q_2(n)j + q_3(n)k\}_{0,s-1} = \{\psi(n), \varphi(n), |R(n)|\}_{0,s-1},$$

где $|R(n)| = \sqrt{q_1(n)^2 + q_2(n)^2 + q_3(n)^2}$;

$$\psi(n) = \arccos \frac{q_3(n)}{\sqrt{q_1(n)^2 + q_2(n)^2 + q_3(n)^2}};$$

$$\varphi(n) = \arctg \frac{q_2(n)}{q_1(n)}.$$

Здесь следует отметить, что для перехода к амплитудно-фазовой модели представления кватернионного сигнала необходимо, чтобы ориентация обрабатываемых КТС была одинаковой. Таким образом, как при формировании алфавита эталонных КТС, так и при анализе зашумленного КТС, перед переходом к амплитудно-фазовой модели необходимо совмещать центр тяжести сигнала с направлением специального кватерниона вида $q_z = k$ (осью OZ), т.е. найти такой вращающий кватернион b_z^Q , который обеспечивал бы совмещение центра тяжести с осью OZ [8]:

$$b_z^Q = \cos \left(\frac{1}{2} \arccos \left(\frac{c_3^Q}{|c^Q|} \right) \right) +$$

$$+ \frac{c_2^Q i - c_1^Q j}{\sqrt{(c_2^Q)^2 + (c_1^Q)^2}} \sin \left(\frac{1}{2} \arccos \left(\frac{c_3^Q}{|c^Q|} \right) \right),$$

где $c^Q = c_1^Q i + c_2^Q j + c_3^Q k$ – кватернион, задающий центр тяжести КТС \mathbf{Q} .

Для непосредственной оценки параметров вращения пространственного ГТО был использован метод наибольшего правдоподобия на основе выражения для совместной плотности распределения модуля $|R(n)|$ и углов $\psi(n)$ и $\varphi(n)$ точек ПГТО [7]

$$W_3(|R(n)|, \psi(n), \varphi(n)) = \frac{|R(n)|^2 \sin(\psi(n))}{\sigma^3 (2\pi)^{3/2}} \times$$

$$\times e^{-\frac{(|R(n)| \sin(\psi(n)) \cos(\varphi(n) - q_1(n)))^2}{2\sigma^2}} \times$$

$$\times e^{-\frac{(|R(n)| \sin(\psi(n)) \sin(\varphi(n) - q_2(n)))^2}{2\sigma^2}} e^{-\frac{(|R(n)| \cos(\psi(n) - q_3(n)))^2}{2\sigma^2}}$$

Так как перед переходом к АФМ пространственного группового точечного объекта сначала выполняется совмещение центра тяжести объекта с осью OZ , то код повернутого ПГТО будет отличаться от исходного только величиной угла в горизонтальной плоскости $\Delta\varphi$, таким образом, поворот ПГТО будет приводить к сдвигу его амплитудно-фазовой модели вдоль оси OY на величину $\Delta\varphi$ относительно эталонной, поэтому для получения оценки угла поворота необходимо найти этот сдвиг амплитудно-фазовой модели по оси OY относительно функции $W(\psi(n), \varphi(n), |R(n)|)$. Такое возможно при максимизации по параметру $\Delta\varphi$ функции правдоподобия вида

$$L(\Delta\varphi) = \sum_{m=0}^{s-1} \sum_{n=0}^{s-1} \frac{|R(m)|^2 \sin(\psi(m))}{\sigma^3 (2\pi)^{3/2}} \times$$

$$\times e^{-\frac{(|R(m)| \sin(\psi(m)) \cos(\varphi(m) + \Delta\varphi - q_1(n)))^2}{2\sigma^2}}$$

$$\times e^{-\frac{(|R(m)| \sin(\psi(m)) \sin(\varphi(m) + \Delta\varphi - q_2(n)))^2}{2\sigma^2}} e^{-\frac{(|R(m)| \cos(\psi(m) - q_3(n)))^2}{2\sigma^2}}$$

Максимум данной функции достигается при $\Delta\hat{\varphi} = \left[\sum_{m=0}^{s-1} \sum_{n=0}^{s-1} \varphi_q(n) - \varphi_p(m) \right] / s^2$.

Учитывая неоднозначность (циклическость) задания углов, последнее выражение не всегда позволяет получить правильную оценку угла. С учетом этого было предложено рассчитывать набор оценок угла $\Delta\hat{\varphi}_l$

$$\Delta\hat{\varphi}_l = \frac{\sum_{m=0}^{s-1} \sum_{n=0}^{s-1} \varphi_q(n) - [\varphi_p(m) + 2\pi \cdot \varepsilon_{m,l}]}{s \cdot s},$$

$l = 0, 1, \dots, s,$

где $E = \{\varepsilon_{m,l}\} = \left\{ \begin{matrix} \overbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & \dots & 1 \end{matrix}}^s \\ \end{matrix} \right\} s$.

При этом величины $\varphi_q(n)$ и $\varphi_p(m)$ должны быть упорядочены по возрастанию. Далее проверив, при каком угле поворота $\Delta\hat{\varphi}_l$ идентифицировано наибольшее число точечных отметок, определяем требуемую оценку угла поворота $\Delta\hat{\varphi}$, тогда вращающий кватернион $b_{\Delta\hat{\varphi}} = \cos\left(\frac{\Delta\hat{\varphi}}{2}\right) + \sin\left(\frac{\Delta\hat{\varphi}}{2}\right)k$.

Результирующий вращающий кватернион будет выглядеть следующим образом

$$b = b_z^{\mathbf{Q}^{-1}} \cdot b_{\Delta\hat{\varphi}} \cdot b_z^{\mathbf{P}},$$

т.е. КТС $\mathbf{P}^{совм}$, совмещенный с КТС \mathbf{Q} будет определяться следующим образом

$$\mathbf{P}^{совм} = \mathbf{b}\mathbf{P}\mathbf{b}^{-1} = b_z^{\mathbf{Q}^{-1}} \cdot b_{\Delta\hat{\varphi}} \cdot b_z^{\mathbf{P}} \times \mathbf{P} \cdot b_z^{\mathbf{P}^{-1}} \cdot b_{\Delta\hat{\varphi}}^{-1} \cdot b_z^{\mathbf{Q}}$$

3. Метод оценки параметров вращения на основе сферических гармоник. Данная методика позволяет оценивать параметры вращения КТС на основе спектрального разложения ассоциированных с кватернионным сигналом функций в ор-

тогональном базисе сферических гармоник.

Сферическая функция $\Phi(\theta, \varphi)$, соответствующая кватернионному сигналу \mathbf{Q} , задается в виде

$$\Phi(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{s-1} \delta(\theta - \theta(n)) \cdot \delta(\varphi - \varphi(n)),$$

где $\theta(n) = \arccos\left(\frac{q_3(n)}{|q(n)|}\right)$,

$\varphi(n) = \arctan\left(\frac{q_2(n)}{q_1(n)}\right)$ – сферические координаты точек ПГТО.

Аналогично задается функция $\Psi(\theta, \varphi)$, соответствующая повернутому КТС \mathbf{P} .

Спектральные представления этих функций γ_{lm}^{Φ} γ_{lm}^{Ψ} в базисе сферических гармоник определяются из следующих выражений [2]:

$$\gamma_{lm}^{\Phi} = \sqrt{\frac{2l+1(l+m)!}{4\pi(l+m)!}} \times \sum_{n=0}^{s-1} P_l^m(\cos(\theta(n))) e^{-im\varphi(n)} \sin(\theta(n)) = \sum_{n=0}^{s-1} Y_m^l(\theta(n), \varphi(n))^* \sin(\theta(n))$$

$$\gamma_{lm}^{\Psi} = \sqrt{\frac{2l+1(l+m)!}{4\pi(l+m)!}} \times$$

$$\sum_{n=0}^{s-1} P_l^m(\cos(\theta'(n))) e^{-im\varphi'(n)} \sin(\theta'(n)) = \sum_{n=0}^{s-1} Y_m^l(\theta'(n), \varphi'(n))^* \sin(\theta'(n));$$

$$l = 0, 1, 2, \dots; m = -l, \dots, -1, 0, 1, \dots, l,$$

здесь $P_l^m(x)$ – присоединенные функции Лежандра, $Y_m^l(\theta, \varphi)$ – сферические гармоники степени l порядка m .

Для возможности реализации алгоритма оценки параметров повернутого КТС необходимо перед вычислением спектрального представления выполнить

совмещение центров тяжести сравниваемых КТС с осью OZ , т.е. определить вращающие кватернионы b_z^Q и b_z^P (см. п. 2). Тогда угол вращения 2δ вокруг оси OZ определяется из соотношения

$$2\delta = \frac{\arg(\gamma_{lm}^\Phi / \gamma_{lm}^\Psi)}{m}.$$

Вращающий кватернион выглядит следующим образом

$$b_{2\delta} = \cos(\delta) + \sin(\delta)k,$$

а результирующий вращающий кватернион будет равен $b = b_z^{Q^{-1}} \cdot b_{2\delta} \cdot b_z^P$.

4. *Метод оценки параметров вращения по результатам фильтрации.* Данная методика позволяет аналитическим путем определить параметры вращения ПГТО на основе результатов фильтрации кватернионного сигнала, описывающего изображение ПГТО.

Исходными данными для решения задачи являются (рис 2):

- КТС $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$, задающий исходное изображение ПГТО;
- КТС $\mathbf{P}_x = \{p_x(n)\}_{0,s-1} = b_{pez} \mathbf{P} b_{pez}^{-1}$, полученный из $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$ путем поворота на неизвестный угол $2\psi_{pez}$ вокруг оси $r_{pez} = r_1 i + r_2 j + r_3 k$;
- КТС $\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0,s-1}$, задающий импульсную характеристику кватернионного фильтра;
- сигнал на выходе согласованного фильтра $\eta(m) = \sum_{n=0}^{s-1} p_x(n) q^*(n-m+s-1)$, $m = 0, 1, \dots, s-1$.

Искомыми являются угол $2\psi_{pez}$ и ось вращения. Задача решается на основе свойств скалярного произведения между \mathbf{P}_x и \mathbf{Q} , формируемого согласованным фильтром в момент $m = s-1$

$$\eta(s-1) = \sum_{n=0}^{s-1} p_x(n) q^*(n),$$

содержащим в качестве своей составной части скалярные произведения (СП) векторов в действительном линейном пространстве и векторное произведение векторов $p_x(n)$ и $q(n)$. Таким образом, выходной сигнал $\eta = \eta(s-1)$ согласованного фильтра представляет собой кватернион, являющийся результатом скалярного произведения КТС \mathbf{P} и \mathbf{Q} . Он состоит из суммы скалярных произведений $\eta_n = (p_x(n), q(n))$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, соответствующих друг другу элементарных векторов этих КТС. Именно последовательность таких элементарных сигналов

$$\eta_n = (p_x(n), q(n)) = (b_{pez} p(n) b_{pez}^{-1}, q(n)) = b_{pez} p(n) b_{pez}^{-1} q^*(n), n = 0, 1, \dots, s-1$$

считается известной в качестве реакции кватернионного согласованного фильтра на преобразованный исходный (входной) КТС \mathbf{P} .

Первый шаг. Определяем угол β между векторами p и q и нормаль r_Ω к плоскости Ω , в которой находятся эти векторы. Для этого вычисляем нормированное СП этих векторов и находим

$$\beta = \arccos \left[\operatorname{Re} \frac{(p, q)}{|p||q|} \right], \quad r_\Omega = \frac{\operatorname{hyp}(p, q)}{|\operatorname{hyp}(p, q)|}.$$

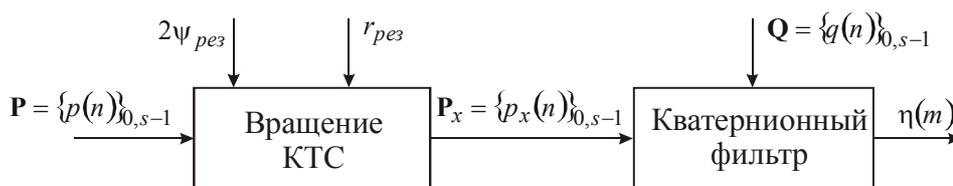


Рис. 2. К постановке задачи нахождения параметров вращения КТС по результатам его фильтрации

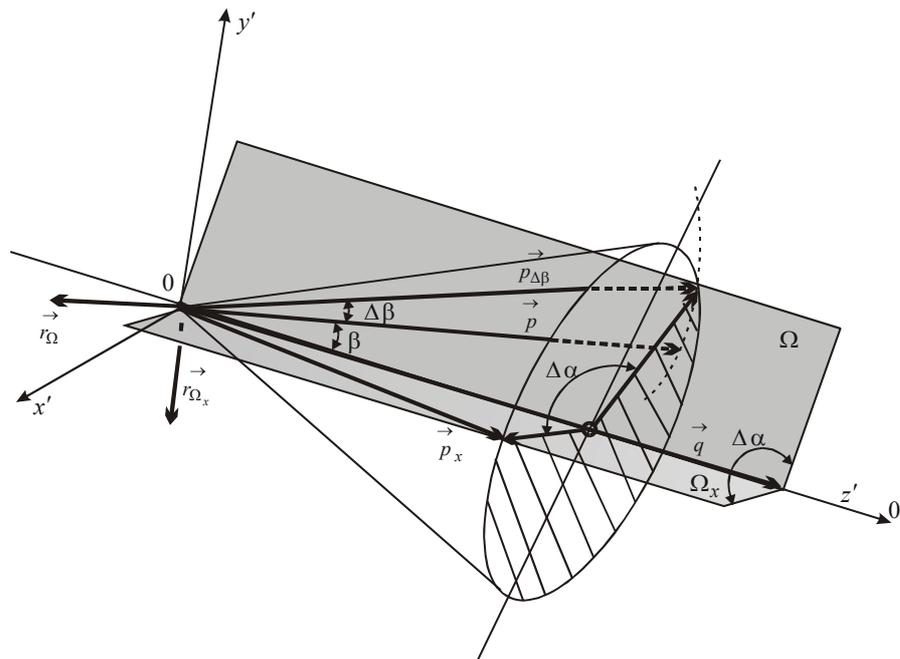


Рис. 3. Соотношения между эталонным q , исходным p и преобразованным p_x векторами

Второй шаг. Используя известное значение СП, вычисляем углы $\beta + \Delta\beta$, $\Delta\beta$ и нормаль r_{Ω_x} к плоскости Ω_x , в которой расположены векторы p_x и q . Предварительно отметим, что при вращении образующей конуса вокруг его оси угол между направляющей и осью не меняется. Отсюда следует, что угол между векторами $p_{\Delta\beta}$ и q равен углу между векторами p_x и q и его величина составляет $\beta + \Delta\beta$. С учетом этого получим $\beta + \Delta\beta =$

$$= \arccos \left[\operatorname{Re} \frac{(p_x, q)}{|p_x||q|} \right], \Rightarrow \Delta\beta = (\beta + \Delta\beta) - \beta,$$

$$r_{\Omega_x} = \frac{\operatorname{hyp}(p_x, q)}{|\operatorname{hyp}(p_x, q)|}.$$

Третий шаг. Найдем угол $\Delta\alpha$ в азимутальной плоскости \mathbf{G} . Как видно из рис. 3, он равен углу между плоскостями Ω и Ω_x или же углу между нормальными r_{Ω} и r_{Ω_x} к этим плоскостям:

$$\Delta\alpha = \arccos \left[\operatorname{Re} \frac{(r_{\Omega}, r_{\Omega_x})}{|r_{\Omega}||r_{\Omega_x}|} \right].$$

Собственная сферическая система координат $X'Y'Z'$, в которой были получены параметры $\Delta\beta$ и $\Delta\alpha$ преобразования вектора p в вектор p_x , привязана к n -му вектору $q(n)$ КТС $\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0, s-1}$. Выполняя описанные выше процедуры для каждого из векторов КТС $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0, s-1}$, получим s -мерный вектор $\left\{ \Delta\beta(n), \Delta\alpha(n) \right\}_{0, s-1}$ параметров преобразования исходного КТС \mathbf{P} в КТС \mathbf{P}_x , являющийся входным сигналом согласованного с КТС $\mathbf{Q} = \{q(n)\}_{0, s-1}$ фильтром. Этот многомерный вектор далее должен быть заменен лишь одной парой параметров $2\psi_{pez}$ и r_{pez} , задающих поворот КТС \mathbf{P} для его совмещения с фильтруемым сигналом \mathbf{P}_x .

Четвертый шаг. После вычисления угловых параметров $\Delta\beta(n)$ и $\Delta\alpha(n)$, задающих преобразование вектора $p(n)$ в вектор $p_x(n)$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, можно определить вид вектора $p_x(n)$. Для этого

вектор $p(n)$ необходимо повернуть на угол $\Delta\beta(n)$ в угломестной плоскости Ω , натянутой на векторы $p(n)$ и $q(n)$. Направление оси вращения задается нормалью $r_\Omega(n)$ к этой плоскости. Для данного преобразования вращающий кватернион $b_{\Delta\beta}(n)$ будет иметь вид:

$$b_{\Delta\beta}(n) = \cos[0,5\Delta\beta(n)] + r_\Omega(n)\sin[0,5\Delta\beta(n)].$$

Пятый шаг. Результатом последнего преобразования будет вектор $p_{\Delta\beta}(n)$, который, как и вектор $p_x(n)$, является образующей конуса. Ось конуса задается эталонным вектором $q(n)$, поэтому после вычисления вектора $p_{\Delta\beta}(n)$ можно найти вектор $p_x(n)$ путем поворота вектора $p_{\Delta\beta}(n)$ на угол $\Delta\alpha(n)$ вокруг оси, направление которой задается вектором $q(n)$. Данное преобразование осуществляется кватернионом

$$b_{\Delta\alpha}(n) = \cos[0,5\Delta\alpha(n)] - \chi(n) \cdot q(n) \times \sin[0,5\Delta\alpha(n)],$$

где $\chi(n)$ – величина, равная либо 1, либо -1 , в зависимости от соотношения между векторами $p_{\Delta\beta}(n)$, $p_x(n)$ и направлением вектора $q(n)$, вокруг которого происходит поворот.

Шестой шаг. Вид результирующего преобразования вектора $p(n)$ в вектор $p_x(n)$ может быть найден в результате операции сложения двух поворотов. Такое преобразование имеет вид:

$$p_x(n) = b(n) \cdot p(n) \cdot b^{-1}(n), \quad n = 0, 1, \dots, s-1,$$

где $b(n) = b_{\Delta\alpha}(n) b_{\Delta\beta}(n)$.

Как следует из данного выражения, преобразованный вектор $p_x(n)$ входного сигнала фильтра $\mathbf{P}_x = \{p_x(n)\}_{0,s-1}$ получается в результате поворота вектора $p(n)$ исходного сигнала $\mathbf{P} = \{p(n)\}_{0,s-1}$ на угол

$2\varphi(n) = 2\arccos[\operatorname{Re}b(n)]$ вокруг оси с направлением, задаваемым вектором нормированной гиперкомплексной частью $\frac{\operatorname{hyp}(b(n))}{|\operatorname{hyp}(b(n))|}$. Этот поворот является суммой двух поворотов. В результате первого из них вектор поворачивается в плоскости Ω_n на угол $\Delta\beta(n)$. Далее получившийся вектор $p_{\Delta\beta}(n)$ вращается вокруг оси, задаваемой вектором $q(n)$, на угол $\Delta\alpha(n)$ до совмещения с вектором $p_x(n)$. Очевидно, что данная траектория не будет единственной. Вращение с аналогичным результатом можно осуществить и по другим траекториям. По условию решаемой задачи нам необходимо найти коннектор

$b_{\text{рез}} = \cos\psi_{\text{рез}} + r_{\text{рез}} \sin\psi_{\text{рез}}$, обеспечивающий поворот всех s векторов $p(n)$ исходного КТС \mathbf{P} на угол $2\psi_{\text{рез}}$ вокруг оси $r_{\text{рез}}$ [9].

Таким образом, необходимо s -мерному вектору $\{\Delta\beta(n), \Delta\alpha(n)\}$ поставить в соответствие всего лишь пару параметров $2\psi_{\text{рез}}$ и $r_{\text{рез}}$. Для вычисления этих параметров запишем кватернионное уравнение вида $b_{\text{рез}} = \omega(0) \cdot b(0) = \omega(1) \cdot b(1)$ [9]. В тригонометрической форме оно представляется как

$$\begin{aligned} & [\cos\psi(0) + p_x(0)\sin\psi(0)] \times \\ & \times [b_0(0) + b_1(0)i + b_2(0)j + b_3(0)k] = \\ & = [\cos\psi(1) + p_x(1)\sin\psi(1)] \times \\ & \times [b_0(1) + b_1(1)i + b_2(1)j + b_3(1)k]. \end{aligned}$$

На основании этого получим систему из четырех алгебраических уравнений для определения неизвестных $\cos\psi(0)$, $\sin\psi(1)$, $\cos\psi(1)$ и $\sin\psi(1)$, решая которые с учетом условия $b_{\text{рез},0}^2 + b_{\text{рез},2}^2 + b_{\text{рез},3}^2 = 1$, получим искомые $2\psi_{\text{рез}}$ и $r_{\text{рез}}$.

5. *Двухэтапный метод оценки параметров вращения.* Поворот КТС является операцией, в результате которой каждый из его ЭВ вращается вокруг одной и той же оси на одинаковый угол (свойство конформности [2]).

Задачу определения скалярного параметра 2φ и векторного параметра $r = r_1 i + r_2 j + r_3 k$ при заданных КТС \mathbf{Q} и \mathbf{P} можно разбить на два этапа. На первом из них определяется направляющий вектор r оси вращения, а на втором – угол поворота 2φ . При этом предполагается, что поворот сигнала не сопровождается его зашумлением.

Этап 1. Принцип определения направляющего вектора r основан на равенстве между собой углов между осью конуса и любой его образующей. Поэтому скалярные произведения векторов $q(n)$ и r векторов $p(n)$ и r в действительном пространстве E одинаковы (рис. 4). На основании этого можно записать $(p(n), r)_E = (q(n), r)_E$, $n = 0, 1, \dots, s-1$

Таким образом, при отсутствии координатных шумов вектор r может быть получен из системы двух уравнений, например, для $n=0, 1$:

$$\begin{cases} p_1(0)r_1 + p_2(0)r_2 + p_3(0)r_3 = q_1(0)r_1 + q_2(0)r_2 + q_3(0)r_3 \\ p_1(1)r_1 + p_2(1)r_2 + p_3(1)r_3 = q_1(1)r_1 + q_2(1)r_2 + q_3(1)r_3 \end{cases}$$

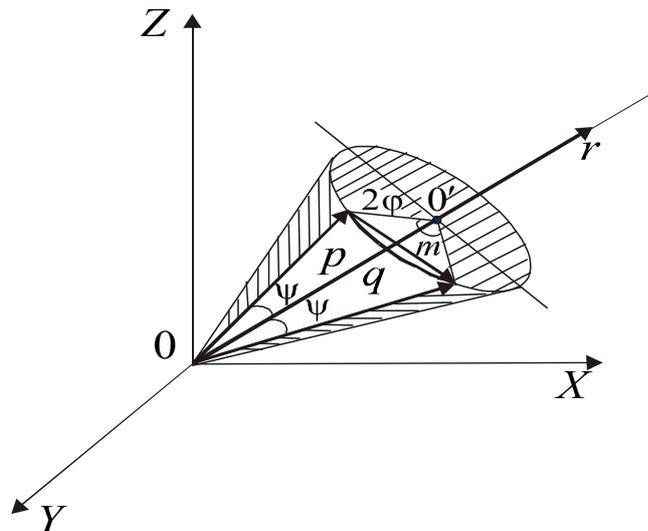


Рис. 4. К получению системы уравнений для определения вектора r

Положим для определенности, что одна из компонент направляющего вектора r равна единице, т.е. $r_i = 1$. Тогда, решая систему, получим

$$r_2 = \frac{[p_1(0) - q_1(0)][p_3(1) - q_3(1)] - [p_1(1) - q_1(1)][p_3(0) - q_3(0)]}{[p_2(0) - q_2(0)][p_3(1) - q_3(1)] - [p_2(1) - q_2(1)][p_3(0) - q_3(0)]},$$

$$r_3 = \frac{[p_2(0) - q_2(0)][p_1(1) - q_1(1)] - [p_2(1) - q_2(1)][p_1(0) - q_1(0)]}{[p_2(0) - q_2(0)][p_3(1) - q_3(1)] - [p_2(1) - q_2(1)][p_3(0) - q_3(0)]}.$$

С учетом нормировки получим

$$r = \frac{r_1 i + r_2 j + r_3 k}{\sqrt{1 + r_2^2 + r_3^2}}.$$

Этап 2. Принцип нахождения угла поворота 2φ КТС \mathbf{Q} вокруг оси с известным, произвольно направленным вектором r , сводится к решению этой же задачи, но при условии совмещения этого вектора с одной из координатных осей OX, OY или OZ , т.е. к задаче, связанной с элементарными поворотами векторов. При элементарном повороте, например, вокруг оси OZ на угол 2φ вращающий кватернион становится комплексным числом, т.е. $b_z = \cos\varphi + k \sin\varphi = \exp\{k\varphi\}$. Представим кватернион, задающий исходный вектор q , в k -й комплексной форме, т.е. в виде

$$q = q_1 i + q_2 j + q_3 k = q_3 k + (q_1 + q_2 k) i.$$

Обозначим

$$q_3 k = \gamma^{(k)}, \quad q_1 + q_2 k = \nu^{(k)}.$$

Тогда

$$q = \gamma^{(k)} + \nu^{(k)} i.$$

Поворот вектора q вокруг оси OZ на угол 2φ выполняется с помощью выражения

$$p = b_z q b_z^{-1} = \exp\{k\varphi\} \gamma^{(k)} \exp\{-k\varphi\} + \exp\{k\varphi\} \nu^{(k)} i \exp\{-k\varphi\}.$$

Первое слагаемое в полученном выражении коммутативно и поэтому равно $\gamma^{(k)}$. Второе слагаемое после несложных преобразований становится равным $\exp\{2k\varphi\} \nu^{(k)} i$. В результате повернутый вектор p задается кватернионом

$$p = q_3 k + e^{2k\varphi} (q_1 i + q_2 j) = q_3 k + (q_1 \cos 2\varphi - q_2 \sin 2\varphi) i + (q_1 \sin 2\varphi + q_2 \cos 2\varphi) j.$$

Сведем задачу определения угла 2φ поворота КТС \mathbf{Q} вокруг произвольно ориентированной оси к задаче с элемен-

тарным поворотом. Для этого найдем нормаль n к собственной плоскости $\Omega_{z,r}$, образованной осью OZ и вектором r . В соответствии со свойствами скалярного произведения векторов, заданных в линейном кватернионном пространстве H , искомая нормаль $n = n_1 i + n_2 j + n_3 k$ равна с обратным знаком нормированной гиперкомплексной части скалярного произведения векторов r и k , где k – мнимая единица, отсчитываемая вдоль оси OZ :

$$n = \frac{-\text{hyp}(r, k)}{|\text{hyp}(r, k)|} = \frac{-\text{hyp}(r_3 - r_2 i + r_1 j)}{|\text{hyp}(r_3 - r_2 i + r_1 j)|} = \frac{r_2 i - r_1 j}{\sqrt{r_2^2 + r_1^2}}.$$

При этом косинус угла β между вектором r и осью OZ определяется реальной частью этого скалярного произведения $\cos\beta = \text{Re}(r, k) = r_3$.

Вращение вектора r до совмещения с осью OZ происходит в собственной плоскости $\Omega_{z,r}$ вокруг нормали n на угол β . Вращающий кватернион d для выполнения этой операции будет иметь вид $d = \cos\beta/2 + n \sin\beta/2$.

Чтобы свести задачу определения искомого угла 2φ к задаче с элементарными поворотами, поворачиваем сигналы \mathbf{Q} и \mathbf{P} вокруг оси n на угол β . В результате получим соответственно кватернионные сигналы $\mathbf{T} = \{t(n)\}_{0,s-1}$ и $\mathbf{W} = \{w(n)\}_{0,s-1}$:

$$\mathbf{T} = d \mathbf{Q} d^{-1}; \quad \mathbf{W} = d \mathbf{P} d^{-1}.$$

Эти КТС будут повернуты на искомый угол 2φ , но уже вокруг оси OZ . Для определения угла 2φ приравняем между собой коэффициенты при мнимых единицах i и j для ЭВ $t(0)$ и $w(0)$, получим

$$2\varphi = \arcsin \frac{t_1(0)w_2(0) - t_2(0)w_1(0)}{t_1^2(0) + t_2^2(0)} = \arccos \frac{t_1(0)w_1(0) + t_2(0)w_2(0)}{t_1^2(0) + t_2^2(0)}.$$

Необходимо отметить, что рассмотренная методика не предполагает зашумление повернутого КТС \mathbf{P} . Реально такая ситуация всегда имеет место при распознавании зашумленных изображений. Такая задача может быть решена путем усреднения полученных для каждой пары ЭВ, $n = 0, 1, \dots, s-1$, вычисленных описанным выше способом значений $2\varphi(n)$ и $r(n)$.

Анализ методов оценки параметров. Сравнение первых двух методов приведено в работе [7]. Третий из перечисленных методов [2], так же как и метод на основе АФМ, позволяет оценивать параметры вращений ПГТО при неизвестной нумерации точек в объекте, что является основным преимуществом этих методов. Последние три метода не исследовались на устойчивость к координатным шумам.

Сравнение точности совмещения ПГТО можно выполнить по величине скалярного произведения ассоциированных с ними исходного и совмещенного зашумленного кватернионных сигналов [2].

Следует предположить, что величина воздействующего координатного шума по-разному влияет на точность совмещения КТС с использованием разных алгоритмов. Для подтверждения этого был прове-

ден вычислительный эксперимент при прочих равных условиях. Результаты приведены на рис. 5. Здесь показаны зависимости величины меры схожести эталонного и совмещенного зашумленного КТС от величины СКО координатного шума.

Из графиков видно, что наилучшие результаты совмещения показывают метод с использованием амплитудно-фазовых моделей и метод совмещения сигналов с последующим усреднением. Двухэтапный метод и метод на основе сферических гармоник при низких шумах дает такие же результаты, как и первые два метода. Метод, основанный на анализе выходного сигнала согласованного фильтра, показывает худший результат, что, скорее всего, обусловлено использованием при расчетах параметров вращений только первых двух одноименных пар кватернионов, входящих в состав КТС. Тем не менее, при небольшой модификации, например при анализе всех возможных сочетаний пар кватернионов, входящих в состав КТС, и получении некоторой усредненной оценки угла и оси вращения, данный метод может показать такие же результаты, как и другие. С точки зрения вычислительной сложности наиболее простым является двухэтапный метод оценки

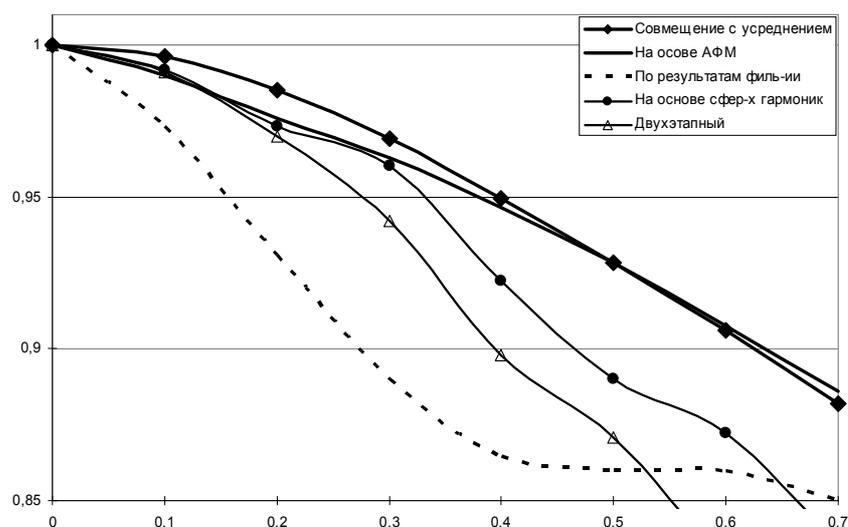


Рис. 5. Зависимость меры схожести исходного и совмещенного зашумленного КТС от величины СКО шума для различных алгоритмов совмещения (число экспериментов на каждую точку графика $N=1000$)

параметров вращения и метод на основе АФМ.

Заключение. На основе анализа произведено сравнение эффективности существующих алгоритмов оценки параметров вращения (совмещения) пространственных групповых точечных объектов, представленных в виде кватернионных сигналов.

Показано, что наилучшие результаты совмещения показывают метод с использованием амплитудно-фазовых моделей и метод совмещения сигналов с последующим усреднением. Также следует отметить, что при использовании некоторых из

моделей представления ПГТО, например, в собственной системе отсчета, решать задачу оценки параметров не требуется, так как такие модели инвариантны к линейным операциям вращения и масштабирования [10] и позволяют обрабатывать ПГТО без выполнения операции совмещения.

Полученные результаты позволяют использовать их для более эффективного решения задачи распознавания ПГТО, что невозможно выполнить без их совмещения из-за неинвариантности меры схожести кватернионных сигналов к параметрам вращения.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 11-07-00585-а).

Список литературы

1. Введение в контурный анализ и его приложения к обработке изображений и сигналов / Под ред. Я.А. Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 592 с.
2. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Под ред. Я.А. Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 456 с.
3. Фурман, Я.А. Распознавание групповых точечных объектов в трехмерном пространстве / Я.А. Фурман, Д.Г. Хафизов // Автотметрия. – 2003. – Том 39, № 1. – С. 3-18.
4. Furman, Ya.A. Processing of Quaternion Signals Specifying Spatially Located Group Point Objects / Ya.A. Furman // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2002. – Vol. 12. – No.2. – Pp.175-193.
5. Фурман, Я. А. Сегментация и описание трехмерных структур на базе кватернионных моделей / Я. А. Фурман // Научно-технические технологии. – 2007. – Т. 8. – № 9. – С. 37-49.
6. Леухин, А.Н. Оценка параметров вращений трехмерного группового точечного объекта без предварительной нумерации формирующих точек / А.Н. Леухин, Д.Г. Хафизов // Математические методы распознавания образов: Доклады 11-й Всероссийской конференции. – М., 2003. – С. 130-133.

References

1. Vvedenie v konturnyy analiz i ego prilozheniya k obrabotke izobrazheniy i signalov [Introduction to Contour Analysis and its Image and Signal Processing Application]. Edited by Ya. A. Furman. Moscow: FIZMATLIT, 2002. 592 p.
2. Kompleksnoznachnye i giperkompleksnye sistemy v zadachakh obrabotki mnogomernykh signalov [Complex Valued and Hypercomplex Systems in the Problems of Multivariate Signal Processing]. Edited by Ya. A. Furman. Moscow: FIZMATLIT, 2004. P. 456.
3. Furman Ya. A., Hafizov D. G. Raspoznavanie gruppovykh tochechnykh ob'ektov v trekhmernom prostranstve [Recognition of Group Point Objects in Three-dimensional Space]. Avtometriya. 2003. T. 39. No 1. P. 3-18.
4. Furman Ya.A. Processing of Quaternion Signals Specifying Spatially Located Group Point Objects. Pattern Recognition and Image Analysis. 2002. Vol.12. No.2. Pp. 175-193.
5. Furman Ya.A. Segmentatsiya i opisaniye trekhmernykh struktur na baze kvaternionnykh modeley [Segmentation and Description of Three-dimensional Structures on the Basis of Quaternion Models]. High-tech technologies. 2007. T. 8. No 9. P. 37-49.
6. Leukhin A. N., Hafizov D. G. Otsenka parametrov vrashcheniy trekhmernogo gruppovogo tochechnogo ob'ekta bez predvaritel'noy numeratsii formiruyushchikh toчек [Estimation of Rotation Parameters of a Three-dimensional Group Point Object without Preliminary Numbering of Forming Points]. Matematicheskie metody raspoznavaniya obrazov: Doklady 11-i Vserossiyskoy konferentsii [Mathematical methods of Pattern Recognition: Proceedings of the 11th All-Russian Conference]. Moscow, 2003. P. 130-133.

7. Роженцов, А.А. Распознавание и оценка параметров изображений групповых точечных объектов по их амплитудно-фазовым моделям / А. А. Роженцов, А. О. Евдокимов // Вестник КГТУ им. А.Н.Туполева. – 2005. – № 3. – С. 14-19.

8. Хафизов, Д.Г. Упорядочение точек пространственных изображений группового точечного объекта на базе амплитудно-фазового представления / Д. Г. Хафизов // Автотметрия. – 2007. – Том 43, № 1. – С. 10-23.

9. Фурман, Я. А. Нахождение параметров вращения пространственного группового точечного объекта по результатам его фильтрации / Я. А. Фурман, К.Б. Рябинин // Радиотехника и электроника. – 2008. – Том 53, № 1. – С. 86-97.

10. Хафизов, Д.Г. Распознавание групповых точечных объектов на основе представления в собственной системе отсчета кватернионных сигналов / Д.Г. Хафизов, Р.Г. Хафизов // Автотметрия. – 2005. – № 3. – С.19-30.

7. Rozhentsov A. A., Evdokimov A. O. Raspoznavanie i otsenka parametrov izobrazheniy gruppovykh tochechnykh ob'ektov po ikh amplitudno-fazovym modelyam [Recognition and Estimation of Parameters of Images of Group Point Objects by their Amplitude-phase Models]. Vestnik KGTU im. A. N. Tupoleva [Vestnik of KSTU named after A. N. Tupolev]. 2005. No 3. P. 14-19.

8. Hafizov D. G. Uporyadochenie toчек prostanstvennykh izobrazheniy gruppovogo tochechnogo ob'ekta na baze amplitudno-fazovogo predstavleniya [Sequencing Points of the Spatial Images of a Group Point Object based on Amplitude-phase Representation]. Avtometriya. 2007. T. 43, No 1. P. 10-23.

9. Furman Ya.A., Ryabinin K. B. Nakhozhdenie parametrov vrashcheniya prostanstvennogo gruppovogo tochechnogo ob'ekta po rezul'tatam ego fil'tratsii [Determining the Rotational Variables of a Spatial Group Point Object by its Filtering Results] // Radio Engineering and Electronics. 2008. T. 53. No 1. P. 86-97.

10. Hafizov D. G., Hafizov R. G. Raspoznavanie gruppovykh tochechnykh ob'ektov na osnove predstavleniya v sobstvennoy sisteme otscheta kvaternionnykh signalov [Recognition of Group Point Objects on the Basis of the Representation in Intrinsic Frame of Reference of Quaternion Signals]. Avtometriya. 2005. No 3. P. 19-30.

Статья поступила в редакцию 20.03.11.

ХАФИЗОВ Динар Гафиятуллович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических и медико-биологических систем, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – радиолокационные изображения, распознавание образов, анализ сцен, контуры, синтез оптимальных алгоритмов, фильтрация, искусственный интеллект, сложные сигналы. Автор 60 публикаций.

E-mail: HafizovDG@volgatech.net

ЕВДОКИМОВ Алексей Олегович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических и медико-биологических систем, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – радиолокационные изображения, распознавание образов, анализ сцен, контуры, синтез оптимальных алгоритмов, фильтрация, искусственный интеллект, сложные сигналы. Автор 50 публикаций.

E-mail: EvdokimovAO@volgatech.net

*HAFIZOV Dinar Gafiyatullovi*ch – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is radar images, pattern recognition, scene analysis, contours, optimal algorithm synthesis, filtering, artificial intelligence, compound signals. The author of 60 publications.

E-mail: HafizovDG@volgatech.net

EVDOKIMOV Aleksey Olegovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is radar images, pattern recognition, scene analysis, contours, optimal algorithm synthesis, filtering, artificial intelligence, compound signals. The author of 50 publications.

E-mail: EvdokimovAO@volgatech.net

D. G. Hafizov, A. O. Evdokimov

**ANALYSIS OF ESTIMATION METHODS OF ROTATIONAL VARIABLES
OF SPATIAL GROUP POINT OBJECTS**

Key words: *spatial group point object; principal component analysis; quaternion signal.*

The problems of the processing of 2d and 3d images in the form of the clusters of point objects are characteristic of a number of radio engineering systems. In this connection the reliability of the processing results of such images depends on the selected representation model of a point object. Thus the solution to a problem of rotational variable estimation is necessary for the possibility of further processing of spatial group point objects (SGPO). The purpose of the work is the analysis of different estimation methods of rotation parameters or the overlapping of SGPO with the aim of their efficiency comparison.

On the basis of the analysis the comparison of the efficiency of existing algorithms of the estimation of rotation parameters (overlapping) of spatial group point objects represented in the form of quaternion signals is made. The characteristics of overlapping accuracy estimation, permitting to make a quantitative comparison of existing algorithms of the overlapping of quaternion signals under other equal conditions are received. It is stated that the method with the use of amplitude-phase models and the method of signal overlapping with further averaging show the best results of the overlapping.

It is also necessary to point out that it is not obligatory to solve the problem of parameter estimation when using some SGPO representation models for example in intrinsic frame of reference because such models are invariant to linear rotation and scaling operations and they allow SGPO processing without performing the operation of the overlapping.

The received results allow using them for more effective problem solving of SGPO recognition that is impossible without their overlapping because of the noninvariance of the similarity degree of quaternion signals to rotation parameters.

УДК 004.056.55

А. Н. Леухин, А. С. Петухов, Н. А. Коковихина

СИСТЕМА ШИФРОВАНИЯ С ОТКРЫТЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ КЛЮЧЕЙ НА ОСНОВЕ NP-ПОЛНОЙ ЗАДАЧИ В НЕКОММУТАТИВНЫХ ГРУППАХ, ИНДУЦИРОВАННЫХ АЛГЕБРАМИ КЛИФФОРДА-ГРАССМАНА

Описан новый подход в области криптографии, основанный на использовании некоммутативных конечных групп и свойствах алгебры Клиффорда-Грассмана. Алгеброй Клиффорда-Грассмана в данном алгоритме задается правило генерирования элементов группы, а также правило выполнения групповой операции умножения. Алгоритм открытого шифрования имеет доказанную экспоненциальную сложность и применяется к многомерным векторам четных размерностей.

Ключевые слова: шифрование данных; алгебра Клиффорда-Грассмана; некоммутативные группы.

Введение. С ростом вычислительных мощностей системы криптографической защиты информации должны оперировать все большими значениями и постоянно увеличивать длину используемого ключа, а подбор подходящих значений злоумышленником становится вопросом времени и использующейся вычислительной мощности. Вследствие этого становится возможным поиск новых решений, иных подходов в данной области. В основе большинства используемых криптоалгоритмов лежит задача дискретного логарифмирования и факторизации [1]. Относительно недавно была доказана сложность новой трудной задачи [2], которая может стать основой для нового алгоритма шифрования с открытым ключом над конечными некоммутативными группами. Ранее в работе [3] был описан общий метод построения алгоритмов шифрования и алгоритмов цифровой подписи с использованием конечных некоммутативных групп. Авторами патента [4] предложено индуцировать такие группы с помощью алгебр Клиффорда-Грассмана [5].

Целью работы является описание алгоритма шифрования с открытым ключом над конечными некоммутативными группами, который имеет в основе трудную задачу с доказанной сложностью, в отличие от задач дискретного логарифмирования и факторизации.

Определим понятие алгебры Клиффорда-Грассмана.

Пусть A – конечномерное векторное пространство над полем F с базисом $\{e_0, e_1, \dots, e_{d-1}\}$ с обычными правилами сложения и умножения на элемент поля F .

Определим бинарный закон $(e_i, e_j) \rightarrow (e_j, e_i) \in A$ умножения базисных элементов и распространим его на все множество векторов из пространства A посредством равенства

$$a \cdot b = \sum_{k,j=0}^{d-1} a_k b_j \cdot (e_k, b_j),$$

где $a = a_0 e_0 + a_1 e_1 + \dots + a_{d-1} e_{d-1}$, $b = b_0 e_0 + b_1 e_1 + \dots + b_{d-1} e_{d-1}$.

Множество A с введенными операциями сложения, умножения на элемент из F , индуцированных операциями исходного векторного пространства, и умножением, определенным равенством, называется конечномерной (d -мерной) ассоциативной алгеброй над полем F .

Пусть A – есть некоторая конечномерная ассоциативная алгебра и $1 \in A$ – такой элемент, что для всех $x \in A$ выполняются равенства $1 \cdot x = x \cdot 1 = x$.

Такой элемент 1 называется единицей алгебры A , а сама алгебра – алгеброй с единицей.

Пусть A – конечномерное векторное пространство над полем F с базисом $\{e_1, \dots, e_d\}$ с билинейной симметрической формой $\varphi: A \times A \rightarrow R$ и ассоциированной квадратичной формой $Q(x) = \varphi(x, x) =$

$$= \sum_{i=1}^d x_i e_i^2 + \sum_{i < j} x_i x_j e_{i,j}.$$

Для упрощения записи введем обозначения: $e_1 e_2 = e_{1,2}, \dots, e_1 e_2 \dots e_d = e_{1,2,\dots,d}$.

Алгебру Клиффорда, ассоциированную с векторным пространством A и квадратичной формой Q , обозначим через $Cl^F(A, Q)$. Если квадратичная форма нулевая, то есть $Q=0$, то алгебра Клиффорда становится алгеброй Грассмана.

Базис алгебры Клиффорда будет образован 2^d элементами вида

$$\{e_0 = 1, e_0, e_1, \dots, e_d, e_{1,2}, e_{1,3}, \dots, e_{d-1,d}, \dots, e_{1,2,\dots,d}\}.$$

Пусть E – векторное (линейное) пространство над полем F вещественных чисел R или над полем комплексных чисел C . Пусть базисом этого пространства является базис, представленный выше. Размерность пространства E равна $\dim E = 2^d$. Любой элемент U алгебры Клиффорда представляется в виде разложения по этому базису:

$$U = u_0 \cdot 1 + \sum_{i=1}^d u_i e_i + \sum_{i < j} u_{i,j} e_{i,j} + \dots + u_{1,2,\dots,d} e_{1,2,\dots,d},$$

где $u_0, u_1, \dots, u_d, u_{1,2}, \dots, u_{1,2,\dots,d}$ – веществен-

ные (в случае $Cl^R(A, Q)$) или комплексные числа (в случае $Cl^C(A, Q)$), при этом $U \in E$.

Возьмем $d = 1$. Пусть $A = R^1$ – одномерное вещественное пространство с базисом $(1, e_1)$.

Пусть квадратичная форма задается выражением: $Q(x_1 e_1) = -x_1^2$. Тогда соответствующая алгебра Клиффорда $Cl^R(R^1, Q) = Cl_1$ имеет базис $(1, e_1)$ и правило: $e_1^2 = -1$.

Выполнив биекцию $e_1 \rightarrow i$, получаем, что алгебра Клиффорда Cl_1 изоморфна алгебре комплексных чисел.

Пусть квадратичная форма задается выражением: $Q(x_1 e_1) = x_1^2$. Тогда соответствующая алгебра Клиффорда $Cl^R(R^1, Q)$ имеет базис $(1, e_1)$ и правило $e_1^2 = 1$. В этом случае алгебра Клиффорда $Cl^R(R^1, Q)$ изоморфна алгебре дуальных чисел.

Пусть квадратичная форма задается выражением: $Q(x_1 e_1) = 0$. Тогда соответствующая алгебра Клиффорда $Cl^R(R^1, Q)$ является алгеброй Грассмана, имеет базис $(1, e_1)$ и правило $e_1^2 = 0$. В этом случае алгебра Клиффорда (Грассмана) $Cl^R(R^1, Q)$ изоморфна алгебре двойных чисел.

Отметим, что часто под алгеброй Клиффорда понимается алгебра без нулевой квадратичной формы, так как алгеброй с нулевой квадратичной формой является алгебра Грассмана. В этом случае для устранения неоднозначности можно говорить об алгебре Клиффорда-Грассмана.

В общем случае алгебра Клиффорда-Грассмана является некоммутативной и может быть использована в качестве криптографического примитива для построения криптосистемы над некоммутативной группой [6, 7].

Можно воспользоваться эквивалентным представлением алгебры Клиффорда-Грассмана в виде $Cl^F(p, q, r)$, у которой

на диагонали стоят p элементов $+1$, q элементов -1 и r элементов 0 , где p, q, r – неотрицательные целые числа и $p + q + r = d, d \geq 1$.

Введем диагональную матрицу $\eta = (\eta_{a,b}) = \text{diag}(1, \dots, 1, -1, \dots, -1, 0)$, диагональные элементы которой задают правила для квадратов базисных единиц $e_1^2, e_2^2, \dots, e_d^2$.

Квадрат каждой мнимой единицы может принимать одно из трех значений:

$$e_i^2 = \begin{cases} 1 \\ -1, i = 1, 2, \dots, d \\ 0 \end{cases}$$

Введем на E операцию Клиффордова умножения $U, V \rightarrow UV$ по следующим правилам:

1) дистрибутивность и согласованность с линейной структурой для любых $U, V, W \in E$ и $\alpha, \beta \in F : U(\alpha V + \beta W) = \alpha UV + \beta UW, (\alpha U + \beta V)W = \alpha UW + \beta VW$;

2) ассоциативность для любых $U, V, W \in E : (UV)W = U(VW)$;

3) унитарность для любого $U \in E : U \cdot 1 = 1 \cdot U = U$;

4) для всех $i, j = 1, \dots, d$ $e_i e_j + e_j e_i = 2\eta_{i,j} \cdot 1$;

5) для всех $1 \leq \alpha_1 \leq \dots \leq \alpha_k \leq d$

$$e_{\alpha_1} \dots e_{\alpha_k} = e_{\alpha_1, \dots, \alpha_k}$$

Таким образом, диагональная матрица $\eta = (\eta_{a,b}) = \text{diag}(1, \dots, 1, -1, \dots, -1, 0)$ однозначно задает правило умножения базисных единиц

$\{e_0 = 1, e_0, e_1, \dots, e_d, e_{1,2}, e_{1,3}, \dots, e_{d-1,d}, \dots, e_{1,2,\dots,d}\}$ соответствующей алгебры Клиффорда-Грассмана $Cl^F(p, q, r)$.

В качестве примера построим некоторые вещественные алгебры Клиффорда-Грассмана ($F = R$).

Рассмотрим случай, когда $d=1$, зададим все возможные правила умножения базисных единиц. Размерность базиса

$\dim E = 2^d = 2$, вид которого $(1, e_1)$. Для диагональной матрицы $\eta = \text{diag}(0)$ получим следующую таблицу умножения базисных единиц алгебры Клиффорда-Грассмана $Cl^F(0,0,1)$:

Таблица 1

Таблица умножения базисных единиц алгебры $Cl^F(0,0,1)$

•	1	e_1
1	1	e_1
e_1	e_1	0

Для диагональной матрицы $\eta = \text{diag}(1)$ таблица умножения базисных единиц $Cl^F(1,0,0)$ изменится на 1 в поле перемножения e_1 , а для диагональной матрицы $\eta = \text{diag}(0)$ таблица умножения базисных единиц $Cl^F(0,1,0)$ изменится на -1 в этом же поле.

Для случая $d=2$ размерность базиса $\dim E = 2^d = 4$. Сам базис алгебры Клиффорда-Грассмана имеет вид $(1, e_1, e_2, e_{1,2})$. Рассмотрим таблицу умножения базисных элементов алгебры $Cl^F(0,2,0)$ с диагональной $\eta = \text{diag}(-1, -1)$.

Таблица 2

Таблица умножения базисных единиц алгебры $Cl^F(0,2,0)$

•	1	e_1	e_2	$e_{1,2}$
1	1	e_1	e_2	$e_{1,2}$
e_1	e_1	-1	$e_{1,2}$	$-e_2$
e_2	e_2	$-e_{1,2}$	-1	e_1
$e_{1,2}$	$e_{1,2}$	e_2	$-e_1$	-1

Правила умножения перепишем в виде: $e_{2,1} = -e_{1,2}, e_1^2 = e_2^2 = e_{1,2}^2 = -1$.

Для биекции $e_1 \rightarrow i, e_2 \rightarrow j, e_{1,2} \rightarrow k$ легко установить изоморфизм между алгеброй Клиффорда-Грассмана $Cl^F(0,2,0)$ и алгеброй кватернионов H .

Построим базис алгебр Клиффорда-Грассмана для случая $d = 3$ и зададим правила умножения базисных единиц алгебры

$Cl^F(3,0,0)$ с диагональной матрицей $\eta = \text{diag}(-1, -1, -1)$. Для $d = 3$ размерность базиса $\dim E = 2^d = 8$. Сам базис имеет вид $(1, e_1, e_2, e_3, e_{1,2}, e_{1,3}, e_{2,3}, e_{1,2,3})$. Таблица умножения базисных единиц алгебры $Cl^F(3,0,0)$:

Таблица 3

Таблица умножения базисных единиц алгебры $Cl^F(3,0,0)$

•	1	e_1	e_2	e_3	$e_{1,2}$	$e_{1,3}$	$e_{2,3}$	$e_{1,2,3}$
1	1	e_1	e_2	e_3	$e_{1,2}$	$e_{1,3}$	$e_{2,3}$	$e_{1,2,3}$
e_1	e_1	-1	$e_{1,2}$	$e_{1,3}$	$-e_2$	$-e_3$	$e_{1,2,3}$	$-e_{2,3}$
e_2	e_2	$-e_{1,2}$	-1	$e_{2,3}$	e_1	$-e_{1,2,3}$	$-e_3$	$e_{1,3}$
e_3	e_3	$-e_{1,3}$	$-e_{2,3}$	-1	$e_{1,2,3}$	e_1	e_2	$-e_{1,2}$
$e_{1,2}$	$e_{1,2}$	e_2	$-e_1$	$e_{1,2,3}$	-1	$e_{2,3}$	$-e_{1,3}$	$-e_3$
$e_{1,3}$	$e_{1,3}$	e_3	$-e_{1,2,3}$	$-e_1$	$-e_{2,3}$	-1	$e_{1,2}$	e_2
$e_{2,3}$	$e_{2,3}$	$e_{1,2,3}$	e_3	$-e_2$	$e_{1,3}$	$-e_{1,2}$	-1	$-e_1$
$e_{1,2,3}$	$e_{1,2,3}$	$-e_{2,3}$	$e_{1,3}$	$-e_{1,2}$	$-e_3$	e_2	$-e_1$	1

Базисные единицы алгебры Клиффорда-Грассмана могут индуцировать некоммутативные группы. Например, базисные единицы алгебры $Cl^F(0,2,0)$, изоморфные алгебре кватернионов, индуцируют некоммутативную первую Гамильтонову группу. При этом порядок таких групп задается размерностью d . Причем уже при размерности $d = 2$ существует несколько неизоморфных некоммутативных групп, количество которых резко возрастает с ростом d .

Например, при $d = 3$ индуцируются некоммутативные группы бикватернионов, октанионов и так далее; при $d = 4$ индуцируются некоммутативные группы септинионов, биоктанионов и так далее.

Вторым несомненным преимуществом применения алгебр Клиффорда-Грассмана помимо резкого увеличения числа порождаемых некоммутативных групп с ростом размерности d является возможность эффективной генерации элементов таких групп и алгоритмизации правил умножения элементов алгебры Клиффорда-Грассмана над полем F , в том числе и конечном.

Рассмотрим способ шифрования на основе алгебр Клиффорда-Грассмана.

Выбирается параметр d и определяется соответствующая размерность базиса алгебры Клиффорда-Грассмана $\dim E = 2^d$.

Формируется правило умножения базисных единиц алгебры Клиффорда-Грассмана с диагональной матрицей $\eta = \text{diag}(e_1^2, e_2^2, \dots, e_d^2)$. Общее возможное число правил умножения равно 3^d , без нулевой квадратичной формы - 2^d .

Параметры d и $\eta = \text{diag}(e_1^2, e_2^2, \dots, e_d^2)$ держатся в секрете. Формируется ключ – элемент алгебры Клиффорда $Cl^F(a, b, c)$:

$$X = x_0 + x_1 e_1 + x_2 e_2 + \dots + x_d e_d + x_{d+1} e_{1,2} + \dots + x_{2^d-1} e_{1,2,\dots,d}$$

где коэффициенты $x_0, x_1, x_{2^d-1} \in F$, F – некоторое конечное поле.

Например, может быть выбрано конечное поле $F = GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\}$, то есть простое поле Гауа характеристики p , образованное полной системой классов вычетов по модулю простого p . В этом случае выбираем также простое p .

Отметим, что в качестве поля F может быть выбрано и расширенное поле Гауа $F = GF(q)$ ($q = p^n$). В этом случае необходимо задаться системой неприводимых многочленов: степени n над полем $GF(p)$ и степени s над полем $GF(q)$.

Кроме того, коэффициенты x_0, x_1, x_{2^d-1} могут также быть точками эллиптической кривой, заданной над простым полем

$GF(p)$ или расширенным полем $GF(2^n)$. В этом случае необходимо также задаться параметрами эллиптической кривой над конечным полем.

Случайный ключ X должен иметь максимально возможный период w в некоторой циклической подгруппе, порожденной элементом $X \in G_1$, генетический код такой подгруппы при выборе $F =$

$$GF(p) \text{ будет иметь вид } X^{\left(\frac{d}{p^2-1}\right)} \equiv 1 \pmod{p}.$$

Все перечисленные настройки являются секретными и общими для обменивающихся сторон.

Передаваемое сообщение M представляется в виде одного элемента алгебры Клиффорда-Грассмана $M \in Cl^F(a, b, c)$ (или текущего блока длинного сообщения, которое разбивается на блоки приемлемого размера). Желательно, чтобы элемент M также образовывал циклическую группу G_2 максимального периода $v = p^{\frac{d}{2}} - 1$ и $G_1 \neq G_2$.

Для выполнения этих условий можно использовать вместо элемента M хэш-функцию вида $t = h(M)$, где $t \in Cl^F(a, b, c)$.

Выбирается случайное число $1 \leq y < w$, где w – период элемента X и случайное число e – открытый ключ, такой, что $\text{НОД}(e, v) = 1$. Вычисляется закрытый ключ d , где $e \cdot d \equiv 1 \pmod{v}$.

Открытый разовый ключ e посылается передающей стороне.

Передающая сторона формирует криптограмму вида: $C = X^y \cdot Y_y^e \cdot X^{-y}$, где

$$Y_y = X^{y-1} \cdot Y_{y-1}^e \cdot X^{-y-1},$$

$$Y_{y-1} = X^{y-2} \cdot Y_{y-2}^e \cdot X^{-y-2}, \dots, Y_1 = X \cdot M^e \cdot X^{-1}.$$

Приемная сторона дешифрует криптограмму вида: $M = X^{-1} \cdot Y_1^d \cdot X$, где $Y_1 = X^{-2} \cdot Y_2^d \cdot X^2, \dots, Y_y = X^{-y} \cdot C^d \cdot X^y$.

Ключевым моментом в процедуре шифрования и дешифрования данных являются свойства ассоциативности и уни-

тарности конечных групп, а также наличие обратного элемента для ключа X . В этом случае всегда будет выполняться равенство $X \cdot X^{-1} = X^{-1} \cdot X = E$ и, следовательно, $M = X^{-1} \cdot (X \cdot M \cdot X^{-1}) \cdot X = X^{-1} \times \times C \cdot X = M$

Данное условие обеспечивает достоверное преобразование исходного сообщения в шифр и обратно.

При детальном анализе свойств конечных некоммутативных групп, основанных на алгебре Клиффорда-Грассмана, выяснилось, что не все их элементы образуют некоммутативную конечную группу. Существуют элементы группы, которые не имеют обратного элемента X^{-1} . Таких элементов, например в алгебре кватернионов, можно насчитать $(p-3) \cdot p \cdot (p+1)$ и их нельзя использовать в качестве ключа, поскольку операции с их применением не смогут вернуть исходное сообщение M .

Допустим, нам требуется вычислить параметры секретного ключа X и e по известному исходному сообщению G и криптограмме C . Поскольку вычислить эти два неизвестных элемента по отдельности нельзя, то эта задача не сводится к задаче дискретного логарифмирования в циклической подгруппе. Нахождение неизвестных G и e по значениям Y и G представляет собой самостоятельную трудную задачу, отличную от задачи дискретного логарифмирования.

При известном значении X можно вычислить $Y' = X^{-1} \cdot Y \cdot X$ или $G' = X \cdot G \cdot X^{-1}$, после чего число x можно найти из уравнения $Y' = G^x$ или из уравнения $Y = G^x$ соответственно, т.е. решая задачу дискретного логарифмирования. Однако значение X является неизвестным, поэтому задача дискретного логарифмирования в циклической подгруппе в явном виде не стоит. Учитывая, что при известном элементе сопряжения сформулированная задача сводится к задаче дискретного логарифмирования, ее можно назвать задачей дискретного логарифмирования в

скрытой циклической подгруппе. Если число «скрытых» циклических подгрупп достаточно мало, то задачу можно будет свести к задаче дискретного логарифмирования, при этом нижнюю границу сложности задачи можно оценить субэкспоненциальной зависимостью от размера некоммутативной группы. Поскольку сложность дискретного логарифмирования в конечном поле является сверхполиномиальной, доверие к ее оценке сомнений не вызывает.

Рассмотрим пример реализации предложенного способа шифрования сообщения с последующей его расшифровкой на 8-мерной алгебре Клиффорда-Грассмана, то есть $d=3$, а размерность базиса $\dim E = 2^d = 8$. Сам базис имеет вид $(1, e_1, e_2, e_3, e_{1,2}, e_{1,3}, e_{2,3}, e_{1,2,3})$.

Таблица умножения базисных единиц алгебры $Cl^F(3,0,0)$ имеет вид согласно табл.3.

Элементы соответствующей алгебры зададим над простым полем Галуа характеристики p , то есть $F = GF(p)$.

Выбираем простое число $p = 11$.

Генерируем две циклические подгруппы G_1 и G_2 с максимальными периодами $v = w = p^2 - 1 = 120$, $G_1 \neq G_2$.

Выбираем элемент секретного ключа X из подгруппы G_1 : $X = (1\ 2\ 9\ 5\ 8\ 4\ 1\ 7)$.

Выбираем дополнительные ключи шифрования:

- 1) число $e = 107$ – взаимно простое с v ,
- 2) произвольное число $y = 1$, удовлетворяющее $1 \leq y < w$.

Список литературы

1. Menezes, A.J. The Discrete Logarithm Problem in $GL(n,q)$ / A.J. Menezes, Y.H. Wu // *Ars Combinatorica*. – 1997. – Vol. 47. – P. 23-32.
2. Ko, K.H. New public-key cryptosystem using braid groups / K.H. Ko, S.J. Lee, J.H. Cheon, J.W. Han, J.S. Kang, C. Park // *Advances in Cryptology - CRYPTO 2000*. – Springer Berlin/Heidelberg, 2000. – P. 166-183.
3. Молдовян, Н.А. Теоретический минимум и алгоритмы цифровой подписи / Н.А. Молдовян. –

Из группы G_2 выберем произвольный элемент M в качестве исходного сообщения $M = (2\ 2\ 1\ 10\ 9\ 10\ 3\ 8)$.

Передающая сторона формирует криптограмму C :

$$C = X \cdot M^{107} \cdot X^{-1} = (2\ 5\ 3\ 5\ 2\ 7\ 2\ 10).$$

Принимающая сторона определяет дополнительный секретный ключ дешифрования $d = 83$, который вычисляется из условия $d = e^{-1}$, т.е. $e \cdot d \equiv 1 \pmod{v}$, и расшифровывает сообщение:

$$M = X^{-1} Y_1^{83} X = (2\ 2\ 1\ 10\ 9\ 10\ 3\ 8).$$

Сравнение вычисленного сообщения с исходным сообщением показывает, что криптограмма C расшифрована правильно, т.е. из нее получено исходное сообщение M .

Заключение. В работе рассмотрен новый подход в области криптографической защиты информации, позволяющий при меньших значениях ключа достигать большей криптостойкости шифруемого сообщения. Метод достигается путем использования некоммутативных конечных групп, основанных на свойствах алгебры Клиффорда. Алгеброй Клиффорда в данном алгоритме задается правило генерирования элементов группы, а также правило выполнения групповой операции умножения. Требуемая криптостойкость достигается путем выполнения операции с неизвестным значением X при соответствующем выборе группы Γ и ее элементов X и M , а использование ключа меньшей длины в некоторой степени достигается благодаря нелинейному увеличению мощности группы Γ .

References

1. Menezes A.J., Wu Y.H. The Discrete Logarithm Problem in $GL(n,q)$. *Ars Combinatorica*. 1997. Vol. 47. P. 23-32.
2. Ko K.H., Lee S.J., Cheon J.H., Han J.W., Kang J.S., Park C. New public-key cryptosystem using braid groups. *Advances in Cryptology - CRYPTO 2000*. Springer Berlin/Heidelberg. 2000. P. 166-183.
3. Moldovyan N. A. Teoretichesky minimum i algoritmy tsifrovoy podpisi [Theoretical Minimum and

СПб.: Изд-во БХВ-Петербург, 2010. – 304 с.

4. Способ шифрования: пат. 2450457 Рос. Федерация: МПК Н 04 К 1/00 / Леухин А.Н., Петухов А.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО МарГТУ. – №2011120553/08 ; заявл. 20.05.11; опубл. 10.05.12, Бюл. № 13.

5. Lounesto, P. Clifford algebras and spinors. Second edition / P. Lounesto. – Cambridge University Press, 2001. – P. 67-79.

6. Петухов, А.С. Система шифрования на основе криптографических примитивов в виде некоммутативных групп, индуцированных алгебрами Клиффорда-Грассмана / А.С.Петухов, А.С.Шувалов, А.Н.Леухин // Информационные технологии в профессиональной деятельности и научной работе: сб. мат. всеросс. науч. конф. с межд. уч., в 2 ч. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2011. – Ч. 2. –С. 81-86.

7. Петухов, А.С. Некоммутативные группы, индуцированные алгебрами Клиффорда-Грассмана и Кэли-Диксона / А.С. Петухов, А.С. Шувалов, А.Н. Леухин // Информационные технологии в профессиональной деятельности и научной работе: сб. 1. мат. всеросс. науч. конф. с межд. уч., в 2 ч. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2012. – Ч. 1. – С. 229-232.

Digital Signature Algorithms]. StPb.: Publishing house BHV-Petersburg, 2010. 304 p.

4. Leukhin A. N., Petukhov A. S. Sposob shifrovaniya [Encryption Method]: patent RF, no. 2450457, 2012.

5. Lounesto P. Clifford algebras and spinors. Second edition / Cambridge University Press. 2001. P. 67-79.

6. Petukhov A. S., Shuvalov A. S., Leukhin A. N. Sistema shifrovaniya na osnove kriptograficheskikh primitivov v vide nekommutativnykh grupp, indutsirovannykh algebrami Klifforda-Grassmana [Encryption System on the Basis of Cryptographic Primitives in the Form of Noncommutative Groups Induced by Clifford-Grassmann Algebras]. Informatsionnye tekhnologii v professional'noy deyatelnosti i nauchnoy rabote: sb. mat. vseros. nauch. konf. s mezhd. uch., v 2 ch. [Information Technologies in Professional Activity and Scientific Work: Proceedings of All-Russian Scientific Conference with International Participation, 2 parts]. Yoshkar-Ola: MARSTU: 2011. P. 2. P. 81-86.

7. Petukhov A. S., Shuvalov A. S., Leukhin A. N. Nekommutativnye gruppy, indutsirovannye algebrami Klifforda-Grassmana i Keli-Diksona [Noncommutative Groups Induced by Clifford-Grassmann and Cayley-Dickson Algebras]. Informatsionnye tekhnologii v professional'noy deyatelnosti i nauchnoy rabote: sb. mat. vseros. nauch. konf. s mezhd. uch., v 2 ch. [Information Technologies in Professional Activity and Scientific Work: Proceedings of All-Russian Scientific Conference with International Participation, 2 parts].- Yoshkar-Ola: MARSTU. 2012. P. 1. P. 229-232.

Статья поступила в редакцию 27.02.13.

ЛЕУХИН Анатолий Николаевич – доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой информационной безопасности, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор более 170 публикаций, в том числе соавтор двух монографий.

E-mail: code@volgatech.net

ПЕТУХОВ Алексей Сергеевич – аспирант, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор семи публикаций.

E-mail: petuhovas@volgatech.net

КОКОВИХИНА Наталья Александровна – студент, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов.

E-Mail: kokovihinana@volgatech.net

LEUKHIN Anatoly Nikolaevich – Doctor of Physics and Mathematics, the Head of the Chair of Information Security, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and coding theory, synthesis, analysis and the digital processing of compound signals. The author of more than 170 publications, the co-author of two monographs.

E-mail: code@volgatech.net

PETUKHOV Aleksey Sergeevich – a postgraduate student, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and coding theory, synthesis, analysis and the digital processing of compound signals. The author of 7 publications.

E-mail: petuhovas@volgatech.net

KOKOVIKHINA Natal'ya Aleksandrovna – a student, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and coding theory, synthesis, analysis and the digital processing of compound signals.

E-mail: kokovihinana@volgatech.net

A. N. Leukhin, A. S. Petukhov, N. A. Kokovikhina

**ENCRYPTION SYSTEM WITH OPEN DISTRIBUTION OF KEYS BASED
ON NP- COMPLETE PROBLEM IN NONCOMMUTATIVE GROUPS INDUCED
BY CLIFFORD AND GRASSMANN ALGEBRAS**

Key words: *data encryption; Clifford and Grassmann algebras; noncommutative groups.*

A new protocol of asymmetrical encryption with open distribution of keys based on the search problem of a conjugate element in a noncommutative group, induced by Clifford and Grassmann algebra generators is suggested. The protocol is a modified encryption algorithm with open distribution of keys – an RSA algorithm. An NP- complete problem with proved computational complexity is assumed as a basis that has fundamental significance for the construction of systems with open distribution of keys. At present used encryption protocols with open distribution of keys are constructed on the basis of problems with unproved computational complexity (for example, number factorization problem, the problem of discrete taking the logarithm etc.) The examples of algorithmic and programmed realization of the developed encryption method are given. The received result is of considerable interest for developers of modern systems of cryptographic information protection.

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.396.9

И. В. Рябов, Д. А. Чернов

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОЦЕССОРА 1892ВМ10Я ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ГЛОБАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Рассмотрены общие принципы работы глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС. Описаны структура спутниковой навигационной системы, структура навигационных радиосигналов системы ГЛОНАСС, решение навигационной задачи, а также погрешности определения координат. Представлена структура навигационных сообщений системы ГЛОНАСС. Рассмотрен отечественный однокристалльный коммуникационный процессор 1892ВМ10Я.

Ключевые слова: навигация; ГЛОНАСС; GPS; навигационный космический аппарат; аппаратура потребителя; доплеровский сдвиг частот; треугольник погрешностей; тропосферные погрешности; ионосферные погрешности; суперкадр.

Введение. Глобальные навигационные спутниковые системы ГЛОНАСС и GPS являются совершенным средством для определения местоположения, скорости и точного времени. Однако существенным фактором, влияющим на точность работы наземного навигационного оборудования, является количество видимых спутников на небосклоне. Для гарантированной работы односистемного приемника необходимо открытое пространство, когда в поле зрения находится максимальное число спутников и отсутствуют отраженные сигналы. При наличии различных затенений радиовидимости возможности точного позиционирования значительно ухудшаются. Количество видимых спутников одной системы может быть недостаточным для решения навигационной задачи с требуемой точностью, и

само решение часто становится невозможным [1]. Актуальным является совместное использование двух навигационных систем ГЛОНАСС и GPS.

Поскольку решение навигационных задач зачастую предполагает работу в условиях частичных и частых затенений радиовидимости, приемник ГЛОНАСС/GPS имеет значительные преимущества перед любым односистемным приемником GPS или ГЛОНАСС. Совместное применение ГЛОНАСС/GPS существенно (почти в два раза) повышает точность и надежность (доступность, непрерывность обслуживания и целостность) навигационных определений. Повышение точности обусловлено лучшими возможностями комбинированной орбитальной группировки по обеспечению оптимальной геометрии созвездий.

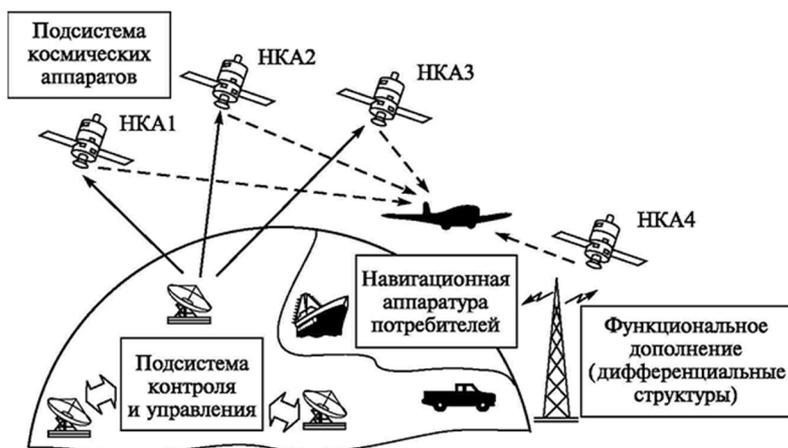


Рис. 1. Сегменты системы глобального позиционирования

Две системы, передавая сигналы на разных частотах, обеспечивают устойчивую работу при наличии помех в диапазоне одной из систем. Такая устойчивость еще более повышается за счет использования в ГЛОНАСС частотного разделения каналов.

Целью работы является разработка навигационного устройства для морского и речного судоходства с высокими параметрами точности и низким временем старта за счет совмещенного использования навигационных систем GPS/ГЛОНАСС и усовершенствования алгоритма автономного мониторинга целостности.

1. Структура спутниковой навигационной системы. Спутниковая навигационная система (СНС) включает в себя три сегмента (рис. 1):

- подсистема навигационного космического аппарата (НКА);
- подсистема контроля и управления (ПКУ);
- подсистема аппаратуры потребителя (АП).

Как видно из рис. 1, есть однонаправленная связь между пространственным сегментом и сегментом пользователя. Управляющие станции на земле имеют двунаправленную связь со спутниками.

Подсистема НКА ГЛОНАСС. Полная (проектная) группировка НКА систе-

мы ГЛОНАСС состоит из 24-х спутников, равномерно распределенных в трех орбитальных плоскостях (рис. 2). Орбитальные плоскости разнесены относительно друг друга на 120° по абсолютной долготе восходящего узла и имеют условные номера 1, 2 и 3, возрастающие по направлению вращения Земли.

В каждой орбитальной плоскости расположено по восемь спутников со сдвигом по аргументу широты 45° . Орбитальные плоскости сдвинуты друг относительно друга на 15° , т.е. спутники в соседних орбитальных плоскостях смещены на 15° по аргументу широты [2]. Нумерация позиций спутников производится по порядку их последовательности на орбите в определенный момент времени и против их движения. Спутникам первой орбитальной плоскости присвоены номера от 1 до 8, второй орбитальной плоскости – от 9 до 16, третьей – от 17 до 24.

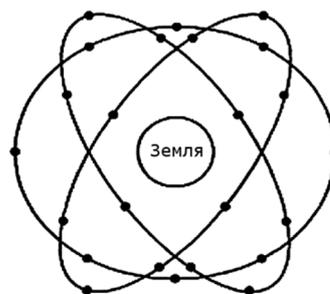


Рис. 2. Орбитальная структура СНС ГЛОНАСС

По состоянию на 0 ч 00 мин 00 с московского времени 1 января 2011 года аргументы широты спутников описывались выражением

$$145^{\circ}26'37'' + 15^{\circ}(27 - 3j + 25k), \quad (1)$$

где $j = 1 \dots 24$; $k =$ целая часть числа $(j - 1)/8$.

Орбиты спутников являются близкими к круговым, с высотой от 18840 до 19440 км (номинальное значение 19100 км). Наклонение орбиты – $64,8^{\circ}$ с точностью $\pm 0,3^{\circ}$. Точность выведения спутника в заданную точку орбиты составляет 0,5 с по периоду обращения $\pm 1^{\circ}$ по аргументу широты и $\pm 0,01$ по эксцентриситету.

Орбитальная структура сети спутников построена таким образом, что в каждой точке земной поверхности и околоземного пространства одновременно наблюдаются не менее четырех спутников. Их взаимное расположение обеспечивает необходимые точностные характеристики системы. Нужно заметить, что заданная точность координатно-временных измерений может быть достигнута при наличии в системе 21 спутника, по семь в каждой орбитальной плоскости, а остальные используются в качестве «горячего» резерва. Непрерывность навигационного поля системы ГЛОНАСС обеспечивается на высотах до 2000 км. Система сохраняет полную функциональность при одновременном выходе из строя до 6 НКА (по два в каждой плоскости).

Интервал повторяемости трасс движения НКА и, соответственно, зон радио-

видимости наземными потребителями составляет 17 витков, или 7 суток 23 ч 27 мин 28 с. Отсюда видно, что СНС ГЛОНАСС не является резонансной (или синхронной), т.е. спутники в своем орбитальном движении не имеют резонанса (синхронизма) с вращением Земли. Начало каждого витка смещается относительно поверхности Земли приблизительно на 21° по долготе и орбита каждого НКА имеет многовитковый след. Благодаря этому возмущающее влияние нецентральности гравитационного поля Земли на орбиты НКА значительно снижается и является одинаковым для всех НКА. Как следствие, орбитальная группировка СНС ГЛОНАСС более стабильна по сравнению с GPS, имеющей синхронные 12-часовые орбиты [2]. Орбитальная группировка ГЛОНАСС не требует дополнительных корректировок в течение всего срока активного существования НКА, хотя срок функционирования НКА на сегодняшний день несколько меньше, чем в GPS [3].

Подсистема контроля и управления (ПКУ) предназначена для контроля правильности функционирования, управления и информационного обеспечения сети спутников системы ГЛОНАСС. ПКУ состоит из следующих взаимосвязанных стационарных объектов (рис. 3): центр управления системой (ЦУС); центральный синхронизатор (ЦС); контрольные станции (КС); система контроля фаз (СКФ); квантово-оптические станции (КОС); аппаратура контроля поля (АКП) [4].

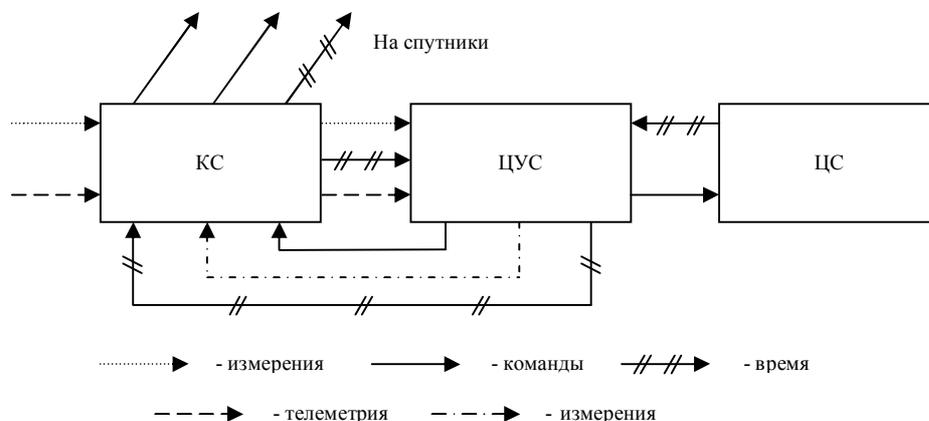


Рис. 3. Схема наземного сегмента с направлением движения потоков информации

ПКУ выполняет следующие функции:

- проведение траекторных измерений для определения и прогнозирования и непрерывного уточнения параметров орбит всех спутников;
- временные измерения для определения расхождения бортовых шкал времени всех спутников с системной шкалой времени ГЛОНАСС, синхронизация спутниковой шкалы времени с временной шкалой центрального синхронизатора и службы единого времени путем фазирования и коррекции бортовых шкал времени спутников;
- формирование массива служебной информации (навигационных сообщений), содержащего спрогнозированные эфемериды, альманах и поправки к бортовой шкале времени каждого спутника и другие данные, необходимые для формирования навигационных кадров;
- передача (закладка) массива служебной информации в память ЭВМ каждого спутника и контроль за его прохождением;
- контроль по телеметрическим каналам за работой бортовых систем спутников и диагностика их состояния;
- контроль информации в навигационных сообщениях спутника, прием сигнала вызова ПКУ;
- управление полетом спутников и работой их бортовых систем путем выдачи на спутники временных программ и команд управления; контроль прохождения этих данных; контроль характеристик навигационного поля;
- определение сдвига фазы дальнего навигационного сигнала спутника по отношению к фазе сигнала центрального синхронизатора;
- планирование работы всех технических средств ПКУ, автоматизированная обработка и передача данных между элементами ПКУ [4].

Аппаратура потребителей (АП).

Подсистема аппаратуры потребителя

предназначена для приема сигналов от НКА, измерения навигационных параметров, выделения служебной информации (включающей эфемериды и временные поправки) и решения задачи навигационно-временного определения (НВО). По измеренным навигационным параметрам (НП) – псевдодальности и радиальной псевдоскорости – относительно четырех НКА определяются три пространственные координаты потребителя, три составляющие его скорости и поправки к фазе и частоте его бортового генератора.

В состав АП входят антенное устройство (антенна, блоки предварительного усилителя и управления антенной), приемное устройство (блоки преобразования и усиления, поиска сигналов, навигационных измерений и выделения навигационного сообщения, а также блок опорного генератора и синтезатора частот), вычислительное устройство (процессор и блок связей – интерфейс), блок управления и индикации и блок питания. В зависимости от назначения и конструктивного исполнения конкретных моделей современной АП в ее составе могут отсутствовать антенное устройство, блок питания, блок управления и индикации. Обязательными функциональными блоками являются приемное устройство и навигационный процессор.

Современная АП оснащена высокопроизводительными процессорами, позволяющими полностью автоматизировать выполнение всех основных операций: поиска и обнаружения сигналов выбранного созвездия НКА, слежения за сигналами и измерения РНП, приема и декодирования служебной информации, учет в измеренных РНП различных поправок (релятивистской, тропосферной, временной и т. п.), решения основной навигационно-временной задачи и сопутствующих сервисных задач, контроля навигационных решений, контроля работоспособности аппаратуры, регистрации и индикации результатов решений.

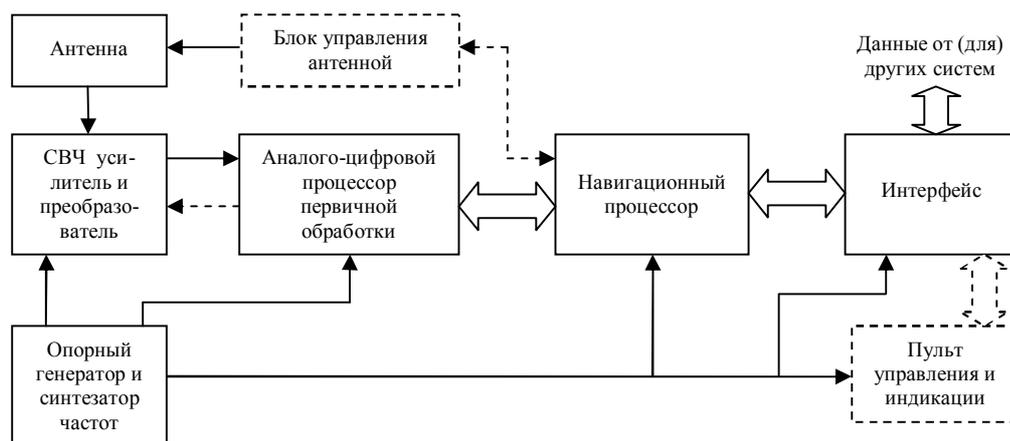


Рис. 4. Структура аппаратуры потребителя

С позиций современной теории оптимальной фильтрации решаемая в АП задача получения оценки вектора состояния потребителя может рассматриваться в виде единого алгоритма обнаружения–оценивания. Однако для упрощения АП и программного обеспечения задачу получения оценок вектора потребителя разбивают на два этапа обработки: первичную и вторичную.

На этапе первичной обработки решаются задачи поиска и обнаружения сигналов, слежения за ними, фильтрации (оценки) РНП сигнала, приема и декодирования служебной информации. На этапе вторичной обработки с использованием полученных на первом этапе оценок РНП и соответствующих навигационных функций решается задача НВО, т.е. вычисляются оценки вектора состояния потребителя. В состав программного обеспечения вторичной обработки входят и блоки управления первичной обработкой, а также блоки для ввода и вывода необходимой информации и для решения сервисных задач.

На рис. 4 приведена обобщенная схема обмена информацией между основными элементами АП: процессорами первичной и вторичной обработки, интерфейсом внешних устройств – и различными потребителями информации.

На вход процессора первичной обработки поступают сигналы НКА, принятые

антенной, усиленные и преобразованные на промежуточную частоту в соответствующем радиочастотном блоке, а также сигналы от опорного генератора и (или) синтезатора. Из блока первичной обработки в блок вторичной передаются измеренные значения НП, отсчет системного времени спутника, а также строки служебной информации. С блока вторичной обработки (навигационного процессора) результаты НВО поступают на интерфейсный блок, с которого информация распределяется на пульт управления, другим бортовым системам, внешним потребителям [5].

2. Решение навигационной задачи.

Навигационной задачей в СНС принято называть нахождение пространственно-временных координат потребителя и составляющих вектора его скорости, в совокупности называемых вектором потребителя. В результате решения навигационной задачи в общем случае должны быть найдены пространственные координаты потребителя (x, y, z) , поправка t к шкале времени потребителя относительно шкалы времени СНС и составляющие вектора скорости как производные от координат потребителя во времени.

Потребитель имеет возможность измерять задержку сигнала и доплеровский сдвиг частоты (радионавигационные параметры), а также выделять из сигнала данные альманаха и эфемерид (навигационное сообщение). Геометрические

параметры, которые соответствуют радионавигационным, принято называть навигационными параметрами. Так, задержке сигнала t соответствует дальность $R = ct$, где c – скорость света; доплеровскому смещению частоты f_d соответствует радиальная скорость сближения $V_r = f_d \cdot \lambda$, где λ – длина волны излучаемого НКА-сигнала. Следовательно, псевдодальность вычисляется путем измерения времени прохождения сигнала на трассе «НКА-объекта» и используется для определения координат, а доплеровский сдвиг частоты сигнала НКА используется для измерения скорости объекта.

В открытом пространстве геометрическое место точек с одинаковым значением R образует поверхность положения в виде сферы с радиусом R и центром, совпадающим с фазовым центром передающей антенны НКА. При пересечении двух поверхностей положения образуется линия положения в виде окружности (рис. 5) – совокупность точек, имеющих два заданных значения навигационного параметра R . Местоположение конкретной точки определяется по пересечению двух линий положения или, соответственно, трех поверхностей положения. В ряде случаев две линии положения могут пересекаться в двух точках, что порождает неоднозначность местоположения. Устранить неоднозначность можно лишь введением еще одной линии положения или дополнительной информации о местоположении [3].

В большинстве применений СНС можно считать, что потребитель находится на поверхности Земли.

Условно примем форму Земли за идеальную сферическую. Тогда на рис. 5 сферу с радиусом R можно считать земной поверхностью с центром масс в точке O , а сферу с радиусом R_i – поверхностью положения, образованной вокруг НКА с центром масс в точке O_i .

Уравнение сферы имеет вид:

$$R_i = \sqrt{[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]} \quad (2)$$

где R_i – дальность между i -м НКА и потребителем; x_i, y_i, z_i – известные на момент измерения координаты НКА; x, y, z – координаты потребителя.

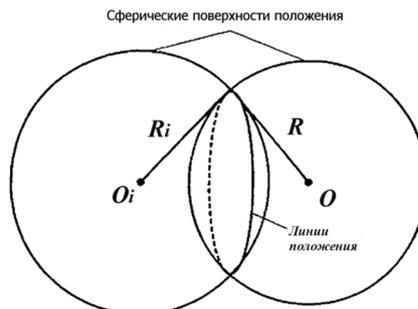


Рис. 5. Поверхности и линии положения

Для наземного потребителя линия положения в случае с одним НКА представляет собой окружность на поверхности Земли (рис. 5). В случае с двумя НКА наземный потребитель может находиться в одной из двух точек, образованных при пересечении двух окружностей. Возникает неоднозначность, которая может быть устранена знанием ориентировочных координат потребителя. Если ориентировочные координаты неизвестны, неоднозначность устраняется измерением дальности до третьего НКА. Таким образом, для определения координат потребителя на поверхности Земли, при условии абсолютной неизвестности предварительных координат, необходимо измерение как минимум трех дальностей до НКА (рис. 6). При пересечении линий положения I–I, II–II, III–III может получиться фигура погрешностей (треугольник).

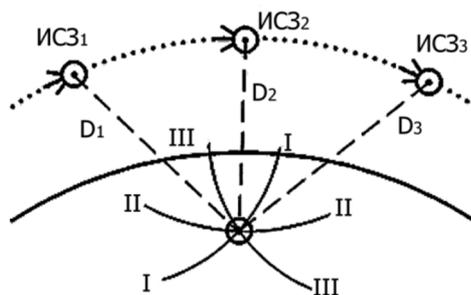


Рис. 6. Принцип определения места судна по ГНСС

В этом случае вероятнейшее место потребителя будет находиться в точке пересечения биссектрис вершин (внутренних углов) треугольника погрешности (рис. 7).

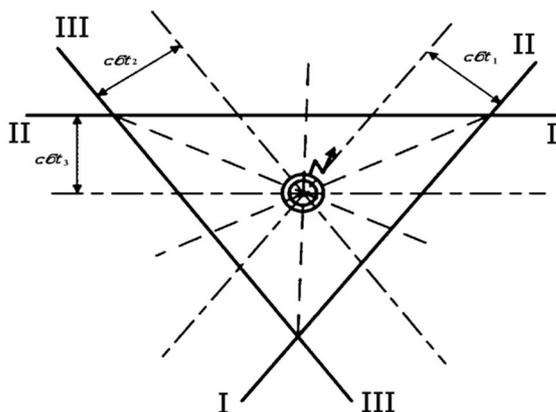


Рис. 7. Треугольник погрешностей при определении места судна по ГНСС

Треугольник погрешностей получается из-за присутствия в измеренных расстояниях $D_{1,2,3}$ постоянных погрешностей $c\delta t$. Найдя место потребителя (φ_0, λ_0) методом биссектрис, можно найти и постоянную погрешность $c\delta t$, возникающую из-за расхождения временных шкал НКА и навигационной АП.

В общем случае, когда высота потребителя над поверхностью Земли неизвестна, земная поверхность не может быть принята за одну из поверхностей положения. Тогда в случае со знанием предварительных координат требуется измерение дальностей минимум до трех спутников; в случае с абсолютной неизвестностью предварительных координат необходимо измерение дальностей до четырех спутников.

Если учесть, что некоторые спутники в разные моменты времени могут находиться близко к линии радиогоризонта, что чрезвычайно невыгодно с точки зрения приема радиосигнала и точности измерений, либо быть неисправны, то становится очевидной необходимость нахождения в зоне видимости потребителя как минимум 5–6 НКА, что и обуслов-

ливает существующую орбитальную структуру СНС. Меньшее количество видимых НКА снижает доступность, целостность и непрерывность навигационного поля СНС [3].

3. Погрешности определения координат. На точность навигационно-временных определений с помощью спутниковой радионавигационной системы (СРНС) влияет множество факторов. Они связаны с характеристиками используемых сигналов, среды распространения, с особенностями построения АП и используемых в ней алгоритмов определения РНП и НП и т. д. Рассмотрим основные источники погрешностей этих измерений применительно к псевдодальномерному методу навигационно-временных определений.

В зависимости от локализации источника составляющие дальномерной погрешности измерений СРНС можно разделить на три категории:

- погрешности, вносимые на НКА или ПКУ СРНС;
- погрешности, вносимые на трассе распространения сигнала от НКА до АП;
- аппаратные погрешности АП [6].

Погрешности, вносимые функционированием бортовой аппаратуры НКА или ПКУ СРНС, обусловлены, в основном, несовершенством частотно-временного и эфемеридного обеспечения. Погрешности частотно-временного обеспечения возникают вследствие несовершенства аппаратуры, а также процедур сверки бортовой шкалы времени с системным эталоном.

Погрешности, возникающие на трассе распространения сигнала от НКА до АП, в основном обусловлены рефракцией сигналов в атмосфере (тропосфере и ионосфере) Земли, а также особенностями интерференции сигналов НКА, связанной с их многолучевым распространением в точке расположения антенны АП.

Рефракция сигналов СРНС в тропосфере вызвана неоднородностями и изменением ее диэлектрической проницаемости и соответственно показателя прелом-

ления с изменением высоты. Дополнительная задержка сигнала навигационного спутника (НС) в тропосфере может достигать от 8 до 80 нс. В связи с тем, что для диапазона волн, в котором работают современные СРНС типа ГЛОНАСС и GPS, тропосфера не является диспергирующей средой (тропосферная рефракция не зависит от частоты сигнала), устранение этой задержки двухчастотным способом не осуществляется. Однако значение тропосферной погрешности зависит от факторов, которые достаточно точно известны и прогнозируются (взаимные координаты НС и АП, температура, давление, влажность воздуха).

Для средних метеоусловий:

$$\Delta t_{\text{трон}} \approx \frac{K_t}{\sin \beta} \int_0^{ST} (n-1) ds, \quad (3)$$

где K_t – параметр, характеризующий состояние тропосферы; β – угол места (возвышения) НС; n – коэффициент преломления радиоволн; ST – длина тропосферного участка радиотрассы [3].

Рефракция сигналов СРНС в ионосфере вызвана неоднородностями и изменением ее диэлектрической проницаемости с изменением высоты. Дополнительная задержка в ионосфере $\Delta t_{\text{ион}}$ сигнала НС с частотой f по сравнению с задержкой сигнала при прямолинейном распространении оценивается:

$$\Delta t_{\text{ион}} = \frac{A}{f^2} + \frac{B}{f^3} + \frac{C}{f^4} + \dots \approx \frac{A}{f^2}, \quad (4)$$

где A , B , C – коэффициенты, характеризующие свойства среды распространения радиоволн. Для сигналов средневысотных СРНС вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь (для частоты $f = 1,5$ ГГц их значения оцениваются как $B/f^3 < 0,08$ нс и $C/f^4 < 0,25$ нс).

В связи с тем, что ионосфера является диспергирующей средой, знак задержки меняется в зависимости от измеряемого параметра радиосигнала НС – фазы оги-

бающей или несущей. В первом случае учитывается групповая скорость распространения радиоволн, во втором – фазовая. Соответственно в первом случае дополнительная задержка $\Delta t_{\text{ион}}$ положительная (измеренная дальность больше истинной), а во втором – отрицательная.

В настоящее время известны следующие методы определения и учета $\Delta t_{\text{ион}}$: моделирование условий на трассе распространения сигналов НС; двухчастотное измерение; избыточные одночастотные измерения.

Погрешности АП. Источниками дальномерных погрешностей в АП являются схемы слежения за задержкой огибающей и несущей сигналов НКА.

Типовую некогерентную схему слежения за задержкой, использующую огибающую спутникового сигнала (двоичную псевдослучайную последовательность), можно характеризовать шумовой погрешностью с СКО

$$\sigma = \tau_s \left[\frac{k_1 P_{\text{ССЗ}}}{P_c / N_0} + \frac{k_2 P_{\text{ССЗ}} P_{\text{ПЧ}}}{(P_c / N_0)^2} \right]^{0,5}, \quad (5)$$

где τ_s – длительность элемента кода ПСП; k_1, k_2 – постоянные коэффициенты, зависящие от выбранной схемы слежения; $P_{\text{ССЗ}}$, $P_{\text{ПЧ}}$ – односторонняя ширина полосы замкнутой схемы слежения и тракта промежуточной частоты соответственно; P_c / N_0 – отношение мощности сигнала к спектральной мощности шума на входе АП.

При использовании в современной АП шага временной дискретизации, равного $\frac{1}{64} \tau_s$, соответствующие погрешности измеряемой дальности составляют 0,27 м для Р-кода и 2,66 м для С/А-кода GPS. С учетом этого суммарное значение флуктуационной составляющей дальномерной погрешности АП (СКО) равно приблизительно 0,2 ... 1 м для Р-кода и 1,5 ... 10 м для С/А-кода GPS. Динамиче-

скую составляющую дальномерной погрешности АП можно оценить как:

$$\sigma_{\text{дин}}(R) = \frac{1,12\Delta a\lambda}{4\Pi_{\text{ССЗ}}^2}, \quad (6)$$

где Δa – скорость изменения доплеровского сдвига частоты. Это соотношение справедливо для установившегося режима схемы слежения второго порядка при квадратичном законе изменения задержки сигнала.

Для оценки точности измерения приращения дальности с использованием фазы несущей справедливо выражение:

$$\sigma_{\phi}(R) = \left[\frac{\lambda^2 \Pi_{\text{ФАПЧ}}}{(2\pi)^2 P_c / N_0} \right]^{0,5}. \quad (7)$$

Типовые значения этой погрешности составляют примерно 1,6 мм (СКО) для Р-кода и 1,2 мм для С/А-кода GPS.

Суммарное значение аппаратурной составляющей дальномерной погрешности имеет вид $\sqrt{\sigma_{\phi}^2(R) + \sigma_{\text{дин}}^2(R)} = 0,1\tau$, при полосе $\Pi_{\text{ССЗ}} = 3$ Гц и $P_c / N_0 = 30$ дБ/Гц.

С учетом полученных выше оценок вклада различных факторов в погрешность дальномерных измерений легко рассчитать, что суммарное значение эквивалентной дальномерной погрешности составляет 5 м для Р-кода и 15 м для С/А-кода GPS, при этом ее флуктуационная составляющая лежит в диапазоне 4 ... 6,5 м [3].

Погрешности из-за многолучевости.

На приемную антенну аппаратуры потребителя СРНС может поступать не только прямой сигнал от навигационного спутника, но и множество переотраженных сигналов от земной и морской поверхностей и близлежащих объектов, например зданий. Уровень отраженного сигнала может быть соизмеримым с прямым сигналом. Это приводит к существенным искажениям полезного сигнала и к погрешностям в схемах слежения за параметрами этого сигнала (задержкой, частотой и фазой). Эти погрешности во многом зависят

от взаимного расположения спутника, приемной антенны и отражающих объектов. Экспериментальные исследования показали большой разброс значений дальномерной погрешности из-за многолучевости, которая составляет от 0,5 до 2 м в лучшем случае (при использовании специальных антенн) и до 100 м в худшем, в городских условиях с высотными зданиями. Использование в последней ситуации приемников сигналов стандартной точности (СТ-сигналов СРНС ГЛОНАСС) с узкополосными корреляторами может снизить погрешности на порядок. Кроме того, использование высокоточных сигналов (ВТ-сигналов СРНС ГЛОНАСС) позволяет снизить погрешности из-за многолучевости в среднем до 1...3 м и в наихудшей ситуации до 8 м.

В наиболее неблагоприятных ситуациях может произойти срыв слежения в следящих схемах, особенно в фазовых [7].

4. Структура навигационных радиосигналов системы ГЛОНАСС. В системе ГЛОНАСС используется частотное разделение сигналов (FDMA), излучаемых каждым спутником – двух фазоманипулированных сигналов. Частота первого сигнала лежит в диапазоне $L1 \sim 1600$ МГц, а частота второго – в диапазоне $L2 \sim 1250$ МГц. Номинальные значения рабочих частот радиосигналов, передаваемых в диапазонах $L1$ и $L2$, определяются выражением:

$$\begin{aligned} f_{k1} &= f_1 + k \cdot \Delta f_1; \\ f_{k2} &= f_2 + k \cdot \Delta f_2; \\ k &= 0, 1, 2, \dots, 24, \end{aligned} \quad (8)$$

где k – номера литеров (каналов) рабочих частот спутников;

$$f_1 = 1602 \text{ МГц}; \Delta f_1 = \frac{9}{16} = 0,5625 \text{ МГц}; \quad (9)$$

$$f_2 = 1246 \text{ МГц}; \Delta f_2 = \frac{7}{16} = 0,4375 \text{ МГц}.$$

Для каждого спутника рабочие частоты сигналов в диапазоне $L1$ и $L2$ когерентны и формируются от одного эталона

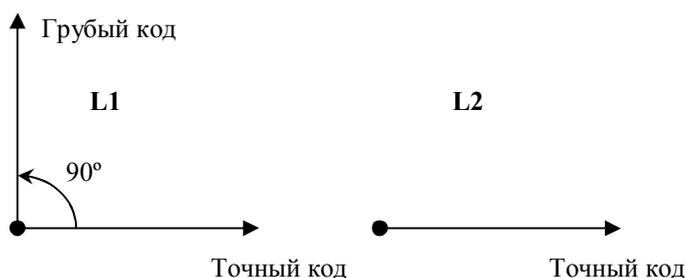


Рис. 8. Векторная диаграмма несущих сигналов систем ГЛОНАСС и GPS

частоты. Отношение рабочих частот несущей каждого спутника:

$$\frac{\Delta f_{k1}}{\Delta f_{k2}} = \frac{7}{9}. \quad (10)$$

Номинальное значение частоты бортового генератора, с точки зрения наблюдателя, находящегося на поверхности Земли, равно 5,0 МГц [7, 8].

В диапазоне $L1$ каждый спутник системы ГЛОНАСС излучает две несущие на одной и той же частоте, сдвинутые друг относительно друга по фазе на 90° (рис. 8).

Одна из несущих подвергается фазовой манипуляции на 180° . Модулирующий сигнал получают сложением по модулю два трёх двоичных сигналов (рис. 9):

- последовательности навигационных данных, передаваемых со скоростью 50 бит/с (рис. 9, а);
- меандрового колебания, передаваемого со скоростью 100 бит/с (рис. 9, б);
- грубого дальномерного кода, передаваемого со скоростью 511 Кбит/с (рис. 9, в).

Сигнал в диапазоне $L1$ (аналогичен C/A-коду в GPS) доступен для всех потребителей в зоне видимости КА. Сигнал в диапазоне $L2$ предназначен для военных нужд, и его структура не раскрывается [7, 8].

5. Состав и структура навигационных сообщений ГЛОНАСС. Навигационные сообщения спутников системы ГЛОНАСС необходимы потребителям для навигационных определений и планиро-

вания сеансов связи со спутниками. По своему содержанию навигационные сообщения делятся на оперативную и неоперативную информацию.

Навигационные сообщения спутников системы ГЛОНАСС структурированы в виде суперкадров длительностью 2,5 мин. Суперкадр состоит из пяти кадров длительностью 30 с. Каждый кадр содержит 15 строк длительностью 2 с.

В первой части строки (интервал 1,7 с) передаются навигационные данные – 85 символов цифровой информации в бидвоичном коде с частотой 50 Гц, а во второй части строки (интервал 0,3 с) передается двоичный код метки времени [8]. Двоичный код метки времени представляет собой укороченную псевдослучайную последовательность, состоящую из 30 символов с тактовой частотой 100 бит/с.

Коды, применяемые для кодирования информации, могут быть простыми (неизбыточными) или помехоустойчивыми (избыточными). На практике наиболее часто применяют двоичные равномерные корректирующие коды. В СНС используется блочная разновидность этих кодов, когда информация передается в виде независимых блоков одинаковой длины. Как правило, блоки являются разделимыми, т.е. состоят из двух частей – информационной и проверочной, во всех блоках занимающих одни и те же позиции. Разделимые коды принято обозначать как (L_b, k) , где L_b – общее число разрядов в блоке, k – число информационных разрядов.

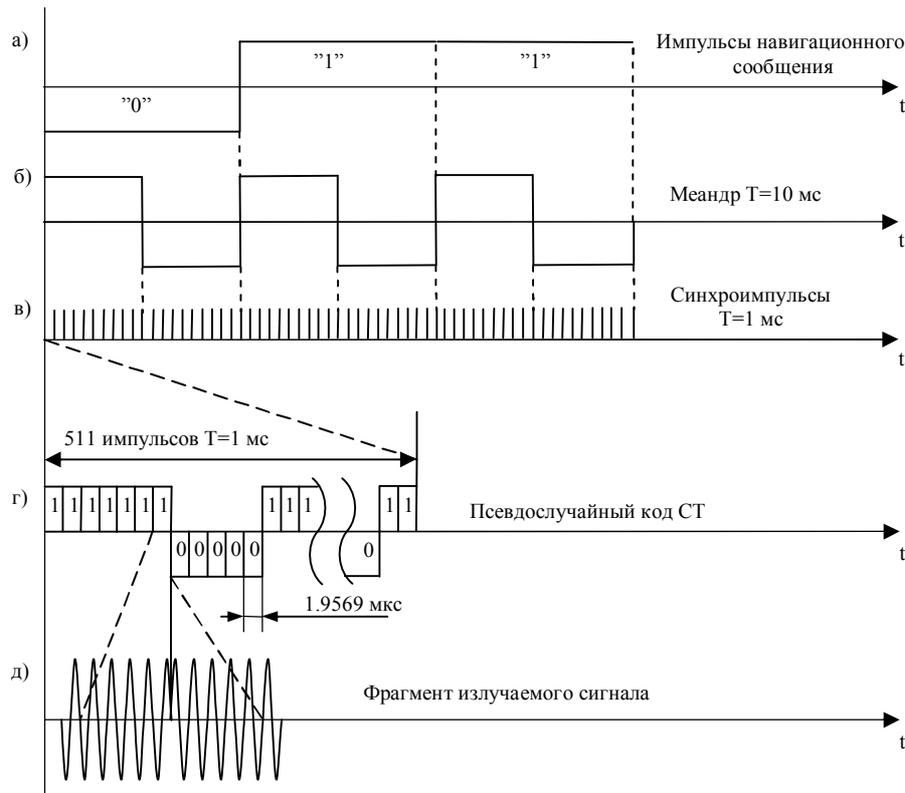


Рис. 9. Структура сигнала ГЛОНАСС

В СНС ГЛОНАСС применяются циклические коды Хэмминга, исторически появившиеся раньше многих других и исправляющие одиночные ошибки в кодовом слове. Коды Хэмминга характеризуются параметрами $L_b = 2^n - 1$; $k = 2^n - 1 - n$ [9].

Корректирующим кодам присуща избыточность, вычисляемая как $w = (L_b - k)/L_b$. Число позиций, в которых кодовые комбинации имеют разные символы, называют расстоянием между двумя кодовыми комбинациями. Это расстояние может быть различным. Минимальное расстояние между кодовыми позициями называют кодовым расстоянием (расстоянием Хэмминга). Количество ошибок (a), поддающихся обнаружению и исправлению (d), зависит от кодового расстояния. Если код используется только для обнаружения ошибок, то необходимо и достаточно соблюдать соотношение $d_{\min} \geq a + 1$. Исправление ошибок требует наличия $d_{\min} \geq 2a + 1$ [9].

6. Картоплоттер на основе совмещенного приема сигналов GPS/ГЛОНАСС с помощью процессора со встроенным коррелятором 1892ВМ10Я. Современное судоходство широко использует достижения электронной промышленности. Сегодня на любом судне можно обнаружить интеллектуальные системы идентификации, навигации, контроля пути и т. д. Однако в большинстве своем данное оборудование производится с использованием зарубежной элементной базы и для навигации используются сигналы GPS/NAVSTAR. Данные факты делают отечественный рынок морской навигации зависимым. Кроме этого, с развитием малого судоходства возрастает потребность в малых и компактных картоплоттерах, доступных по цене для широкого круга пользователей.

Основным направлением развития морских навигаторов является повышенная мобильность и совмещенный прием сигналов нескольких навигационных систем, поскольку это обеспечивает допол-

нительную точность и уверенный прием в любой точке планеты. Программно-аппаратные комплексы морской навигации способны решать большой объем работ по управлению судном, идентификации и сопровождению судна.

У любого картплоттера существует блок приема и обработки сигнала навигационной системы и блок построения 3D морской карты по траектории движения судна. Построение данных блоков является важным пунктом при создании морского навигационного устройства.

Решение данных задач обеспечивает сигнальный процессор компании «НПЦ Элвис» 1892BM10Я. Архитектура микропроцессора – трехъядерная гетерогенная, MIMD-типа на базе ядер из библиотеки платформы «Мультикор»: процессорного CPU-ядра с архитектурой MIPS32 и программируемого ядра сигнального процессора (двухпроцессорного кластера DSP) с плавающей и фиксированной точкой, дополненная многоканальным коррелятором (МКК) для ГЛОНАСС/GPS-навигации. Данный процессор работает на частоте 250 МГц, что дает ему производительность в 157.1 MIPS при вычислениях с плавающей точкой. МКК включает в себя 24 канала слежения, 4 поисковых машины и устройство быстрого поиска FSE.

ГОСТ Р 54116-2010 регламентирует минимальные возможности и характеристики морских навигационных систем. Для соответствия стандарту устройство на базе ЦСП 1892BM10Я должно содержать:

- антенну, обеспечивающую прием сигналов систем ГЛОНАСС/GPS;
- приемник сигналов системы ГЛОНАСС/GPS и процессор;
- средство, обеспечивающее расчет географических координат;
- устройство контроля и сопряжения;
- дисплей для отображения координат и, если необходимо, других выходных данных.

Кроме этого, объединенная судовая НАП (навигационная аппаратура) ГЛО-

НАСС/GPS должна обеспечивать прием и обработку сигналов GPS в стандартном режиме работы и сигналов ГЛОНАСС с открытым кодом стандартной точности. НАП должна осуществлять расчет географической широты и долготы в градусах, минутах, тысячных долях минуты и времени наблюдений относительно UTC. Должна быть предусмотрена возможность преобразования вычисленных данных в систему координат используемой навигационной карты. На дисплее и любых выходных данных должен отображаться признак используемой системы координат. НАП ГЛОНАСС/GPS должна иметь, по крайней мере, один выходной порт для передачи информации о координатах и параметрах движения объекта в другое навигационное оборудование.

Основой аппаратной системы является процессор 1892BM10Я, обладающий рабочей частотой 250 МГц и богатой периферией. Разработка программного обеспечения на микроконтроллер ведется на языке C++ в специализированной среде.

На основе этих данных можно предложить следующую минимальную комплектацию картплоттера:

- 1892BM10Я с 24 каналами совмещенного приема GLO/GPS и активной внешней антенной;
- 256 МВ SRAM под управлением операционной системой WINDOWS CE 7;
- 4” дюймов TFT дисплей с тач-панелью;
- работа по протоколу NMEA 2000.

Кроме этого, возможно подключение дополнительных блоков по каналу Ethernet и/или UART в том числе и сторонних производителей, работающих по открытому протоколу. В общую информационную сеть возможно подключение специфических блоков, например автопилота, эхолот, модули AIS (Automatic Identification System) и др.

В качестве конструктивной реализации корпуса прибора можно использовать пластиковую БНК с высокой степенью

герметизации. Модульный тип компоновки блока позволяет менять количество периферических каналов, что отражается на цене готового изделия.

Обеспечив универсальность кода и базовых функций, можно получить навигационную систему, которая подойдет для любых видов морского транспорта.

Заключение. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС предназначена для определения местоположения, скорости движения, а также точного времени морских, воздушных, сухопутных и других видов потребителей. Сейчас в основном применяют двухсистемные приемники, которые обеспечивают повышение точности определения времени и местоположения движущихся или стационарных объектов.

Несмотря на то, что одним из важнейших направлений совершенствования и развития СНС ГЛОНАСС является ее интегрирование со спутниковой радионавигационной системой GPS, необходимо понимать значение ГЛОНАСС для нашей страны.

Во-первых, из соображений безопасности Россия должна иметь свою независимую систему навигации.

Во-вторых, по официальным заявлениям правительства РФ, пользование системой будет бесплатным для всех потребителей, а данные со спутников не будут специально загрубляться.

Список литературы

1. Никитин, А. Совмещенные приемные модули систем ГЛОНАСС/GPS производства КБ «ГеоСтар Навигация» / А. Никитин // Новости электроники. – 2010. – № 4. – С. 7-12.
2. Соловьев, Ю.А. Системы спутниковой навигации / Ю. А. Соловьев – М.: Эко-Трендз, 2000. – 270 с.
3. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС / В. С. Яценков. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с.
4. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / Под ред. В.Н. Харисо-

В-третьих, система ГЛОНАСС по сравнению с GPS эффективнее работает в полярных широтах, поэтому она востребована как в северных странах, так и в южных.

В-четвертых, по мнению российских и зарубежных специалистов, ГЛОНАСС работает быстрее и точнее GPS в среде с повышенной затененностью.

В-пятых, различается и структура навигационного сообщения. Благодаря тому, что длительность суперкадра в СНС ГЛОНАСС составляет 2,5 мин (в отличие от 12,5 мин для GPS), в ней происходит более быстрое обновление альманаха.

Поэтому устройства на базе совмещенного приема сигналов глобальной навигационной системы, например, 1892ВМ10Я, позволяют повысить надежность работы устройства, точность определения координат глобальной навигационной системы, понизить стоимость разработки, благодаря интегрированному МКК.

Микросхема коммуникационного микропроцессора 1892ВМ10Я обеспечивает аппаратно-программную поддержку функций ГЛОНАСС/GPS навигации, процедур цифровой обработки сигналов, обработки видеоизображений, что позволяет строить портативные навигационные системы для различных областей применения.

References

1. Nikitin A. Sovmeshchennye priemnye moduli sistem GLONASS/GPS proizvodstva KB «GeoStarNavigatsiya» [Integrated Receiving Modules of GLONASS/GPS Systems Produced by Design Office «GeoStarNavigation»]. *Novosti elektroniki* [Electronics News]. 2010. No 4. P. 7-12.
2. Solovyev Yu. A. Sistemy sputnikovoy navigatsii [Systems of Satellite Navigation]. Moscow: Eco-Trendz, 2000. – 270 p.
3. Yatsenkov V. S. Osnovy sputnikovoy navigatsii. Sistemy GPS NAVSTAR i GLONASS [Grounds of Satellite Navigation. Systems GPS NAVSTAR and GLONASS]. Moscow: Goryachaya liniya – Telecom, 2005.– 272 p.
4. Globalnaya sputnikovaya radionavigatsionnaya sistema GLONASS [Global Satellite Radio Navigation

ва, А.И. Перова, В.А. Болдина. – М.: ИПРЖР, 1998. – 400 с.

5. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. / В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.; Под ред. И.Б. Федорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 768 с.

6. Бессонов, А. А. Спутниковые навигационные системы: учеб. пособие / А. А. Бессонов, В. Я. Мамаев. – СПб.: ГУАП, 2006. – 36 с.

7. Повалев, Е. Системы спутниковой навигации ГЛОНАСС и GPS: Часть 3. Борьба с многолучевостью / Е. Повалев, С. Хуторной // Системы связи. – 2002. – № 2. – С. 23-29.

8. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (редакция 5.1). – М.: ФГУП «РНИИ КР», 2008. – 74 с.

9. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

System GLONASS]. Edited by V. N. Kharisov, A. I. Perov, V. A. Boldin. Moscow: IPRZHR, 1998. 400 p.

5. Vasin V. A., Vlasov I. B., Egorov Yu. M. et al. Informatsionnye tekhnologii v radiotekhnicheskikh sistemakh [Information Technologies in Radio Engineering Systems]; edited by I. B. Fedorov. Moscow: Publishing house of Bauman Moscow State Technical University, 2004. 768 p.

6. Bessonov A. A., Mamaev V. Ya. Sputnikovye navigatsionnye sistemy [Satellite Navigation Systems]. GUAP. – StPb., 2006. 36 p.

7. Povalev E., Khutornoy S. Sistemy sputnikovoy navigatsii GLONASS i GPS. Chast 3. Bor'ba s mnogoluchevost'yu [Systems of Satellite Navigation GLONASS and GPS. Part 3. Multipath Propagation Control]. Sistemy svyazi [Communication Systems]. 2002. No 2. P. 23-29.

8. Globalnaya navigatsionnaya sputnikovaya sistema GLONASS. Interfeisnyy kontrolnyy dokument. Navigatsionnyy radiosignal v diapazonakh L1, L2 (redaktsiya 5.1). [Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Navigation Radio Signal in the Ranges L1, L2 (redaction 5.1)]. Moscow: FGUP «RNII KR», 2008. 74 p.

9. GLONASS. Printsipy postroeniya i funktsionirovaniya [GLONASS. Construction and Operation Principles]. Edited by A. I. Perov, V. N. Kharisov. The fourth edition, revised and completed. Moscow: Radiotekhnika, 2010. 800 p.

Статья поступила в редакцию 21.11.12.

РЯБОВ Игорь Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – цифровые методы синтеза сложных широкополосных сигналов, радиолокация, навигация и телекоммуникации, адаптивные системы связи, системы дистанционного зондирования различных сред. Автор более 70 публикаций.

E-mail: ryabov22@mail.ru

ЧЕРНОВ Денис Алексеевич – аспирант кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – навигация и телекоммуникация. Автор одной публикации.

E-mail: evsxx1@gmail.com

RYABOV Igor Vladimirovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor of the Chair of Design and Production of Computing Systems, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests – digital methods of the synthesis of compound broadband signals, radiolocation, navigation and telecommunication, adaptive communication systems, systems of remote sensing of different mediums. The author of more than 70 publications.

E-mail: ryabov22@mail.ru

CHERNOV Denis Alekseevich – a postgraduate student of the Chair of Design and Production of Computing Systems, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests – navigation and telecommunication. The author of one publication.

E-mail: evsxx1@gmail.com

I. V. Ryabov, D. A. Chernov

**APPLICATION OF PROCESSOR 1892BM10Я FOR THE INCREASE
IN THE ACCURACY OF THE DETERMINATION OF POSITION OF A GLOBAL
NAVIGATION SYSTEM**

Key words: navigation; GLONASS; GPS; navigation spacecraft; consumer instrumentation; Doppler frequency shift; error triangle; troposphere errors; ionosphere errors; superframe.

The global navigation system allows determining exact coordinates, velocity and time. The navigation problem is often solved under conditions of the limited visibility of the sky or in the presence of disturbance within the range; therefore the problem of the construction of a device, providing the integrated reception of signals GPS/GLONASS is urgent. In this connection the general principles of the work of the global navigation satellite system GLONASS are considered. The structure of the satellite navigation system, the structure of the navigation radio signals of the GLONASS system, the solution of a navigation problem and types of errors of the determination of position are described. The structure of navigation messages of the GLONASS system is presented. The comparison between GPS and GLONASS were made. Russian one-crystal front-end processor 1892BM10Я with a built-in multichannel correlator is considered. The structure of a chartplotter on the basis of the processor 1892BM10Я with the integrated reception of signals GPS/GLONASS is suggested. As a result the significance of the integration of two systems into a global navigation system is indicated; the structure of a sw/ hw complex for the marine navigation on the basis of GPS/GLONASS signal receipt is suggested.

УДК 612.84.001.8

Т. А. Лежнина, В. В. Роженцов

ВРЕМЯ ОБУЧЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЮ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ЗРЕНИЯ ПО ЧАСТОТЕ СВЕТОВЫХ МЕЛЬКАНИЙ

Предложен способ определения времени обучения измерению разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий как длительности переходного процесса зрительной системы. Приведены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: зрительная система; частота световых мельканий; разрешающая способность; измерение.

Введение. Зрительная система человека обладает определенной инерционностью. Между моментом воздействия света на сетчатку и моментом возникновения соответствующего зрительного ощущения проходит некоторое время, обозначаемое как время ощущения. В свою очередь, зрительные ощущения не исчезают с прекращением воздействия света на сетчатку, так как при световом воздействии расходуется некоторая доля светочувствительного вещества глаза. На его восстановление требуется некоторое время, происходят и остающиеся после воздействия света восстановительные процессы в зрительных центрах. Время между моментом прекращения воздействия света на сетчатку и моментом исчезновения соответствующего зрительного ощущения обозначается как время восстановления [1,2].

Следствием совместного действия времени ощущения и времени восстановления является критическая частота световых мельканий (КЧСМ), то есть частота мельканий света в секунду, при которой наступает субъективное ощущение слияния световых мельканий, и зрительная система воспринимает источник светящимся непрерывно. Ранее отмечались области

применения и недостатки метода КЧСМ, одним из которых является его низкая точность, обусловленная ограниченной разрешающей способностью зрения по частоте световых мельканий (РС ЧСМ) [3]. Способы измерения РС ЧСМ рассмотрены в работах [3–4], модель представлена в работе [5]. Неразличение зрительной системой близких частот световых мельканий затрудняет измерение РС ЧСМ и требует обучения.

Цель работы – разработка способа определения времени обучения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий.

Способ определения времени обучения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий. Для определения РС ЧСМ испытуемым предъявлялись световые импульсы с заданной в видимом диапазоне частот начальной частотой. Далее предъявлялись поочередно световые мелькания с увеличенной по сравнению с начальной – инкрементной частотой и уменьшенной по сравнению с начальной – декрементной частотой. При этом время предъявления световых мельканий выбиралось в диапазоне от 0,5 до 1,5 секунд и оставалось постоянным в процессе измерений.

Разница между предъявляемыми частотами увеличивалась до тех пор, пока испытуемый не определял порог различения предъявляемых частот световых мельканий.

Световые мелькания предъявлялись с использованием светодиода желтого цвета диаметром 5 мм с силой света 3 мкд, размещаемого в районе ближней точки ясного видения. Формирование предъявляемых световых импульсов и измерение РС ЧСМ выполнялось с использованием ПЭВМ Pentium III.

Измеренное значение РС ЧСМ отмечали точкой на плоскости в координатах «значение РС ЧСМ – номер измерения». Описанную процедуру неоднократно повторяли, строили график зависимости значений РС ЧСМ (ΔF) как функции $\Delta F = f(N_i)$, где N_i – номер i -го измерения, $i = 1, 2, \dots, k$; k – число измерений, до получения квазистационарного режима, когда переходной процесс закончен. Время, необходимое испытуемому для обучения измерению РС ЧСМ, определяли по количеству измерений, выполненных во время переходного процесса, после которого измеряемые значения РС ЧСМ стабилизировались [6].

Результаты исследований и их об-суждение. В обследовании приняло участие десять не обученных испытуемых в возрасте от 18 до 20 лет с нормальным или скорректированным зрением. Измерения выполнялись бинокулярно в первой половине дня с 9 до 12 часов. Начальная частота световых мельканий принята равной 10 Гц.

В результате измерений для одного из испытуемых получены следующие значения РС ЧСМ (ΔF) в Гц: 1,8; 1,6; 1,2; 1,1; 1,2; 1,0; 1,1, которые представлены в виде графика на рис. 1.

Время переходного процесса определяется временем, после которого имеет место неравенство [7]

$$|\Delta F_i - \Delta F_0| \leq \Delta / 2,$$

где ΔF_i – значение РС ЧСМ в i -м измерении, $i = 1, 2, \dots, k$, k – число измерений; ΔF_0 – среднее значение РС ЧСМ в квазистационарном режиме; $\Delta = \Delta F_{\max} - \Delta F_{\min}$ – вариационный размах значений РС ЧСМ в квазистационарном режиме; ΔF_{\max} – максимальное значение РС ЧСМ в квазистационарном режиме; ΔF_{\min} – минимальное значение РС ЧСМ в квазистационарном режиме.

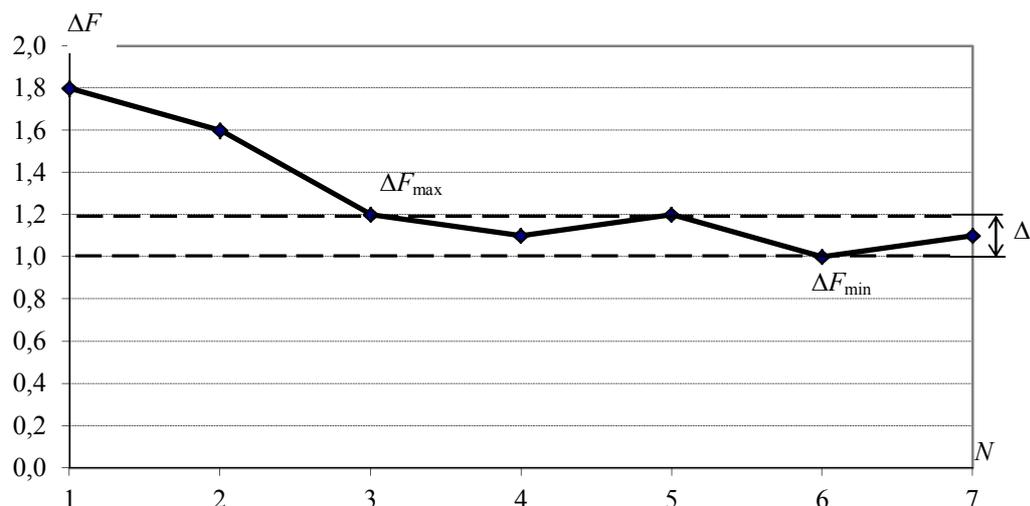


Рис. 1. График значений РС ЧСМ первого испытуемого: по горизонтальной оси – номер измерения; по вертикальной оси – значение РС ЧСМ, Гц

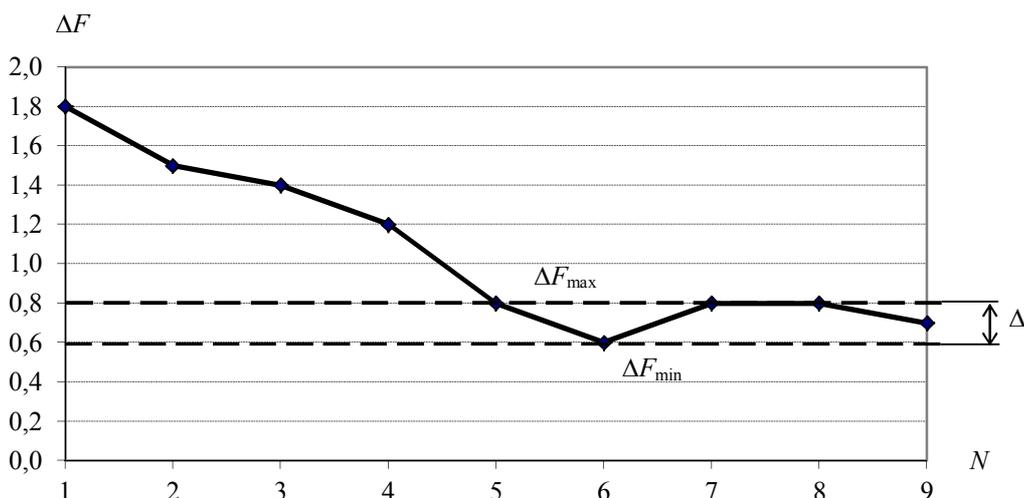


Рис. 2. График значений РС ЧСМ второго испытуемого:
по горизонтальной оси – номер измерения; по вертикальной оси – значение РС ЧСМ, Гц

На графике отметили вариационный размах Δ значений РС ЧСМ в квазистационарном режиме и определили номер измерения 3, соответствующий окончанию переходного процесса. Таким образом, за время, необходимое для выполнения трех измерений, процессы адаптации данного испытуемого и его зрительной системы, обуславливающие наличие переходного процесса, заканчиваются, измеряемые значения РС ЧСМ стабилизируются.

Для другого испытуемого получены следующие значения РС ЧСМ (ΔF) в Гц: 1,8; 1,5; 1,4; 1,2; 0,8; 0,6; 0,8; 0,8; 0,7, которые представлены в виде графика на рис. 2.

Для данного испытуемого переходной процесс заканчивается после пятого измерения, к этому времени процессы адаптации заканчиваются.

Условием точности измерения РС ЧСМ является получение ее значений с малой вариабельностью. Однако в результате адаптации испытуемых к экспериментальным условиям, благодаря наличию «этапа вработывания» [8] и влиянию «закона научения», согласно которому процесс формирования навыка развивается по экспоненте [9], присутствует переходной процесс. По окончании переходного процесса наступает квазистационар-

ный режим, в котором наблюдается вариабельность значений РС ЧСМ, объясняемая стохастичностью центральной нервной системы, как сложного биологического объекта. Длительность переходного процесса определяется временем обучения измерению РС ЧСМ.

По мнению Н.М. Пейсахова и соавторов, стабилизация значений происходит после двух-трех измерений [10]. Однако переходной процесс сугубо индивидуален, поэтому необходимое число измерений РС ЧСМ до стабилизации ее значений для разных испытуемых различно, что подтверждено экспериментально.

По результатам анализа экспериментальных данных по обследованной группе установлено, что для обучения измерению РС ЧСМ испытуемым необходимо от 2 до 8 измерений. Точечная оценка медианы распределения числа необходимых измерений по группе равна 5.

Выводы. Время обучения измерению РС ЧСМ, обусловленное адаптацией испытуемого и формированием навыка измерения, составляет по обследованной группе из десяти испытуемых от 2 до 8 измерений, точечная оценка медианы распределения числа необходимых измерений по группе равна 5.

Список литературы

1. Семеновская, Е. Н. Электрофизиологические исследования в офтальмологии / Е.Н. Семеновская. – М.: Медгиз, 1963. – 279 с.
2. Вартамян, И. А. Физиология сенсорных систем: руководство / И.А. Вартамян. – СПб: Изд-во «Лань», 1999. – 224 с.
3. Роженцов, В.В. Способ определения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / В.В. Роженцов, Т.А. Лежнина // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2009. – № 3(7). – С. 23-27.
4. Роженцов, В.В. Способ сокращения времени измерения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / В.В. Роженцов, Т.А. Лежнина // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 3(10). – С. 86-89.
5. Лежнина, Т.А. Моделирование разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / Т.А. Лежнина, В.В. Роженцов // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 2(12). – С. 82-87.
6. Патент 2394474, МПК А61В 5/16, А61В 3/10. Способ определения времени обучения оценке разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / Лежнина Т.А., Роженцов В.В. – № 2009116069/14; заявл. 27.04.2009; опубл. 20.07.2010, Бюл. № 20. – 11 с.
7. Солодовников, В.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования / В.В. Солодовников, В.Н. Плотников, А.В. Яковлев. – М.: Машиностроение, 1985. – 535 с.
8. Приборы и комплексы для психофизиологических исследований. Исследования, разработка, применение / Под ред. В.А. Викторова, Е.В. Матвеева. – М.: ЗАО «ВНИИМП-ВИТА», 2002. – 228 с.
9. Ткачук, В.Г. Вариативность физиологических показателей в механизме адаптации биосистем / В.Г. Ткачук, Б. Петрович // VII Междунар.

References

1. Semenovskaya E. N. Electrofiziologicheskie issledovaniya v oftal'mologii [Electrophysiological Investigations in Ophthalmology]. Moscow: Medgiz, 1963. 279 p.
2. Vartanyan I. A. Fiziologiya sensorykh sistem: rukovodstvo [Physiology of Sensory Systems: guide book]. – StPb: Publishing house «Lan'», 1999. 224 p.
3. Rozhentsov V. V., Lezhnina T. A. Sposob opredeleniya razreshayushchey sposobnosti zreniya po chastote svetovykh mel'kaniy [Method of Determination of Eyesight Resolution by Light Flicker Frequency]. Vestnik Mariyskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Vestnik of Mari State Technical University. Ser. Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2009. No 3(7). P. 23-27
4. Rozhentsov V. V., Lezhnina T. A. Sposob sokrashcheniya vremeni izmereniya razreshayushchey sposobnosti zreniya po chastote svetovykh mel'kaniy [Method of Time Reduction of Measurement of Eyesight Resolution by Light Flicker Frequency]. Vestnik Mariyskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Vestnik of Mari State Technical University. Ser. Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2010. No 3(10). P. 86-89.
5. Lezhnina T. A., Rozhentsov V. V. Modelirovaniye razreshayushchey sposobnosti zreniya po chastote svetovykh mel'kaniy [Modeling of Eyesight Resolution by Light Flicker Frequency]. Vestnik Mariyskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser. Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Vestnik of Mari State Technical University. Ser. Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2011. No 2(12). P. 82-87.
6. Lezhnina T. A., Rozhentsov V. V. Sposob opredeleniya vremeni obucheniya otsenke razreshayushchey sposobnosti zreniya po chastote svetovykh mel'kaniy [Method of Determination of Training Time of Estimation of Eyesight Resolution by Light Flicker Frequency]. Patent RF, no 2394474, 2010.
7. Solodovnikov V. V., Plotnikov V. N., Yakovlev A. V. Osnovy teorii i elementy sistem avtomaticheskogo regulirovaniya [Grounds of Theory and Elements of Systems of Automatic Control]. Moscow: Mashinostroenie, 1985. 535 p.
8. Pribory i komplekсы dlya psikhofiziologicheskogo issledovaniy. Issledovaniya, razrabotka, primeneniye. [Apparatus and Complexes for Psychophysiological Investigations. Investigations, development, application]. Edited by V. A. Viktorov, E. V. Matveev. Moscow: ZAO «VNIIMPVITA». 2002. 228 p.
9. Tkachuk V. G., Petrovich B. Variativnost' fiziologicheskikh pokazateley v mekhanizme adaptatsii biosistem [Variation of Physiological Indices in the

науч. конгресс «Современный олимпийский спорт и спорт для всех»: матер. конф. – М.: СпортАкадемПресс, 2003. – Т. 2. – С. 182-183.

10. Методы и портативная аппаратура для исследования индивидуально-психологических различий человека / Н.М. Пейсахов, А.П. Кашин, Г.Г. Баранов, Р.Г. Вагапов; Под ред. В.М. Шадрин. – Казань: Изд-во Казанск. ун-та, 1976. – 238 с.

Mechanism of Biosystem Adaptation]. VII Mezhdunarodnyy nauchnyy kongress «Sovremenny olimpiyskiy sport i sport dlya vsekh: mater. konf.» [VII International Scientific Congress «Modern Olympic Sport and Sport for Everyone»: conf. mater].- Moscow: SportAcademPress, 2003. Vol. 2. P.182-183.

10. Peisakhov N. M., Kashin A. P., Baranov G. G., Vagapov R. G. Metody I portativnaya apparatura dlya issledovaniya individualno-psikhologicheskikh razlichiy cheloveka [Methods and Portable Equipment for the Investigation of Individual Psychological Differences of a Man]. Edited by V. M. Shadrin. Kazan: Publishing house of Kazan University, 1976. 238 p.

Статья поступила в редакцию 03.05.12.

ЛЕЖНИНА Татьяна Александровна – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – методы и программно-технические средства исследования временных параметров зрительной системы человека. Автор 87 публикаций.

E-mail: LezhninaTA@volgatech.net

РОЖЕНЦОВ Валерий Витальевич – доктор технических наук, профессор кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – методы и средства исследования функционального состояния человека, адаптации к внешним воздействиям. Автор 284 публикаций.

E-mail: RozhentsovVV@volgatech.net

LEZHNIINA Tatyana Alexandrovna – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Chair of Medical and Biological System Engineering, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is methods and program-technical means of the investigation of time parameters of the visual system of a man. The author of 87 publications.

E-mail: LezhninaTA@volgatech.net

ROZHENTSOV Valery Vitalyevich – Doctor of Engineering Sciences, Professor of the Chair of Design and Production of Computing Systems, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is methods and means of the investigation of the dynamic state of a man, adaptation to external influence. The author of 284 publications.

E-mail: RozhentsovVV@volgatech.net

T. A. Lezhnina, V. V. Rozhentsov

TIME OF TRAINING IN MEASUREMENT OF EYESIGHT RESOLUTION BY LIGHT FLICKER FREQUENCY

Key words: *visual system; light flicker frequency; resolution; measurement.*

The visual system of a man is inertial that leads to the phenomenon of critical light flicker frequency (CLFF). The difficulty of CLFF measurement is explained by the limited eyesight resolution by light flicker frequency (RLFF). This reason complicates RLFF measurement and requires training.

The purpose of the work is the development of the method of RLFF training time determination.

For the determination of RLFF light pulses with initial frequency 10 Hz, then in turn flickers with increased and decreased frequency in comparison with the initial one were presented to probationers. The difference between presented frequencies was increased until a probationer determined the differential threshold of presented light flicker frequencies. The measured value of RLFF was marked with the point on the coordinate plane «RLFF value-measurement number». The described technique was repeated, the chart of the dependence of RLFF values (ΔF) as function $\Delta F = f(N_i)$ where N_i is a number of i - measurement, $i = 1, 2, \dots, k$; k – measurement number was made until getting quasisteady operation, when the transient process is finished. Time needed by a probationer for the training in RLFF measurement was determined by the amount of measurements fulfilled during the transient process.

Ten untrained probationers aged 18-20 with normal or corrected eyesight took part in the examination. Binocular measurements were made in the first part of the day from 9 to 12 a. m. The time of the transient process is determined by the time, after which inequality $|\Delta F_i - \Delta F_0| \leq \Delta/2$ occurs, where ΔF_i is a RLFF value in i - measurement, ΔF_0 is an average value of RLFF in quasisteady operation; $\Delta = \Delta F_{\max} - \Delta F_{\min}$ is the range of RLFF values in quasisteady operation; ΔF_{\max} and ΔF_{\min} are maximum and minimum of RLFF values in quasisteady operation respectively. The range Δ was marked on the chart $\Delta F = f(N_i)$, made in accordance with the results of measurements and the number of the measurement corresponding to the end of the transient process was determined.

The time of training in RLFF measurement is from 2 to 8 measurements as the examined group showed, point median estimator of number distribution in the group is 5.

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 001-057.874

В. А. Иванов, Ю. С. Андрианов, Н. В. Рябова, П. А. Нехорошков

ПЕРВЫЙ ШАГ В НАУКУ ШКОЛЬНИКОВ ПОВОЛЖСКОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО ОКРУГА

Подводятся основные итоги проведенного 26 марта на базе ФГБОУ ВПО «Поволжский государственный технологический университет» первого в регионе Поволжского научно-образовательного форума школьников «Мой первый шаг в науку».

Ключевые слова: Поволжский государственный технологический университет; форум школьников; наука; дополнительное образование школьников.

26 марта в Поволжском государственном технологическом университете состоялся первый в регионе Поволжский научно-образовательный форум школьников «Мой первый шаг в науку», где более 500 школьников обсуждали результаты научных исследований, проведенных ими под руководством преподавателей вуза и школ, а также аспирантов и магистрантов ПГТУ.

Основные цели форума:

- развитие интеллектуального творчества учащихся, привлечение их к исследовательской деятельности в науке, экономике и управлении;
- выявление талантливых и одарённых учащихся в области научно-технического творчества, оказание им поддержки;
- привлечение к работе с учащимися ведущих учёных университета;
- формирование творческих связей «школа – университет»;
- привлечение общественного внимания к проблемам развития интеллектуального потенциала общества.

Работа форума проходила по 16 секциям:

1. Математика в нашей жизни.
2. Физика вокруг нас.
3. Химия окружающей среды.
4. Биология природы и человека.
5. Наноматериалы, нетрадиционная энергетика, альтернативный транспорт – технологии вашего успеха.

6. Искусственный интеллект, наноэлектроника, мобильная связь, цифровое телевидение.
7. Информатика и информационные технологии.
8. Безопасность жизнедеятельности, использование и охрана водных ресурсов.
9. Лес и ландшафтная архитектура.
10. Древесина – материал на все времена.
11. Архитектура и строительство.
12. Познавая мир экономики.
13. Государство и бизнес.
14. Культурно-историческое наследие общества.
15. Современные проблемы молодежи.
16. Клуб юных исследователей.



*Торжественное открытие Форума в 1 корпусе ПГТУ
(справа налево: заместитель министра образования и науки Республики Марий Эл
Э. Д. Идиатуллина, проректор по научной работе и инновационной деятельности В. А. Иванов,
ректор Е. М. Романов)*

Тематика секций соответствует основным направлениям научных исследований, проводимых на факультетах, благодаря чему в большинстве случаев научными руководителями школьников от университета выступали магистранты и аспиранты, вовлекая их в проводимые исследования в рамках магистерских и аспирантских диссертаций. Всего же на форуме было представлено свыше трехсот проектов. Отрадно, что некоторые из ребят ведут научные исследования уже не один год, а многие выбирали тему с прицелом на будущую профессию. Работа секций проходила под руководством модераторов, являющихся выдающимися учеными, руководителями научных школ и научно-образовательных центров университета. В пленарной части работы секции модератор представлял обзорный доклад по тематике работы секции с обобщением самого передового опыта в этой области в мире и в университете. Несмотря на юный возраст докладчиков, выступления были подготовлены самым серьезным образом с хорошей проработкой материала, постановкой научных задач и хорошим компьютерным оформлением. Школьники как городских, так и районных школ показали высокое стремление к новым научным знаниям, хорошую подготовительную базу и отличный уровень владения современными презентационными технологиями.

Шестнадцатая секция «Клуб юных исследователей» собрала самых маленьких участников – школьников младших классов. На выступление они пришли с родителями и классными руководителями, но несмотря на это продемонстрировали серьезный подход и хорошую подготовку доклада.

Поражает география участников форума – помимо Йошкар-Олы и районов Республики Марий Эл в нем приняли участие представители Республики Татарстан и Чувашии, Нижегородской и Кировской областей, Республики Башкортостан, а также города Москвы и Московской области.



*Работа секции «Математика в нашей жизни»
(модератор секции – зав. каф. высшей математики, доктор физ.-мат. наук,
профессор Д. В. Иванов и участники секции)*



Работа секции «Лес и ландшафтная архитектура» (ректор Е. М. Романов и участники секции)



Работа секции «Клуб юных исследователей» (модератор секции – начальник управления социальной и воспитательной работы О. Г. Гуцина и участники секции – школьники младших классов)

На торжественном открытии форума, проходившем в главном корпусе университета, выступили ректор ПГТУ, профессор, доктор сельскохозяйственных наук Евгений Михайлович Романов, заместитель министра образования и науки Республики Марий Эл Энзе Дакуановна Идиатуллина и проректор по научной работе и инновационной деятельности, доктор физико-математических наук, профессор Владимир Алексеевич Иванов. Все выступающие подчеркнули высокую важность и значимость проводимого мероприятия, а также ту работу, которую «Волгатех» проводит уже много лет со школами республики по привлечению старшеклассников к научно-исследовательской работе, занятию техническим творчеством на базе объектов инновационной инфраструктуры университета (центр коллективного пользования, студенческое конструкторское бюро, бизнес-инкубатор, технопарк, малые инновационные предприятия).

На сегодняшний день при переходе вузов к системе многоуровневого образования, включающей в себя в том числе начальное и среднее профессиональное образование, связь со школами и вовлечение школьников уже со старших классов в жизнь вуза является одной из приоритетнейших задач. Руководство университета уделяет большое внимание работе со школами в различных форматах. На базе университета ежегодно, в рамках Фестиваля науки, проводятся десятки различных мероприятий: конференции, «круглые столы», презентации, мастер-классы, тренинги и т.д. с привлечением школьников как из городов, так и из районов Республики Марий Эл.

На сегодняшний день, благодаря развитой системе студенческих научных обществ, в университете создана благоприятная среда для привлечения школьников и учащихся СПО для участия в научно-исследовательской работе совместно со студентами и аспирантами ПГТУ. Система школьник – студент – аспирант позволяет реализовать сквозную систему получения новых научных знаний, привлечения к научным исследованиям и подготовки кадров высшей квалификации, что в результате формирует кадровый и научный потенциал университета из научной элиты.

V. A. Ivanov, Yu. S. Andrianov, N. V. Ryabova, P. A. Nekhoroshkov

**SCHOOLCHILDREN OF THE VOLGA FEDERAL DISTRICT TAKE
THE FIRST STEP TOWARDS SCIENCE**

Key words: *Volga state university of technology; forum of secondary school students; science; further education of secondary school students.*

On the 26th of May the first Volga scientific and educational regional forum of schoolchildren «My first step towards science», where more than 500 schoolchildren discussed the results of their scientific researches, conducted under the guidance of university and school teachers as well as undergraduates and postgraduate students took place at Volga State University of Technology.

The main goals of the forum:

- *the development of schoolchildren's intellectual creative work, their involvement in research activity in science, economics and management;*
- *searching for talented and gifted schoolchildren in the sphere of scientific and technical creative work and their support.*

The work of the forum was organized in 16 sections, which themes correspond to the basic directions of scientific researches, carried out at the faculties, that is the reason why in most cases undergraduates and postgraduate students were schoolchildren's research supervisors from the university. On the whole more than 300 projects were presented at the forum.

At present, owing to the developed system of students' scientific societies, favorable conditions for the involvement of schoolchildren and college students in scientific research together with students and postgraduate students of Volgatech were created. The system schoolboy-student-postgraduate student allows realizing the continuous system of getting new scientific knowledge, involvement in scientific research and the training of highly skilled specialists, that in the end forms the teaching staff and the scientific elite of the university.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы. Автор более 250 публикаций.

E-mail: IvanovVA@volgatech.net

АНДРИАНОВ Юрий Семенович – кандидат технических наук, доцент, начальник управления научной и инновационной деятельности, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – транспортные системы в промышленных кластерах. Автор более 160 публикаций.

E-mail: AndrianovYS@volgatech.net

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@volgatech.net

НЕХОРОШКОВ Петр Аркадьевич – кандидат технических наук, доцент, начальник отдела научных программ и НИРС, Поволжский государственный технологический университет (Российская Федерация, Йошкар-Ола). Область научных интересов – рациональное лесопользование, транспорт леса, оптимизация и моделирование транспорта леса, геоинформационные и логистические системы. Автор 38 публикаций.

E-mail: NekhoroshkovPA@volgatech.net

IVANOV Vladimir Alexeevich – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, Vice-Rector for Research and Innovation Activity, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is the ionosphere, the propagation of radio waves, modeling and broadband signals. The author of more than 250 publications.

E-mail: IvanovVA@volgatech.net

ANDRIANOV Yuri Semenovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Research and Innovation Department, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is transport systems in industrial clusters. The author of more than 160 publications.

E-mail: AndrianovYS@volgatech.net

RYABOVA Natalia Vladimirovna – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, the Head of the Chair of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is information and telecommunication systems, the ionosphere, the propagation of radio waves, forecasting, modeling, the adaptive system. The author of more than 130 publications.

E-mail: RyabovaNV@volgatech.net

NEKHOROSHKOV Petr Arkadyevich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Scientific Programs and Students' Research Work, Volga State University of Technology (Russian Federation, Yoshkar-Ola). The sphere of scientific interests is efficient forest exploitation, forest transport, optimization and modeling of forest transport, geo information and logistic systems. The author of 38 publications.

E-mail: NekhoroshkovPA@volgatech.net

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

Редакция журнала «Вестник Поволжского государственного технологического университета» принимает к публикации статьи, соответствующие профилю издания, объемом не более 15 страниц, включая рисунки.

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты завершенных исследований автора, ранее не публиковавшихся.

К печати принимаются материалы, которые не опубликованы и не переданы в другие редакции. Рукописи проходят обязательное рецензирование. В «Вестнике ...» печатаются только статьи, получившие положительные рецензии.

Отклоненные в результате рецензирования материалы возвращаются в одном экземпляре (с приложением копии рецензии).

Требования к оригиналам предоставляемых работ

Структура научной статьи

1. Аннотация (3-4 предложения), ключевые слова.
2. Введение (оценка состояния вопроса, основанная на обзоре литературы с мотивацией актуальности; выявленное противоречие, позволяющее сформулировать проблемную ситуацию).
3. Цель работы, направленная на преодоление проблемной ситуации (1-2 предложения).
4. Решаемые задачи, направленные на достижение цели.
5. Математическое, аналитическое или иное моделирование.
6. Техника эксперимента и методика обработки или изложение иных полученных результатов.
7. Интерпретация результатов или их анализ.
8. Выводы, отражающие новизну полученных результатов, показывающих, что цель, поставленная в работе, достигнута.

Требования к оформлению статьи

Статья должна быть предоставлена в электронном виде и компьютерной распечатке (2 экз.) на бумаге формата А4. Шрифт Times New Roman, размер шрифта 12 пт, межстрочный интервал одинарный. Поля: внутри – 2 см, верхнее, нижнее, снаружи – 3 см (зеркальные поля), абзацный отступ первой строки на 0,75 см.

На первой странице статьи слева печатается УДК (размер шрифта 12 пт, прямой, светлый) без отступа. Ниже, справа – инициалы, фамилия автора (размер шрифта 14 пт, курсив, полужирный). Ниже, по центру – название статьи (размер шрифта 14 пт, прямой, полужирный, прописной).

Далее размещается аннотация (выравнивание по ширине, размер шрифта 12 пт, курсив, отступ слева и справа 1 см). Аналогично оформляются ключевые слова. Аннотация и ключевые слова статьи предоставляются на **русском и английском языках**.

Рисунки, графики, таблицы должны иметь нумерационный и тематический заголовки (размер шрифта 10 пт, заголовки полужирным, по центру).

Таблицы и рисунки должны быть вставлены в текст после абзацев, содержащих ссылку на них.

Размеры иллюстраций не должны превышать размеров текстового поля (не более 15 см).

Список литературы оформляется согласно порядку ссылок в тексте (где они указываются в квадратных скобках) и обязательно в соответствии с ГОСТ 7.1-2003.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Статья должна быть подписана автором. После подписи автора и даты указываются его фамилия, имя, отчество (полностью), место работы, ученая степень, должность, область научных интересов, количество опубликованных работ, телефон, e-mail, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- рекомендация кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы, не соответствующие вышеуказанным требованиям, не рассматриваются.

Адрес для переписки: 424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина 3, ПГТУ,

редакция журнала «Вестник ПГТУ», e-mail: vestnik@volgatech.net

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Подробнее – на сайте ПГТУ: <http://www.volgatech.net>

Подписка на журнал осуществляется по «Объединенному каталогу. Пресса России. Газеты и Журналы» (подписной индекс **42916**, тематический указатель: Научно-технические издания. Известия РАН. Известия вузов).