621.396(06)
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ,
МОЛОДЕЖИ И СПОРТА УКРАИНЫ

ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

К 50-летию радиотехнического факультета

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 169

Радиотехника
621.396(06) Р15
823623
НБ ХНУРЕ 40.00

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2012

УДК 621.3

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.
Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.
Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия:

главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат.наук, проф.; ответственный секретарь *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доц.; *Ю.Б. Гимпилевич*, д-р техн. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.Г. Карабанов*, д-р философии (США); *В.М. Карташов*, д-р техн. наук, проф.; *В.В.Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А. А. Коноваленко,* академик НАН Украины; *Н.И.Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *С.-Э. Сандстрём,* проф. (Швеция); *А.И.Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук; проф.; *П.Л.Токарский*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И.Фисун*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

Ответственный за выпуск В.М. Карташов, д-р техн. наук, проф.
Технический секретарь Е.С. Полякова

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 12 от 25.05.2012.

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс ***08391***

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редколлегии

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2012.

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ

А.Н. Олейников, В. Д. Кукуш, Р.К. Стародубов Использование сигналов цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 для радиометеорных исследований 7

И. Е. Антипов, Набиль Оде. Имнехир, Р. В. Шандренко Восстановление координат метеорного радианта по неполной радиолокационной информации 11

А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, Х.Х. Асаад Исследование фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки применительно к задаче синхронизации времени и частоты 16

А.В. Воргуль, Ю.Х.Сулейман Критерии оценки качества метеорной системы передачи информации 22

Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, Е.А. Иванова, А.Ф. Хусейн Погрешности и неопределенности фазовых радиотехнических методов синхронизации разнесенных эталонов времени 27

Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, В.Ю. Приймак Б. А. Ал-твежри Критерии сравнения радиотехнических методов и алгоритмов синхронизации разнесенных эталонов времени и частоты 37

И. Е. Антипов, Е.Ю. Бондарь Усовершенствованная математическая модель для расчета времени распространения радиоволн в тропосфере для задач высокоточной синхронизации времени и частоты 48

Д.Ю. Горелов Астрономическая интерпретация результатов радиолокационных наблюдений метеоров на комплексе МАРС ХНУРЭ 55

А.В. Омельченко Цифровая обработка сигналов в задаче измерения перемещения объектов фазовым методом 64

С.И.Бабкин Анализ погрешностей регистрации профилей температуры воздуха доплеровским и корреляционным способами 72

С.В. Тюрин, И.Е. Алексеев Адаптивный лазерный сканер для автономных мобильных комплексов 79

Л.Ф.Сайковская Устройства для исследования временных характеристик ЦНС человека 87

А.А. Стрельницкий, А.А. Стрельницкий, В.С. Васильченко Варианты построения широкополосных мобильных каналов связи Wi-Fi – 3G 91

С.В. Юдин, В.Н. Олейников, Д.Б. Евсеев, О.А. Соляник Применение защитной бленды для подавления земной помехи а атмосферной РЛС ВЗ 96

А.И. Литвин-Попович Применение нелинейной фильтрации при обработке узкополосных сигналов 101

А.Ю. Панченко, Н.И. Слипченко, Лю Чан Анализ спектральных компонент принимаемого сигнала при содарном зондировании 106

С.С. Козлов, В.А. Пуляев Выбор структуры базы данных для хранения информации харьковского радара некогерентного рассеяния 110

О.Ю. Малий, О.Ю. Фарафонов, О.А. Дем'яненко Метод опису інженерних задач за допомогою універсальної мови програмування мікроконтролерів 116

С.В. Мизрахи Автоматизированная система измерения поляризационных характеристик рассеяния в многоканальном квазиоптическом микрокомпактном полигоне 125

Д.А. Булавин, Д.С. Дурнев Трехэтапный метод распределения каналов в системах мобильной связи 132

В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко Решение задач диспетчеризации в распределенных телекоммуникационных системах 139

СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

А. В. Ивженко, В. В. Маслий, А. И. Цопа Исследование механизмов адаптации в беспроводных *wimax* каналах связи при передаче мультимедийной информации 152

А.А. Кузнецов, А.И. Цопа Экспериментальные исследования *MIMO* канала связи для оценки его качества на основе имитационной модели 162

Г.В. Майстренко, А.М. Рыбалко, А.А. Стрельницкий, В.М. Шокало Влияние случайного изменения направления прихода помехи на помехозащищенность Wi-Fi канала связи с адаптивными антеннами 168

А.Н.Олейников, В.А. Пулавский, М.А.Кривенко Ультразвуковые методы защиты речевой информации 176

В.Г Лихограй, В.С. Вовченко, Т.Н. Нух Пропускная способность случайных каналов *MIMO* 182
В.М. Шокало, А.А. Стрельницкий, Мухаммед К. Абдул-хуссейн, Е.В. Ягудина Усовершенствованная модель расчета предельной секретной производительности Wi-Fi канала связи 190
Ю.В. Лыков, О.О. Сягаева Анализ источников ПЭМИ в современных ПЭВМ 196
В.И. Руженцев, Р.В. Олейников Особенности реализации наиболее эффективных криптоаналитических атак на стандарт шифрования FIPS-197 208

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ

А.В. Гомозов Оценка влияния электрических и конструктивных параметров передающей подсистемы беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения 216
В.В. Должиков Корреляционные характеристики поля на фокальной оси круглой сфокусированной апертуры 223
А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Крикун, Ю.В. Вишнякова Моделирование нелинейных эффектов в ВТСП фильтрах 239
В.А. Усин, В.И. Марков Сканеры ротационного типа для измерения параметров антенн 243
С.В. Помазанов, А.В. Усина Повышение точности и оперативности определения параметров антенн в ближней зоне 248
Н.К. Сахненко Возбуждение кругового резонатора ультракороткими импульсами 257
И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.В.Галич О некоторых возможностях повышения добротности коаксиальных резонаторов 264

РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

А. А. Желанов Учет составляющих погрешностей и корреляционный анализ при обработке дифференциальных ГНСС-измерений 269
А.А. Жалило, И.В. Дицкий Усовершенствованный метод разрешения фазовой неоднозначности двухчастотных дифференциальных фазовых ГНСС-наблюдений и высокоточное позиционирование на базовых расстояниях до 200 *км* 277
А.А. Жалило, Е.А. Бессонов Повышение точности дифференциального одночастотного ГНСС-позиционирования путем сетевой коррекции ионосферных погрешностей 302
А.И. Яковченко Основные источники и составляющие погрешностей ГНСС-наблюдений и их моделирование при реализации метода точного позиционирования PPP 315

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

М.И. Дзюбенко, Д.Ф. Кулишенко, А.А. Приемко, С.Н. Колпаков Разделение перекрывающихся линий лазерно-индуцированных эмиссионных спектров 331
А.Г. Пащенко, О.Ю. Сологуб Определение функций плотностей электронных состояний в аморфном кремнии 337
А.Ю. Липинский Синтез дифракционных решеток в кристалле $LiNbO_3$ 343
И.Ш. Невлюдов, А.А. Андрусевич, Н.Г. Стародубцев Мониторинг технологического процесса сборки и монтажа РЭС 349

РАДИОФИЗИКА

В.Л. Басецкий, А.А. Зарудный Теоретический анализ интенсивности усиленного радиационного шума в лазере на красителе с ламповой накачкой 354
В.Л. Басецкий, А.А. Зарудный Спектральные характеристики передатчика резонансного лидара на основе лазера на красителе с дисперсионным резонатором 359
РЕФЕРАТЫ 365

CONTENT

RADIO ENGINEERING AND TELEVISION SYSTEMS

A.N. Oleynikov, V.D. Kukush, R.K. Starodubov Application of digital television broadcasting signals of DVB-T2 standard for radio meteor investigations 7

I. E. Antipov, N. O. Imnehir, R. V. Shandrenko Restoration of the meteor radiant coordinates for incomplete radar information 11

A. A. Kostyrja, V. N. Naumenko, S. A. Plehno, Khalid-H-Asaad Investigation of the phase-locked loop filtering properties as applied to the problem of time and frequency synchronization 16

A. Vorgul, Yu. Sulaiman Criteria for meteor information transmission system quality estimation 22

Yu. A.Koval, A.A.Kostyrja, E.A. Ivanova, A.F. Hussein The errors and ambiguities of phase radio engineerings methods for synchronization of the separated time standards 27

Yu. A.Koval, E.A. Ivanova, V.Y. Pryimak, B.A. Al-Tvejri Criteria for comparison of radio engineerings methods and algorithms for synchronization of the separeted time and frequency standards 37

I.E. Antipov, E.Yu. Bondar More sophisticated mathematical model for calculating time of radio waves propagation in the troposphere for the problems of time and frequency high-precision synchronization 48

D.Y. Gorelov Astronomical interpretation of the meteors radar observations results with the complex MARS KNURE 55

A.V. Omelchenko Digital signal processing in the problem of objects movements measurement using the phase method 64

S.I.Babkin Analysis of error profiles of air temperature registered by Doppler and correlation methods 72

S. Tyurin, I. Alekseev Adaptive laser scanner for autonomous mobile systems 79

L. F. Saikovskaya Devices for investigation of the human central nervous system temporal characteristics 87

A. A. Strelnytskyi, V.S. Vasylchenko, A.A. Strelnytskyi Versions of construction of the mobile wide-band communication channel Wi-Fi – 3G 91

S.V. Yudin, V.M. Oleynikov, D.B. Yevsyeyev The use of an antenna blend to reduce ground clutters in atmospheric vertical sounding radar 96

A.I.Lytvyn-Popovych Nonlinear filtering application to a narrow-band signals processing 101

A.Yu Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang Analisys of the received signal spectral component at the stable ABL sodar sounding 106

Choice of the database structure for information storage of Kharkov radar of non-coherent scattering / *S.S. Kozlov, V.A. Pulyaev* 110

A.Maly, A.Farafonov, A.Demyanenko Method for engineering problems description with the universal programming language 116

S.V.Mizrakhy The automated system for polarization scattering characteristics measuring in the quasi-optical multi-channel microcompact range 125

D.A. Bulavin, D.S. Durnev Three-phase approach to the channels assignment in mobile communication systems 132

V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko Solution of the control centralized traffic problem in the distributed telecommunication systems 139

INFORMATION SECURITY SYSTEMS

O. Ivzhenko, O. Tsopa Joint analysis of the adaptational mechanisms of wireless WiMAX system and adaptive coding of multimedia information 152

O. Kuznietsov, O. Tsopa Experimental investigation of MIMO communication channel for its quality estimation based on the imitative model 162

G.V. Maistrenko, A.M. Rybalko, A.A. Strelnitsky, V.M. Shokalo The action of random variarion of the direction of interference arrival on the interference immunity of Wi-Fi channel with adaptive antennas 168

A.M. Oleynikov, V.A. Pulavskiy, M.A. Kryvenko Ultrasonic methods for protecting speech information 176

V.G. Lykhograi, V.S. Vovchenko, T.N. Nooh Capacity of random MIMO channels 182

V.M. Shokalo, O.O. Strelnitskiy, M.K. Abdul-Hussein, O.V. Yagudina The improved model for calculating the ultimate confidential productivity of a Wi-Fi channel 190

Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva Analysis of the sources of TEMPEST in modern computers 196

V.I. Ruzhentsev, R.V. Oliynykov The features of realizations of most effective cryptanalytic attacks on enciphering standard FIPS-197 208

ANTENNAS AND DEVICES FOR MICROWAVE TECHNIQUE

A.V. Gomozov Estimation of the action of the electrical and structural parameters of transmitting subsystem of wireless power transmission to remote objects based on multi-position system of emitters with radiation focusing 216
V.V. Dolzhikov Correlation Characteristics of a Field on the Focal Axis of the Circular Focused Aperture 223
A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, E.V. Krykun, J.V. Vishniakova Modeling of Nonlinear Effects in HTSC Filters 239
V.A.Usin, V.I. Markov Scanners of rotational type for antennas parameters measurement 243
S. V. Pomazanov, A. V. Usina Increase in accuracy and reduction in antenna parameters measurement time 248
N.K. Sakhnenko Excitation of a circular cavity by ultrashort pulses 257
I.N. Bondarenko,Yu. S. Vasiliev, A.V. Galich About some possibilities to increase the quality factor of coaxial resonators 264

RADAR AND RADIO NAVIGATION

A.A.Zhelanov Account of error's components and correlation analysis in GNSS differential data processing 269
A.A. Zhalilo, I.V. Ditskiy Advanced method for carrier-phase ambiguity resolution of the dual-frequency differential GNSS observations and high precision positioning at baselines up to 200 km 277
A.A. Zhalilo, Eu.A. Bessonov Improvement of the differential single-frequency GNSS-positioning accuracy through network correction of ionospheric errors 302
A.I.Yakovchenko The main sources of errors and components of errors in GNSS observations and their modeling in the implementation of the method of precise point positioning (PPP) 315

TECHNOLOGY, EQUIPMENT AND PRODUCTION OF ELECTRONIC TECHNIQUE

M.I. Dzjubenko, D.F. Kulishenko, A.A. Priyomko, S.N. Kolpakov Dissection of the laser-induced emission spectrums 331
O. G. Pashchenko, O. Yu. Sologub Defining the functions of electronic density of states in amorphous silicon 337
A.Y. Lipinskii The diffraction grating synthesis within LiNbO3 crystal 343
I.S. Nevljudov, A.A. Andrusevich, N.G. Starodubtsev Monitoring of the process of assembly and installation of electronic funds 349

RADIO PHYSICS

V.L. Basetskiy, A.A. Zarudniy Theoretical analysis of intensity of radiating noise in the flashlamp dye laser 354
V.L. Basetskiy, A.A. Zarudniy Spectral characteristics of the resonant lidar transmitter based on the dye laser with the dispersive resonator 359

ABSTRACTS 365

УДК 621.396.96

А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, В.Д. КУКУШ, Р.К. СТАРОДУБОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ СТАНДАРТА DVB-T2 ДЛЯ РАДИОМЕТЕОРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Введение

В настоящее время для изучения метеорных явлений широко используется радиолокационный метод. Радиолокация метеорных следов позволяет получать данные о физических параметрах метеорных тел, а также процессах, происходящих в атмосфере Земли на высотах 80 – 100 *км* [1].

Экономически выгодным является применение методов радиолокации с использованием сторонних источников излучения. Такими источниками могут являться сигналы телевизионных и радиовещательных станций, сеть которых хорошо развита.

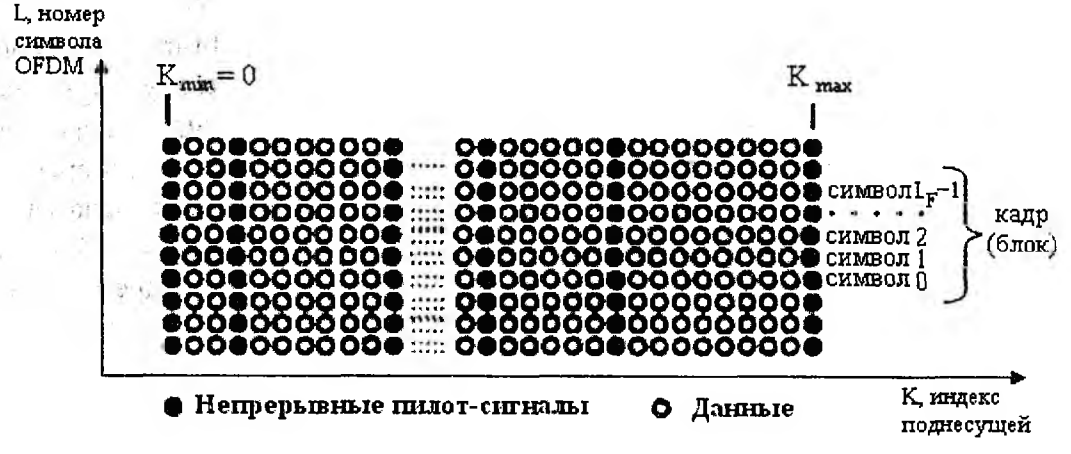
На конференции «Женева-2006» было принято решение о переходе Украины на цифровое ТВ вещание до 2015 года. В данное время уже работает сеть ТВ центров, вещающих в стандарте DVB-T2 (Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestial). Таким образом, возникает необходимость анализа структуры цифровых ТВ сигналов, для решения вопроса о возможности их использования для радиометеорных исследований.

Структура цифрового ТВ сигнала стандарта DVB-T2

Структура и параметры цифровых ТВ сигналов стандарта DVB-T2 приводятся в [2].

В цифровом телевидении стандарта DVB-T2 применяется мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing), что представляет собой особый случай одновременной передачи потока цифровых данных по многим частотным каналам (со многими несущими колебаниями). При OFDM доступный частотный диапазон разбивается на K каналов, являющихся ортогональными. Количество поднесущих зависит от режима передачи. Высокоскоростной поток последовательных двоичных данных разбивается на низкоскоростные параллельные потоки, каждый из которых передается в своем частотном канале (на своей поднесущей частоте).

Для радиометеорных исследований необходимо наличие в сигнале детерминированных составляющих, по изменению которых можно судить о параметрах объекта локации. В цифровом ТВ сигнале присутствуют такие составляющие, названные пилот-сигналами. Пилот-сигналы вставляются вместо данных на определенных позициях время-частотной сетки символа OFDM:



Расположение непрерывных пилот-сигналов четко определено нормативом стандарта, где указаны индексы соответствующих поднесущих. Непрерывные пилот-сигналы передаются на повышенном энергетическом уровне по отношению к уровню информационных сигналов. В таблице приведены некоторые параметры OFDM для стандартного ТВ канала шириной 8 *МГц*:

Режим передачи	1K	2K	4K	8K	16K	32K
Общее количество несущих, *Ktotal*	853	1 705	3 409	6 817	13 633	27 265
Длительность символа, T_U, *мкс*	112	224	448	896	1 792	3 584
Разность частот соседних поднесущими, Δf, *Гц*	8 929	4 464	2 232	1 116	558	279

Излучаемый в эфир сигнал стандарта DVB-T2 описывается формулой [2]:

$$s(t)=\mathrm{Re}\left\{e^{j2\pi f_c t}\sum_{m=0}^{\infty}\left[p_1(t-mT_F)+\frac{5}{\sqrt{27\times K_{total}}}\sum_{l=0}^{L_F-1}\sum_{k=K_{min}}^{K_{max}}c_{m,l,k}\times\psi_{m,l,k}(t)\right]\right\} \quad (1)$$

$$\psi_{m,l,k}(t)=\begin{cases}e^{j2\pi\frac{k'}{T_U}(t-\Delta-T_{P1}-lT_s-mT_F)} & mT_F+T_{P1}+lT_S\le t\le mT_F+T_{P1}+(l+1)T_S\\ 0 & \text{otherwise}\end{cases} \quad (2)$$

где k – индекс поднесущей; l – номер символа в кадре; m – номер кадра DVB-T2; K_{total} – общее количество поднесущих; L_F – количество символов в кадре; T_F – длительность кадра ($T_F= L_F \cdot T_S + T_{P1}$); T_U – активная длительность символа; Δ – защитный интервал; T_S – полная длительность символа ($T_S= T_U +\Delta$); f_c – несущая частота радиосигнала; k' – индекс поднесущей относительно центральной частоты ($k'=k-(K_{max}-K_{min})/2$); $c_{m,l,k}$ – двоичный символ; T_{P1} – длительность символа *P1*.

Рассмотрим процесс формирования сигнала более подробно. Параллельный поток двоичных данных распределяется на K_{total} частотных каналов. На определенных частотных каналах вставляются пилот-сигналы. Затем осуществляется обратное быстрое преобразование Фурье (БПФ) и таким образом формируется символ OFDM. Символы группируются в кадры (блоки) по L_F штук. Затем происходит суммирование кадра с функцией распределения специальных символов $p_1(t)$. Специальные символы *P1* служат для частотной и временной синхронизации приемника, т.е. позволяют приемнику определить момент начала кадра. Также они предназначены для быстрого обнаружения видеосигнала формата DVB-T2 и его идентификацию среди сигналов других форматов, присутствующих в суперкадре и предназначенных для служебных целей (телетекст и др.). Затем полученный сигнал переносится на несущую частоту f_c и излучается в эфир.

Моделирование цифрового ТВ сигнала стандарта DVB-T2, отраженного от метеорного следа

Модель излучаемого сигнала.

В системе DVB-T2 используется OFDM модуляция. Двоичный поток данных $c_i[k]$ разбивается на K параллельных потоков, каждый из которых передается на своей поднесущей частоте. Таким образом, из c поднесущих формируется символ OFDM:

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{K_{total}} c_i[k] e^{j2\pi\Delta f t} \tag{3}$$

Значения $c_i[k]$ меняются от символа к символу, однако когда k соответствует индексу поднесущей пилот-сигнала, тогда $c_i[k] = 1$. Также вместо использования функции синхронизации $p_1(t)$ будем использовать символ Null ($k = 0$), в котором все $c_i[k] = 0$. Длительность каждого символа T_S является суммой активной длительности символа T_U и длительности защитного интервала Δ, т.е. $T_S = T_U + \Delta$. Для каждого режима передачи T_U и Δ определены в стандарте [2].

Далее из L_F символов формируется кадр формата DVB-T2:

$$S_m(t) = \sum_{l=0}^{L_F-1} s_l(t - lT_S) \tag{4}$$

Длительность кадра определяется как $T_F = L_F \cdot T_S$.

Затем последовательность кадров переносится на несущую частоту. Излучаемый сигнал может быть описан выражением

$$s(t) = Re\left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_m(t - mT_F) \right\} \tag{5}$$

Модель трассы радиометеорного распространения ТВ сигнала.

Трасса радиометеорного распространения ТВ сигнала формируется за счет отражения излученного сигнала от метеорного следа. Сигнал, отраженный от метеорного следа имеет амплитудно-временную характеристику, которая определяется выражением (дифракционной функцией) [3]:

$$\underline{I}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{x_0} e^{j\frac{\pi}{2}x^2} e^{-\Delta_m(x_0 - x)} dx, \tag{6}$$

$$\Delta_m = \frac{8\pi^2 D\sqrt{R}}{v\lambda^{3/2}}, \tag{7}$$

где R – наклонная дальность; D – коэффициент амбиполярной диффузии; v – скорость метеора; x, x_0 – положение головы метеора относительно его траектории (в произвольный и текущий моменты времени) [3].

Таким образом, отражение от метеорного следа можно рассматривать как процесс амплитудной модуляции исходного сигнала $s(t)$ дифракционной функцией $\underline{I}(t)$:

$$\underline{y}(t) = s(t) \cdot \underline{I}(t) \tag{8}$$

Оптимальный фильтр для сигнала стандарта DVB-T2, отраженного от метеорного следа.

Ввиду низкого соотношения сигнал/шум единственной возможностью выявить сигнал, отраженный от метеорного следа, является использование согласованного фильтра. Такой фильтр может быть реализован при помощи набора корреляторов, опорный сигнал каждого из которых соответствует определенным значениям допплеровского смещения частоты $f_d = a_k f_c$ и временной задержки отраженного сигнала τ_k.

Длительность символа DVB-T2 для различных режимов передачи варьируется от сотен микросекунд до единиц миллисекунд, что намного меньше средней длительности существования метеорного следа (0,1 *с*). Следовательно, при посимвольной обработке отраженного сигнала можно пренебречь дифракционными явлениями, связанными с формированием и разрушением метеорного следа. В таком случае отклик на выходе *k*-го коррелятора будет описываться выражением [4]:

$$z_k(\tau) = \int_0^{T_i} e^{-j2\pi a_k f_c t} x^*(t-\tau) y(t) dt, \qquad (9)$$

Опорный сигнал $x(t)$ формируется как $c_i[k] = 0$, когда k соответствует индексу поднесущей информационных символов; $c_i[k] = 1$ для поднесущих, зарезервированных под пилот-сигналы. Время интегрирования T_i выбирается равным длительности целого числа символов. Для сигнала стандарта DVB-T2 удобно выбрать $T_i = T_F$.

Выводы

Проведен анализ сигнала цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2. Установлено, что помимо информационных составляющих в сигнале имеются детерминированные пилот-сигналы. Показана потенциальная возможность их использования в качестве зондирующих для радиолокации метеорных следов. Также показана потенциальная возможность идентификации сигналов, отраженных от метеорных следов. Обработка принятого сигнала, отраженного от метеорного следа, может быть произведена с использованием оптимального фильтра, реализованного при помощи набора корреляторов.

Список литературы: 1. *Олейников, А. Н., Сосновчик, Д. М, Лыков, Ю. В., Кукуш, В. Д., Маковецкий, С. А.* Использование сигналов телевизионного вещания для исследования процессов в метеорной зоне атмосферы Земли // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып.160. 2. *ETSI EN* 302 755 V1.1.1 (2009-09) «Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) 3. *Кащеев, Б. Л., Лебединец, В. Н., Лагутин, М. Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. – М. : Наука, 1967. 4. *Christian B.* Signal processing for passive radar using OFDM wavwforms // IEEE Journal on selected topics in signal processing. – 2009.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.03.2012

УДК 621.396.96

И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, НАБИЛЬ Оде. ИМНЕХИР, Р. В. ШАНДРЕНКО

ВОССТАНОВЛЕНИЕ КООРДИНАТ МЕТЕОРНОГО РАДИАНТА ПО НЕПОЛНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

Введение

С 1967 по 1972 г. на Метеорной автоматизированной радиолокационной системе (МАРС) Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ) станции МАРС производились наблюдения отражений радиосигнала от метеорных следов, причем, регистрация осуществлялась съемкой осциллограмм на фотопленку. Всего было сделано около 2 *млн* снимков, которые хранятся в архиве ХНУРЭ. Информация, содержащаяся на них, представляет большую научную ценность, и является уникальной, так как повторить подобные исследования уже невозможно из-за значительно возросшего уровня помех.

МАРС предназначена для сбора информации о метеорных явлениях при решении астрономических и геофизических задач. С ее помощью можно определять, в том числе, координаты радиантов метеорных тел. Антенны МАРС ориентированы на восток, максимум излучения направлен под углом 45^0 к горизонту, ширина диаграммы направленности (ДН) 30^0, уровень бокового излучения составляет -20 *дБ*, уровень задних лепестков -40 *дБ*, коэффициент усиления антенны 250 [1], рабочая частота 31,5 *МГц* ($\lambda = 9{,}52$ *м*). Частота повторения импульсов локатора 500+100 *Гц*, длительность импульса 30 *мкс*. Применение последовательностей 500 и 100 *Гц* необходимо для устранения неоднозначности при определении дальности до метеорного отражения [2].

Цель работы – определение метеорного радианта по двум АВХ. В статье рассматривается возможность расчета координат метеорного радианта в тех случаях, когда отсутствует информация об одной из составляющих скорости частицы.

Основная часть

В настоящее время в ХНУРЭ ведутся работы по преобразованию этой информации в цифровую форму [4]. Это необходимо, во-первых, с целью сохранения архива в форме, которая будет защищена от внешних деструктивных факторов, а также для того, чтобы иметь возможность обработки имеющихся данных современными вычислительными средствами. В 70-е годы благодаря ручной обработке был получен каталог орбит космических частиц [7]. Но для его создания использовалась лишь малая часть имеющихся данных. В статье рассматривается вопрос о том, как извлечь информацию из не обработанного ранее материала.

Как известно [6], для расчета координат метеорного радианта используются данные об амплитудно-временных характеристиках (АВХ), полученных в пункте размещения радиолокатора и в двух выносных пунктах. Рассмотрим этот алгоритм, называемый импульсно-дифракционным, более подробно.

Скорость метеорной частицы является векторной величиной. Зная модуль скорости и ее разложение по составляющим, можно найти координаты радианта.

АВХ позволяет получить модуль скорости частицы $|V|$ вблизи зеркальной точки [5].

Временные сдвиги (задержки) АВХ в выносных приемных пунктах относительно центрального позволяют получить проекции скорости на оси, параллельные направлениям на выносные пункты. Физически задержки обусловлены тем, что метеорной частице требуется некоторое время для того, чтобы сформировать след, сделав возможным прием сигнала не только в основном, но и в выносных пунктах. Два пункта позволяют получить две горизонтальные составляющие скорости: V_x и V_y. Третьего выносного пункта, расположенного над поверхностью Земли не было, но недостающая вертикальная проекция может быть найдена как:

$$V_z = \sqrt{|V|^2 - V_x^2 - V_y^2}\,. \qquad (1)$$

Тогда по трем известным проекциям скорости могут быть найдены направляющие косинусы радианта с привязкой к местности. По известным формулам [3] они могут быть пересчитаны в необходимую систему координат, а далее, с учетом времени года и суток, по ним можно определить радиант метеорной частицы. Также может быть внесена поправка на зенитное притяжение и т. д.

Таким образом, для реализации импульсно-дальномерного алгоритма необходимы три АВХ, полученные в трех приемных пунктах [6]. В том случае, если на снимке оказывалось всего две АВХ (рис.2), такой метеор считался неподходящим для дальнейшего анализа и отбраковывался.

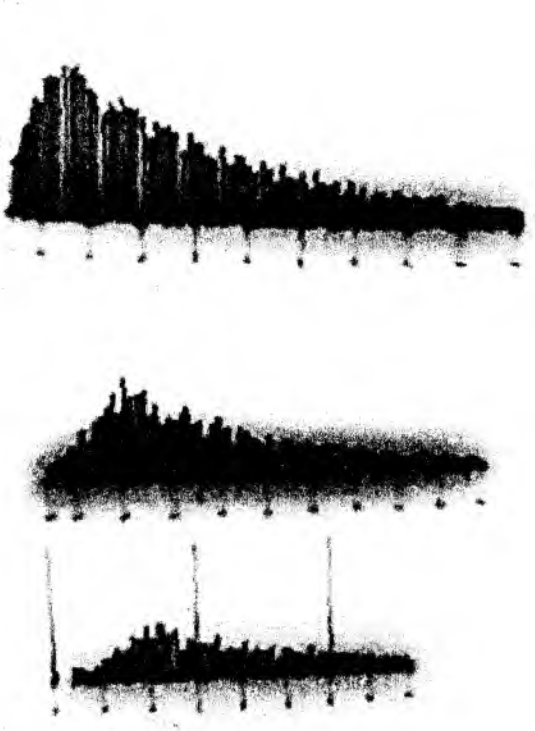


Рис. 1

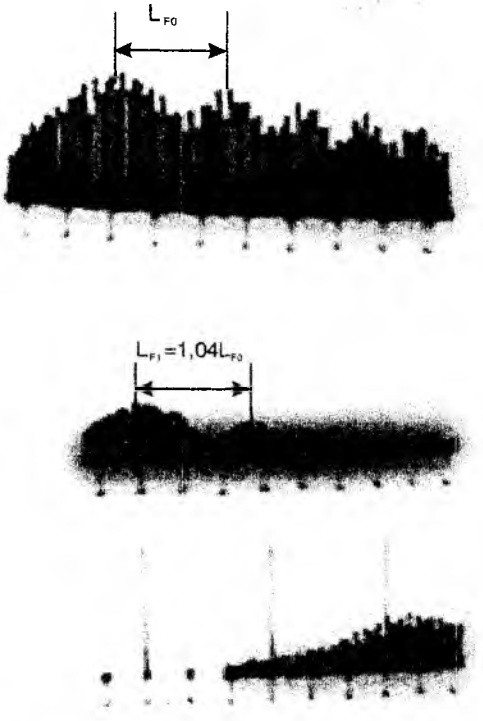


Рис. 2

Теперь рассмотрим, какую информацию можно извлечь из 2 АВХ.

Во-первых, АВХ и наклонная дальность R в основном пункте позволяют получить модуль скорости $|V|$. АВХ во втором или в третьем пункте позволяют найти всего одну из трех ее проекций. Этого, на первый взгляд, недостаточно для продолжения вычислений. Можно всего лишь сказать, что

$$V_z^2 + V_y^2 = |V|^2 - V_x^2\,. \qquad (2)$$

Но известна наклонная дальность R, определяющая сферу соответствующего радиуса, а также высоты метеорной области 80 – 105 *км*, которые «вырезают» из этой сферы участок сверху и снизу. Слева и справа эта сфера ограничена ДН антенны (рис. 3).

Оценим погрешность аппроксимации сферической поверхности плоскостью. Из рис. 4 и несложных тригонометрических преобразований можно найти величину угла ϕ, между сферой и секущей плоскостью (для «плоской» модели угол ϕ между окружностью и хордой):

$$\phi = \frac{1}{2}\left(\arcsin \frac{h_2}{R} - \arcsin \frac{h_1}{R} \right), \qquad (3)$$

где h_1 и h_2 – нижняя и верхняя границы метеорной зоны.

На рис. 5 показана зависимость (3) при $h_1 = 80$ *км* и $h_2 = 105$ *км*.

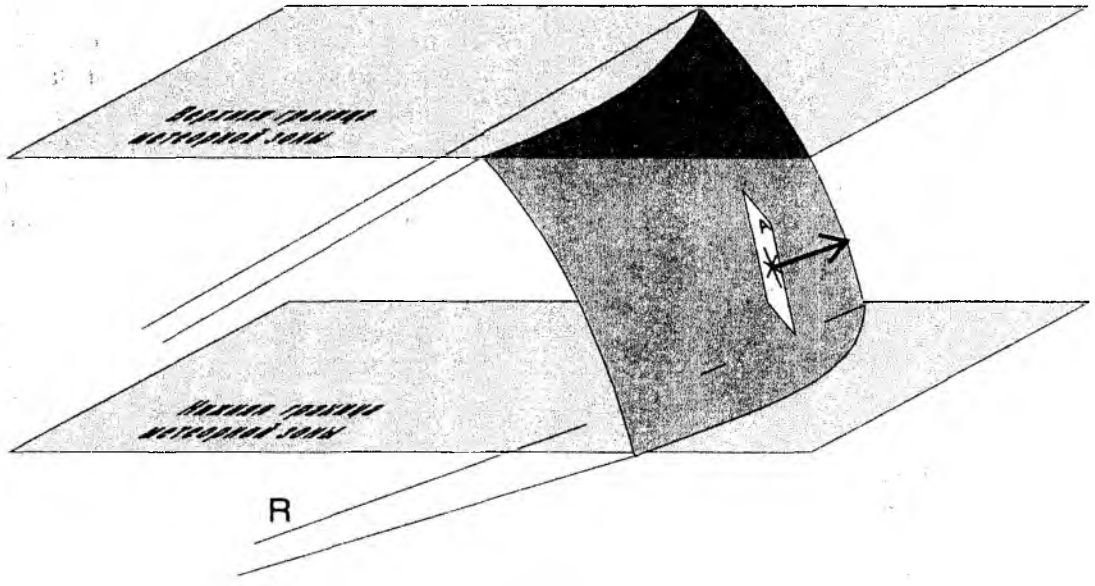


Рис. 3

Предположим, что касание имело место в некоторой точке ***M*** посередине участка сферы (рис. 4). Тогда, исходя из условия зеркальности отражения, можно утверждать, что радиант лежит в плоскости ***A***, касательной к поверхности в точке ***M*** (с погрешностью ϕ, которая не превышает 4^0, если рассматривать R > 200 *км*).

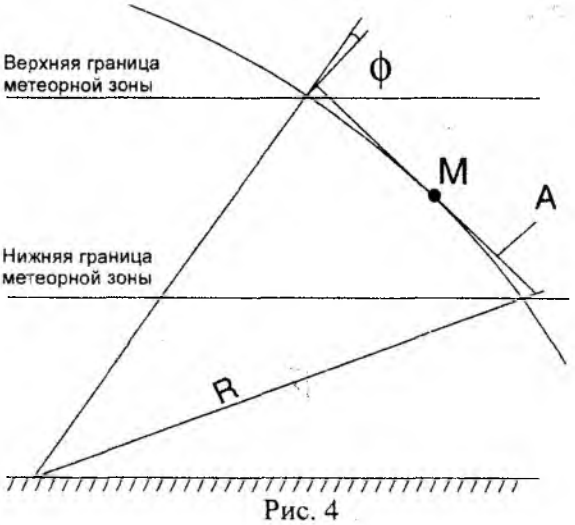


Рис. 4

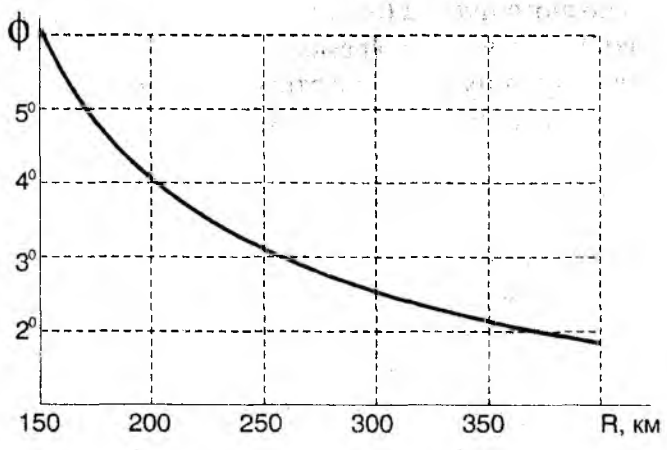


Рис. 5

Положение следа в данной плоскости пока не известно, но в нашем распоряжении есть одна проекция скорости на земную поверхность и абсолютное значение (модуль) скорости. Зная проекцию скорости на одну земную ось (например, ***X***) восстановим значение скорости в плоскости ***A***

$$V_{A1} = \frac{V_x}{\cos\gamma}, \qquad (3)$$

γ – угол между плоскость ***A*** и осью ***X***.

Зная модуль скорости и одну из ее составляющих в плоскости A, находим вторую (ортогональную) составляющую скорости в этой же плоскости:

$$V_{A2} = \sqrt{|V|^2 - V_{A1}^2}\,. \qquad (4)$$

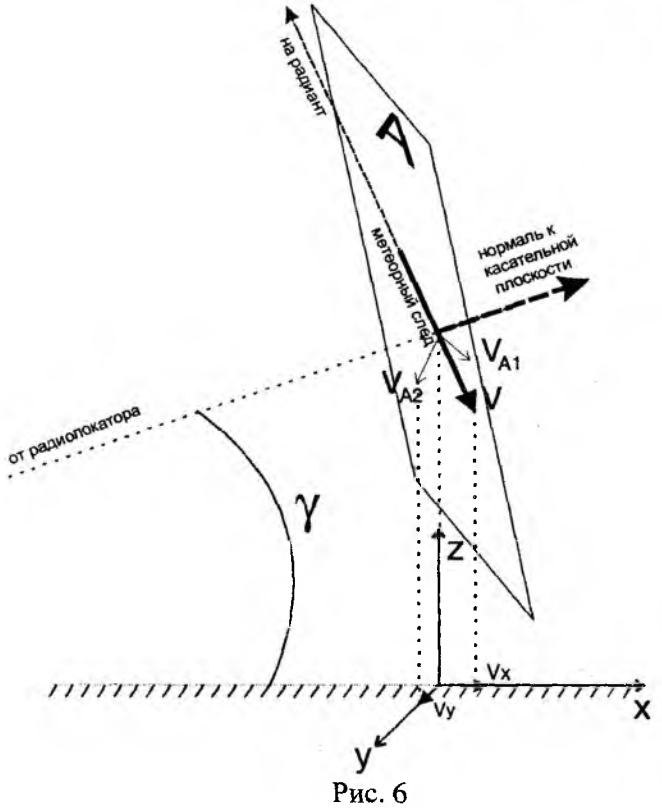


Рис. 6

Поскольку ориентация плоскости в пространстве известна, то имеем достаточно информации для расчета направляющих косинусов радианта с погрешностью в 4^0 (рис. 6).

Несколько большую погрешность может вызывать неопределенность горизонтальной координаты метеорного следа. Если ширина ДН в азимутальной плоскости составляет 30^0, то область неопределенности при фиксированной наклонной дальности можно представить на рис. 7. Величина погрешности в этом случае составит 15^0.

Рассмотрим пути уменьшения этой погрешности. Уточнить положение следа в пространстве позволил бы разностно-дальномерный метод определения координат, если бы он изначально был предусмотрен в алгоритме измерений.

Действительно, расстояние, а значит и время распространения отраженного сигнала до выносного пункта (отрезок ***MB***), будет отличаться от времени распространения до основного (***MO***), а с учетом времени ретрансляции на отрезке ***BO*** последнее всегда будет меньше, поэтому импульсы на фотографиях (рис. 2) должны быть взаимно смещены.

Но разность длин ***MO*** и ***MB*** + ***BO*** составляет менее 7 *км* (взаимная задержка менее 20 *мкс*), а длительность одного только зондирующего импульса 30 *мкс*. Кроме того, неизвестны задержки в ретрансляторах, что не только не уменьшает, а напротив, увеличивает неопределенность. Поэтому взаимные задержки импульсов практически невозможно использовать для уточнения координаты метеорного следа.

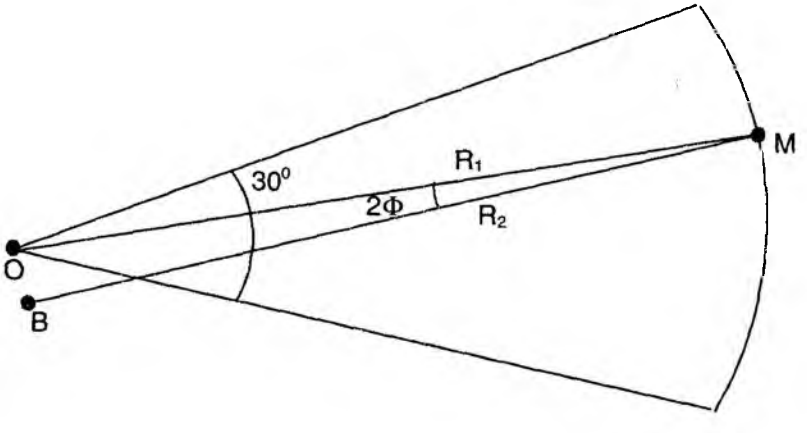


Рис. 7

Другую возможность уточнения координат отражающей точки предоставляет форма имеющихся АВХ. Как известно, в режиме локации длина первой зоны Френеля определяется выражением:

$$L_{FO} = \sqrt{\frac{R_1\lambda}{2}}\,. \qquad (5)$$

Прием сигнала в выносном пункте, по сути, является радиосвязью через метеорный след. В этом случае длина первой зоны Френеля определяется другим выражением [8]:

$$L_{FB} = \sqrt{\frac{R_1 R_2 \lambda}{(R_1 + R_2)\left(1 - \cos^2 \gamma \sin^2 \Phi\right)}}, \tag{6}$$

где γ – угол между следом и плоскостью распространения радиоволны, который, как отмечено выше, считаем равным 90^0, а угол Φ показан на рис. 7.

Максимальное значение этого угла при расстоянии ОВ, равном 7 *км*, не превышает 1^0, что позволяет переписать выражение (6) в виде

$$L_F = \sqrt{\frac{R_1 R_2 \lambda}{(R_1 + R_2)}}. \tag{7}$$

Из выражений (6) и (7) несложно получить значение расстояния:

$$R_2 = \frac{2\frac{L_F}{L_{F0}} R_1}{\lambda\left(2 - \frac{L_F^2}{L_{F0}^2}\right)} \approx \frac{2R_1}{\lambda\left(2 - \frac{L_F^2}{L_{F0}^2}\right)}. \tag{8}$$

Таким образом, задача определения R_2 сводится к определению длины первой зоны Френеля при измерениях в двух пунктах. Ожидаемая величина разности составляет менее 100 *м*, что составляет не более 4 % ее длины. Измерить такую небольшую разность на фотоснимках невысокого качества не всегда возможно, но анализ выражения (8) показывает, что даже определение того, какая из зон Френеля больше, позволит найти знак знаменателя, а значит и то, какое из расстояний больше: R_2, или R_1. (На рис. 7 точка *M* находится на равном удалении от обоих пунктов.) Это позволит вдвое снизить погрешность определения положения следа в пространстве.

Если проанализировать фотографии (рис. 2), то можно заметить, что длина первой зоны Френеля различна для АВХ принятых в разных приемных пунктах. А это значит, что уточнение координат отражающей точки, по форме АВХ вполне возможно.

Выводы

Таким образом, имея всего две АВХ сигнала отраженного от метеорного следа, с помощью рассмотренных математических методов можно восстановить полную информацию о положении метеора и его радианте с приемлемой погрешностью. Приведенный метод позволит обработать гораздо больше информации об отражениях, чем было возможно ранее.

Снизить погрешность можно, если косвенно оценить высоту следа по времени рассеяния и горизонтальное отклонение, используя информацию о том, в каком именно пункте сигнал отсутствовал.

Список литературы: 1. *Дистанционные* методы исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б. Л. Кащеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков : Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. – 416 с. 2. *Современные* средства и методы радиолокационных метеорных исследований / И. Е. Антипов, А. А. Костыря, А. И. Шкарлет // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 160. – С. 39-46. 3. *Астапович, И. С.* Метеорные явления в атмосфере Земли. – М. : Гос. Изд-во физ.-мат. лит., 1958. – 640 с. 4. *Баранчиков, Д. А., Шандренко, Р. В, Сорох, Н. О.* Создание автоматизированного стенда для оцифровки данных с фотопленки // Сб. науч. тр. 4-го Междунар. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Перспективы и развитие». – Харьков : АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – 352-354 с. 5. *Д. Мак-Кинли.* Методы метеорной астрономии. – М. : Мир, 1964. – 383 с. 6. *Кащеев,Б.Л., Волощук, Ю.И., Дудник,Б.С. и др.* Метеорная автоматизированная система // Метеорные исследования. – 1977. – №4. – С. 11 – 61. 7. *Волощук, Ю. И., Горелов, Д. Ю.* Метеорные потоки и ассоциации, выявленные по результатам многолетних радиолокационных наблюдений метеоров. – Харьков : Изд-во «НТМТ», 2011. – 383 с. 8. *Антипов, И. Е.* Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс : дис... канд. техн. наук. – Харьков, 1996. – 144 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.03.2012

УДК 621.396.96

А.А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук, В.Н. НАУМЕНКО, С.А. ПЛЕХНО, Х.Х. АСААД

ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРУЮЩИХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧЕ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Введение

Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) нашли широкое применение в различных областях радиотехники. Например, частотная модуляция и демодуляция сигналов, умножение и преобразование частоты, формирование опорных колебаний для когерентного детектирования. Система ФАПЧ обладает фильтрующими свойствами и, по сути, является следящим полиномиальным фильтром. Применительно к данной статье система ФАПЧ рассматривается как элемент пассивной системы высокоточной синхронизации времени и частоты [7]. Статья посвящена разработке алгоритма исследования фильтрующих свойств системы ФАПЧ при аналитическом задании ее передаточной характеристики, а также аналитическом или аналого-цифровом представлении входных воздействий.

О применимости системы ФАПЧ для выполнения задач время-частотной синхронизации

Реализация радиоприемных устройств пассивных систем время-частотной синхронизации предполагает использование гетеродинных сигналов, когерентных сигналам синхронизируемых эталонов (стандартов) времени и частоты. В качестве информационного параметра таких систем целесообразно использовать текущее значение фазы сигнала

$$\varphi(t) = \varphi_c(t) + \varphi_n(t), \tag{1}$$

где $\varphi_c(t)$ – закон изменения информативного параметра во времени; $\varphi_n(t) = \int_0^{\tau_c} \nu(t)dt$ – составляющие фазовых шумов.

Считаем $\varphi_c(t)$ и $\varphi_n(t)$ случайными независимыми величинами. Помеховая составляющая $\varphi_n(t)$ является результатом воздействия многих, в том числе и случайных, факторов, поэтому можно считать, что ее распределение подчинено нормальному закону. В этом случае суммарный сигнал (1) может быть представлен винеровской моделью, уравнение оптимальной фильтрации которой имеет вид [1]

$$\frac{d\hat{\varphi}}{dt} = \frac{D}{D_T}(\hat{\varphi}_T - \hat{\varphi}), \tag{2}$$

где D, D_T – дисперсия результирующего и текущего измерения; $\hat{\varphi}_T$ – текущая оценка фазы сигнала.

В общем случае (2) описывает систему с переменными параметрами. При $D = D_{уст}$ (установившемся значении) система становится системой с постоянными параметрами.

Уравнение (2) запишем в виде

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{D}{D_T}(\varphi - \varphi_T) = 0. \tag{3}$$

Сопоставление этого уравнения с уравнением линеаризованной системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) первого порядка [2]

$$\frac{d\varphi}{dt} + \Omega_y F(\varphi) K(j\omega) = \Omega_н$$

показывает, что в качестве оптимального фильтра в этом случае может использоваться система фазовой автоподстройки частоты (рис. 1) при $\Omega_н = 0$, т. е. при нулевой начальной расстройке частоты.

Представим систему ФАПЧ рис. 1 математической моделью, которая приведена на рис.2 [3], где $\omega_{ОГ}, \omega_{ГПЧ}$ – частота опорного сигнала и перестраиваемого генераторов; $\nu(t)$ – флюктуации частоты опорного сигнала; $\Delta\omega_{ГПЧ}(t)$ – флюктуации частоты колебаний перестраиваемого генератора; $S_{ФД}, S_Г$ – крутизна дискриминаторной характеристики фазового детектора и частотно-настроечной характеристики генератора; $K_{ФНЧ}(p)$ – передаточная характеристика фильтра нижних частот.

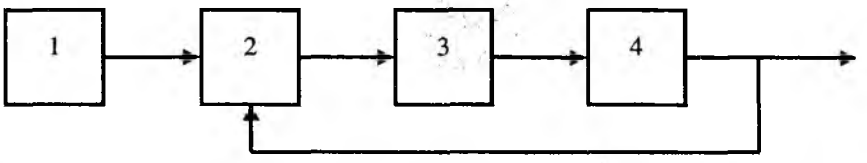


Рис. 1. Структурная схема типовой системы ФАПЧ: 1 – источник опорного сигнала, 2 – фазовый детектор, 3 – фильтр нижних частот, 4 – генератор перестраиваемой частоты

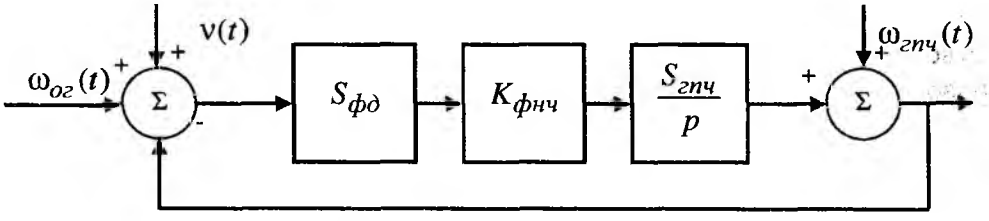


Рис. 2. Математическая модель системы ФАПЧ

При известной спектральной плотности фазовых флюктуаций, приведенных ко входу $S_{\varphi вх}(\omega)$ и выходу $S_{\varphi y}(\omega)$, спектральная плотность мощности фазовых флюктуаций на выходе системы ФАПЧ определяется выражением [6]

$$S_{\varphi вых}(\omega) = S_{\varphi вх}(\omega)\left|W(j\omega)\right|^2 + S_{\varphi y}(\omega)\left|E(j\omega)\right|^2,$$

где $W(j\omega)$ – комплексная передаточная функция по входному воздействию; $E(j\omega)$ – комплексная передаточная функция по ошибке.

Фильтрующие свойства системы ФАПЧ определяются комплексной функцией передачи по входному воздействию $W(j\omega)$, а снижение уровня флюктуаций фазы перестраиваемого генератора характеризуется комплексной функцией передачи по ошибке $E(j\omega)$. При этом

$$W(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{1 + R(j\omega)}; \tag{4}$$

$$E(j\omega) = \frac{1}{1 + R(j\omega)}, \tag{5}$$

где $R(j\omega)$ – комплексная передаточная функция разомкнутой цепи.

Принимаем $K_{ФНЧ}(p) = 1$, что соответствует системе ФАПЧ первого порядка. $\left(R(j\omega) = 1/p\right)$. С использованием соотношений (4), (5) получаем модуль комплексной передаточной функции замкнутой системы ФАПЧ по фазовым флюктуациям перестраиваемого генератора

БИБЛИОТЕКА ХНУРЭ Инв. № 823623

$$K_{\varphi ГПЧ}(\omega) = |W(j\omega)| = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}. \quad (6)$$

Для фазовых шумов опорного сигнала запишем

$$K_{\varphi ОГ}(\omega) = |E(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}. \quad (7)$$

Из (6) и (7) следует, что система ФАПЧ представляет собой фильтр верхних частот для флюктуаций управляемого генератора и фильтр нижних частот для флюктуаций опорного сигнала. Применительно к математической модели рис. 2 имеем:

$$W(p) = \frac{S_{ФД} S_{ГПЧ} K_{ФНЧ}(p)}{p + S_{ФД} S_{ГПЧ} K_{ФНЧ}(p)};$$

$$E(p) = \frac{1}{p + S_{ФД} S_{ГПЧ} K_{ФНЧ}(p)}.$$

Входные воздействия $\omega_{ОГ}(t)$, $\nu(t)$, $\omega_{ГПЧ}(t)$, $\Delta\omega_{ГПЧ}(t)$ могут быть заданы в виде их математических моделей либо массивов данных в результате аналого-цифрового преобразования реальных сигналов.

В качестве примера воспользуемся математической моделью опорного сигнала для случая цифрового синтеза гармонического колебания:

$$U(i) = \frac{1}{2^k - 1} ent\left\{\cos\left[\frac{2\pi}{2^p} ent\left(\frac{i2^p}{f_t} f_0\right)\right]\left(2^k - 1\right)\right\}, \quad (8)$$

где $U(i)$ – сформированные выборки опорного сигнала; k – разрядность цифро-аналогового преобразователя; p – разрядность тригонометрического преобразователя; f_t – тактовая частота; f_0 – частота синтезируемого колебания; ent – операция выделения целой части.

Данная математическая модель позволяет учесть ошибки квантования по уровню, обусловленные ограниченностью числа разрядов цифро-аналогового и тригонометрического преобразователей, а также ошибки дискретизации по времени формируемого сигнала.

Описание алгоритмов исследования фильтрующих свойств системы ФАПЧ

Блок-схема алгоритма для исследования влияния флюктуаций опорного генератора на стабильность частоты выходного сигнала приведена на рис. 3.

Согласно (8) определяются амплитудные выборки опорного гармонического сигнала $U(i)$ и в результате дискретного преобразования Фурье (ДПФ) находятся реальные и мнимые части спектральных составляющих сигнала [1]

$$y(m) = \mathrm{Re}\{G(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1}\left[u(i)\cos\frac{2\pi mi}{N} + u_{\perp}(i)\sin\frac{2\pi mi}{N}\right],$$

$$x(m) = Im\{G(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1}\left[-u(i)\sin\frac{2\pi mi}{N} + u_{\perp}(i)\cos\frac{2\pi mi}{N}\right],$$

где $m = 0,1,...,N$; N – количество отсчетов ДПФ; $G(m)$ – дискретные гармоники спектра; $u(i)$, $u_{\perp}(i)$ – квадратурные составляющие дискрет сигнала $U(i)$.



Рис. 3. Блок-схема алгоритма для исследования реакции системы ФАПЧ на входное воздействие

Спектр дискретного сигнала имеет периодическую структуру [4], и необходимая спектральная составляющая выделяется полосовым фильтром с передаточной характеристикой $K_{\Phi}(p)$. Реальные и мнимые части спектральных составляющих восстановленного гармонического сигнала на выходе полосового фильтра определяются из соотношений

$$y_{\Phi}(m) = \mathrm{Re}\{G(m)\} \times \mathrm{Re}\{K_{\Phi}(m)\} - Im\{G(m)\} \times Im\{K_{\Phi}(m)\},$$
$$x_{\Phi}(m) = \mathrm{Re}\{G(m)\} \times Im\{K_{\Phi}(m)\} + Im\{G(m)\} \times \mathrm{Re}\{K_{\Phi}(m)\}.$$

При переходе во временную область путем выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) образовываются массивы реальных $a(i)$ и мнимых $b(i)$ значений амплитуды опорного сигнала, соответствующие текущие значения фазы которого находятся из известного соотношения

$$\varphi(i) = arctg \frac{b(i)}{a(i)}.$$

Сравнивая эти значения со значениями фазы неискаженного колебания, вычисленного в i-е моменты времени

$$\varphi_{et} = \frac{f_s i \Delta t}{f_T},$$

где $\Delta t = \tau / N$; τ – длительность радиоимпульса; $i = 0,1,2,...,N$, получаем отклонения мгновенных значений фазы опорного сигнала от требуемых значений $\delta\varphi(i) = \varphi_{et}(i) - \varphi(i)$.

Выполняя операцию ДПФ, находим реальные и мнимые значения спектральных составляющих фазовых флюктуаций

$$g_{\delta\varphi}(m) = \mathrm{Re}\left\{G_{\delta\varphi}(m)\right\} = \sum_{i=0}^{N-1} \delta\varphi(i)\cos\frac{2\pi mi}{N},$$

$$q_{\delta\varphi}(m) = Im\left\{G_{\delta\varphi}(m)\right\} = \sum_{i=0}^{N}\left[-\delta\varphi(i)\sin\frac{2\pi mi}{N}\right].$$

Умножая соответствующие значения спектральных составляющих фазовых отклонений на частоту анализа, получаем значения спектральных составляющих частотных отклонений

$$g_{\delta f}(m) = g_{\delta\varphi}(m)F_m,$$

$$q_{\delta f}(m) = q_{\delta\varphi}(m)F_m.$$

Определение передаточной функции системы ФАПЧ осуществляется согласно (7), флюктуационные составляющие в спектре выходного сигнала определяются из соотношений

$$g'_{\delta f}(m) = \mathrm{Re}\left\{G'_{\delta f}(m)\right\} = g_{\delta f}(m)\times\mathrm{Re}\left\{E(m)\right\} - q_{\delta f}(m)\times Im\left\{E(m)\right\},$$

$$q'_{\delta f}(m) = Im\left\{G'_{\delta f}(m)\right\} = g_{\delta f}(m)\times Im\left\{E(m)\right\} + q_{\delta f}(m)\times\mathrm{Re}\left\{E(m)\right\}.$$

В результате ОДПФ, то есть при переходе во временную область, получаем соответствующие мгновенные значения флюктуаций частоты выходного сигнала, обусловленные нестабильностью частоты опорного сигнала

$$\nu'(i) = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1} G'_{\delta f}(m)e^{j2\pi mi/N},$$

где i – номер временного отсчета.

Алгоритм определения фильтрующих свойств системы ФАПЧ для частотных нестабильностей перестраиваемого генератора приведен на рис. 4.

Для формирования массива входных данных воспользуемся математическим представлением спектральной плотности фазовых шумов ГПЧ [5]:

$$S_{\varphi ГПЧ}(\omega) = S_{\varphi АЭ}(\omega)\left[1 + \frac{\omega^2_{ГПЧ}}{4Q^2\omega^2}\right],$$

где Q – нагруженная добротность колебательного контура ГПЧ; $S_{\varphi АЭ}(\omega) = a_0 + a_1/\omega$ – спектральная плотность фазовых шумов активного элемента с учетом фликкер-шума; a_0, a_1 – параметры активного элемента. Окончательно запишем

$$S_{\varphi ГПЧ}(\omega) = a_0 + \frac{a_1}{\omega} + \frac{a_0\omega^2_{ГПЧ}}{4Q^2\omega^2} + \frac{a_1\omega^2_{ГПЧ}}{4Q^2\omega^3}.$$

В результате фильтрующего воздействия системы ФАПЧ имеем

$$S'_{\varphi ГПЧ}(\omega) = S_{\varphi ГПЧ}(\omega)\times K_{\varphi ГПЧ}(\omega).$$

Умножая соответствующие значения спектральных составляющих фазовых шумов на частоту анализа F_m, получаем значения спектральных составляющих нестабильности частоты ГПЧ:

$$g_{\Delta f}(m) = g_{\Delta\varphi}(m)F_m,$$
$$q_{\Delta f}(m) = q_{\Delta\varphi}(m)F_m.$$

Выполняя процедуру ОДПФ, находим мгновенные значения флюктуаций частоты перестраиваемого генератора

$$\Delta\omega'_{ГПЧ}(i) = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1} S'_{fГПЧ}(m)e^{j2\pi mi/N}.$$

Считаем входные воздействия системы ФАПЧ аддитивными и результирующую нестабильность частоты перестраиваемого генератора определяем как

$$\Delta\omega_{рез}(t) = \Delta\omega'_{ГПЧ}(t) + \nu'(t).$$



Рис. 4. Блок-схема алгоритма для исследования реакции системы ФАПЧ по ошибке

Чтобы использовать в качестве исследуемого реальный сигнал опорного генератора, необходимо его предварительно подвергнуть процедуре аналого-цифрового преобразования и вместо массива данных, полученного при помощи (8), ввести отсчеты реального сигнала. Сигнал ГПЧ так же может быть оцифрован, затем его необходимо подвергнуть процедуре ДПФ и выделить фазовые шумы и далее в соответствии с блок-схемой рис. 4.

Выводы

Таким образом, определив передаточную функцию системы ФАПЧ и задавшись спектральным распределением входных воздействий, можно определить уровень шумовых составляющих в спектре выходного сигнала когерентного гетеродина приемного устройства пассивной системы и в дальнейшем оценить их влияние на точность синхронизации эталонов времени и частоты. Предложенные алгоритмы могут также использоваться для исследования систем ФАПЧ, входящих в состав устройств и систем различного назначения.

Список литературы: 1. *Радиоэлектронные* системы: основы построения и теория. Справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с. 2. *Системы* фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь. 1989. 3. *Левин, В.А., Малиновский, В.Н., Романов, С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М. : Радио и связь. 1989. – 232 с. 4. *Гоноровский, И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с. 5. *Scherer, D.* Today's Lesson-Learn About Low-Noise Design // Microwaves.- 1979.Vol. 18, N 4. – P. 116-122. 6. *Бесекерский,В.А.* Динамический синтез систем автоматического регулирования. – М. : Наука, 1970. – 578 с. 7. *Коваль, Ю.А., Костыря, А.А., Иванова, Е.А., Ал-Твежри, Б.А.* Моделирование систем частотно-временной синхронизации, использующих сигналы общих источников // Радиоэлектроника. Известия высших учебных заведений. Т.ом 54, № 2. – Киев, 2011.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.04.2012

УДК 621.391

А.В. ВОРГУЛЬ, канд. техн. наук, Ю.Х.СУЛЕЙМАН

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА МЕТЕОРНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Введение

В статье [1] кратко рассмотрена существующая в НУЦ РТ метеорная система передачи информации (МСПИ). Дальнейшей задачей является совершенствование системы, придание ей современного духа и новых функций.

В качестве одного из примера «идеалов», к которому можно стремиться, возьмем подобную систему [2]. В указанной статье описана полученная система пакетного радиообмена со всеми особенностями, присущими компьютерным сетям.

Прототип системы передачи информации

В статье [2] приведен достаточно подробный отчет реализации метеорной сети передачи данных на базе программно управляемых устройств цифровой обработки сигналов. Достоинством статьи является то, что она рассматривает сеть – пусть и из двух пунктов – полностью, начиная с выбора сигнала, модели метеорного канала и обоснования метода модуляции и заканчивая протоколом обмена между станциями и обработкой результатов экспериментов. В рассматриваемой системе расстояние между станциями 732 *км*, излучаемая мощность 300 *Вт* на частоте 48.375 *МГц* с максимальной полосой частот 16 *кГц*. В качестве антенн использован пятиэлементный волновой канал. Использована дифференциальная М-арная фазовая манипуляция, данные перед отправкой организовываются в пакеты по k *бит* ($k = \log_2 M$). Используется динамическая оценка параметров канала и переменная скорость передачи. Приведен протокол управления сетью, основанный на методе глобальных зондов.

Компьютерные сети. Параметры качества обслуживания (QoS)

В компьютерных сетях существуют разные подходы для обеспечения качества услуг по доставке информации потребителю [3]. В разных системах потребитель вправе потребовать не все из приведенного списка параметров, но их список таков:

– параметры скорости – средняя скорость, максимальная скорость, минимальная скорость;

– параметры неравномерности скорости передачи – максимальный размер пульсации;

– параметры задержки – задержка передачи пакетов, вариация задержки пакетов;

– доля потерянных ячеек.

В принципе, в компьютерных сетях, используя параметры качества обслуживания, если они обеспечиваются сетью, можно добиться качества, необходимого для разных сервисов, для передачи данных разной природы и разного назначения. Например, для передачи терминальной информации может не требоваться высокая скорость, но настоятельно необходимо, чтобы доля потерянных пакетов была равной нулю, чего можно относительно дешево добиться путем запроса повторной передачи. С другой стороны, при передаче мультимедийной информации (речи или живого видео) критичным параметром является не только время задержки пакетов, но и его вариация. При этом повторная передача может оказаться бессмысленной, а, с другой стороны, требования к качеству несколько снижаются – полная безошибочная передача каждого бита не является столь уж необходимой.

В текущем варианте разрабатываемой системы транспортный уровень (с гарантированной доставкой) не предполагается к реализации, оставим его для дальнейших разработок. В таком варианте на транспортном уровне не предусматривается контроль пропавших пакетов. Другими словами, рассмотрению подлежат физический и канальный (в терминологии компьютерных сетей) уровни.

Далее, в разрабатываемой системе выбору, обоснованию и реализации подлежат блоки кодирования и модуляции (со своими ответными частями демодуляции и декодирования).

Обзор методов кодирования и модуляции для решения задачи построения хотя бы субоптимальной системы МСПИ заслуживает отдельной статьи. Но, представляется нам, что для успешного построения требуемой по качеству МСПИ необходимо выбрать и обосновать выбор критериев качества системы. Нас будут интересовать как критерии системы в целом, так и ее подсистем.

Обзор параметров систем связи и критериев их качества

Обычно в системах связи рассматривают [3, 4] следующие параметры.

Обобщенной характеристикой непрерывного канала является его *емкость* (объем):

$$V_R = T_R \cdot F_K \cdot D_K \ , \tag{1}$$

где V_K – объем канала, эквивалент импульсного объема, но для канала, T_K, F_K, D_K – длительность, полоса частот и динамический диапазон канала соответственно. Необходимым условием неискаженной передачи по каналу сигналов с объемом V_C должно быть

$$V_C \le V_K , \tag{2}$$

Сигнал считается согласованным с каналом. В простейшем случае сигнал согласован с каждым из параметров из (1):

$$T_C \le T_K ; \ F_C \le F_K ; \ D_C \le D_K , \tag{3}$$

однако (2) может выполняться и при условии, когда одно или два из неравенств (3) не выполнены. Это означает, что можно производить «обмен» длительности на ширину спектра или ширину спектра на динамический диапазон и т.д. Значительный интерес представляет возможность обмена динамического диапазона на полосу пропускания.

Основные характеристики системы связи – параметры точности и скорости, определяющие качество и количество передаваемой информации. В правильно спроектированной системе передачи качество определяется лишь воздействием помех. В этом случае качество передачи определяется *помехоустойчивостью*. Количественно эта характеристика может быть оценена степенью соответствия полученного сообщения $\hat{b}(t)$ переданному $b(t)$, например, достаточно часто используют критерий среднего квадратичного отклонения

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\hat{b}(t) - b(t)\right)^2 dt .$$

Количественную меру можно также определить как вероятность того, что уклонение ε не превысит некоторой заранее заданной величины ε_0:

$$Q = P\{|\varepsilon| \le \varepsilon_0\}.$$

Помехоустойчивость определяется, прежде всего, соотношением сигнал/шум.

Пропускная способность системы R_{MAX} – максимальная скорость передачи, допускаемая данной системой связи без ошибок:

$$R = \frac{1}{T}\log_2 m ,$$

где m – основание двоичного кода. В данном случае скорость передачи дана в *бит/с*.

Под *пропускной способностью канала* принято понимать максимальное количество переданной по каналу информации

$$C = \frac{1}{T} \cdot \max_{P(A)} I(A,B) ,$$

где $I(A,B)$ – количество информации в расчете на один символ, A и B – случайные символы на входе и выходе канала

Под *задержкой* (или временем доставки) понимают максимальное время между моментом подачи сообщения от источника на вход передающей части и моментом выдачи восстановленного сообщения приемным устройством.

Количество информации, содержащееся в сообщении, определяется степенью его неопределенности. Неопределенность до передачи сообщения характеризуется априорным распределением возможных сигналов $P(A_i)$, $i=\overline{1..m}$. Предполагается, что между сообщениями $\{u_K\}$ и передаваемыми сигналами $\{A_R\}$ существует однозначное соответствие. После приема сообщения остается некоторая неопределенность, которая характеризуется апостериорным распределением $P(A_i|X_j)$, $i=\overline{1..m}$, $j=\overline{1..m}$. Тогда, количество принятой информации определяют как разность неопределенностей

$$I(A_i,X_j)=\log\frac{1}{P(A_i)}-\log\frac{1}{P(A_i|X_j)}. \qquad (4)$$

Здесь $I(A_i,X_j)$ – количество информации, содержащейся в принятом сигнале X_j относительно переданного сигнала A_i Скорость передачи информации по каналу с шумами, в предположении, что все сигналы имеют одинаковую длительность T,

$$R=\frac{I(A_i,X_j)}{T}. \qquad (5)$$

Пропускная способность системы C – максимум R.

Для бинарного канала

$$C=\frac{1}{T}\left(1+P_0\log P_0+(1-P_0)\log(1-P_0)\right), \qquad (6)$$

где P_0 – вероятность ошибочного приема элементарного сигнала. Для m-позиционного сигнала, передаваемого по симметричным каналам связи,

$$C=\frac{1}{T}\left[\log m+P_0\log\frac{P_0}{m-1}+(1-P_0)\log(1-P_0)\right]. \qquad (7)$$

Для непрерывного канала пропускная способность при наличии флуктуационной аддитивной помехи с равномерным энергетическим спектром, определяется соотношением Шеннона

$$C=F\log\left(P_C/N_0+1\right), \qquad (8)$$

где P_C/N_0 – соотношение средних мощностей сигнала и помехи на входе приемного устройства, F – полоса частот передаваемого сообщения.

Помехоустойчивость системы связи может быть оценена с помощью такой величины, как *точность воспроизведения*

$$r=\iint p(b(t),\hat{b}(t))\,\rho(b(t),\hat{b}(t))\,db\,d\hat{b}=\iint p(b(t))\,p(\hat{\mathbf{b}}(\mathbf{t})|b(t))\,\rho(b(t),\hat{b}(t))\,db\,d\hat{b}\,, \qquad (9)$$

где $p(b(t),\hat{b}(t))$ – плотность вероятности, полностью определяющая свойства системы по точности, $\rho(b(t),\hat{b}(t))$ – функция потерь. Функция $\rho(b(t),\hat{b}(t))$ обычно выбирается в виде

$$\rho(b(t),\hat{b}(t))=1-\delta\left(b(t)-\hat{b}(t)\right) \qquad (10)$$

или

$$\rho(b(t),\hat{b}(t))=(b(t)-\hat{b}(t))^2. \qquad (11)$$

Тогда среднеквадратическая ошибка (1) перепишется в виде (9).

Относительная ошибка определится как отношение

$$E = \frac{\varepsilon^2}{P_m} = \left(\int_0^{F_m} \sigma^2(f)\,df \right) \Big/ \left(\int_0^{F_m} P_m(f)\,df \right) \tag{12}$$

где F_m – полоса пропускания приемного устройства по низкой частоте, P_m – средняя мощность сигнала на выходе приемника. Во многих случаях от системы связи требуется передача сообщения $b(t)$ с точностью до произвольного множителя k и произвольного сдвига во времени τ. В этом случае,

$$\varepsilon^2 = \min_{k,\tau} \left\{ \overline{\left[b(t) - k \cdot \hat{b}(t-\tau) \right]^2} \right\} \tag{13}$$

Вместо E иногда пользуются логарифмической мерой точности:

$$S_m = 10 \lg \frac{1}{E} = 10 \lg \frac{P_m}{N_m}, \tag{14}$$

Численно равной соотношению сигнала к помехе на выходе приемника, выраженному в децибелах. Для практических расчетов также используется *выигрыш* системы в соотношении сигнал/ помеха:

$$B = S_m / S. \tag{15}$$

В монографии [4] рекомендуется строить соотношения не мощности сигнала и мощности помехи, а соотношения соответствующих спектральных плотностей

$$B' = B/\nu \tag{16}$$

где $\nu = F/F_m$ – отношение полос частот на входе и выходе приемника.

Критерий (9) записан для систем передачи непрерывных сообщений, но может быть сконструирован аналогичный по смыслу критерий для дискретных сообщений.

Обобщенные характеристики систем связи

Добротность системы связи Q определяется как произведение относительной помехоустойчивости g на относительную скорость передачи η:

$$Q = g \cdot \eta. \tag{17}$$

Наиболее общим выражением для удельной помехоустойчивости является оценка

$$g = I_{вых} / I_{вх}, \tag{18}$$

а удельной скорости передачи – коэффициент использования пропускной способности канала

$$\eta = R/C. \tag{19}$$

И, наконец, для оценки эффективности системы используют *коэффициент использования канала по мощности* β (энергетическую эффективность) и *коэффициент использования канала по полосе частот* γ (частотную эффективность)

$$\beta = \frac{R}{P_C/N_0}, \tag{20}$$

$$\gamma = \frac{R}{F}, \tag{21}$$

а обобщенная характеристика эффективности систем связи – $\eta = R/C$. С учетом формулы Шеннона,

$$C = \gamma \Big/ \log_2\left[\frac{\gamma}{\beta}+1\right]. \qquad (22)$$

В работе [6] критически оцениваются перечисленные выше критерии. По мнению автора, перечисленные критерии учитывают небольшое число параметров. Применение в качестве параметров системы связи информационных характеристик недостаточно обоснованно. И теоретически не оправдано построение критерия на основе перемножения величин параметров систем связи. В [6] рассматриваются и более сложные критерии:

$$E = \log_2 \frac{P/P_П}{(T_П/T)+\mu(C_П/C)},$$

где P и T – соответственно вероятность ошибочного приема элемента сообщения и средняя продолжительность кодовой комбинации до применении способа повышения достоверности, параметры с индексом «П» – те же величины после применения способа повышения достоверности; $C_П$ и C – число элементов аппаратуры соответственно с устройством повышения достоверности и без него, μ – весовой коэффициент. Критерий E – пример попытки учесть фактор сложности аппаратуры, недостаток, по мнению автора [6], в произвольном формировании выражения (2).

Для оценки качества систем связи можно использовать критерий, см. [6], определяемый как сумма взвешенных слагаемых:

$$\gamma = \sum_n \beta_n \eta_n , \qquad (23)$$

где η_n – параметры систем связи, β_n – весовые коэффициенты. Критерий удобен, но выбор весовых коэффициентов требует дополнительного обоснования.

Полезностью системы автором работы [6] названо число Z, подлежащее максимизации. Такой критерий является самым общим и наиболее объективным. Функция полезности конструируется зависящей от показателей точности и скорости.

Выводы

В настоящее время экономически выгодным и популярным инструментом для анализа и синтеза систем является компьютерное моделирование в популярных программах MatLab, Simulink, LabView и им подобных. При этом, разработчики перечисленного программного обеспечения демонстрируют качество разрабатываемых моделей систем с помощью простых критериев. Обычно это число битовых ошибок (BER) и скорость передачи информации. Краткий обзор критериев качества, выполненный в статье, говорит о том, что не все так однозначно. Универсального критерия – может быть, на сегодняшний день? – не существует. В публикациях, практически использующих данную теорию специалистов [7], рекомендуют обращать пристальное внимание не только на сами методы кодирования и модуляции, но и на качество реализации алгоритмов декодирования и демодуляции цифровыми методами.

Список литературы: 1. *Метеорная* система передачи информации: пути к модернизации / А.В. Воргуль, Ю.Х.Сулейман // Радиотехника. – 2011. – Вып. 165. 2. *Mahmud, Haled, Mukumoto, Kaiji, Fukuda, Akira.* Development of MBC system using software modem // IECE Trans. Commun., Vol E83-B, No. 6 June 2000. 3. *Олифер, В.Г., Олифер, Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – Спб. : Изд-во "Питер", 2000. – 672 с. 4. *Зюко, А.Г., Кловский, Д.Д., Назаров, М.В., Финк, Л.М.* Теория передачи сигналов : учебник для вузов. – М. : Радио и связь, 1986. – 304 с. 5. *Зюко, А.Г.* Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М. : Связь, 1972. – 360 с. 6. *Зелигер, А.Н.* Критерии оценки качества систем связи. – М. : Связь, 1974. – 40 с. 7. *Варагузин, В.* Вблизи границы Шеннона // Телемультимедиа. – 2005, июнь. – С. 3-10.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012

УДК 621.396.96

Ю. А. КОВАЛЬ,д-р техн. наук, А. А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук,
Е. А. ИВАНОВА, канд. техн. наук, А. Ф. ХУСЕЙН

ПОГРЕШНОСТИ И НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ФАЗОВЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ РАЗНЕСЕННЫХ ЭТАЛОНОВ ВРЕМЕНИ

Введение и постановка задачи

Непрерывный рост требований к точности частотно-временной синхронизации территориально разнесенных эталонов времени и частоты обусловлен высоким темпом совершенствования эталонов, относительная нестабильность которых в настоящее время достигла $10^{-15}...10^{-16}$, и расширением круга задач, решаемых с применением высокоточных частотно-временных методов [1]. Кроме традиционных областей применения этих методов (метрология, системы координатно-временного обеспечения, радиоастрономия, радиолокация), появляются и новые, например, компьютерные и цифровые сети связи. В последнем случае для синхронизации разработаны стандартные протоколы (Network Time Protokol – NTP и Precision Time Protocol – PTP) [2].

Помимо прямого метода (перевозимые квантовые часы – ПКЧ), наибольшую точность обеспечивают радиотехнические методы синхронизации с использованием различных частотных диапазонов. С 70-х годов прошлого века и до 2000 г. наибольшую точность обеспечивал радиометеорный метод сличения (РМС) [3], а в настоящее время – метод, основанный на использовании спутниковых радионавигационных систем (СРНС) GPS и ГЛОНАСС [4, 5]. Используется также ретрансляция сигналов через геостационарные спутники (ГС) [6]. В ХНУРЭ разрабатывается новый метод с применением сигналов, излучаемых ГС [7].

Одним из перспективных направлений совершенствования существующих и разработки новых радиотехнических систем синхронизации является использование фазовых принципов их построения. К достоинствам фазовых методов синхронизации (ФМС) относятся: высокая потенциальная точность и простота устройств для измерений временного положения сигналов; возможности высокоточного формирования сигналов и гетеродинов от сигналов эталонов; симметрия измерительного сигнала, имеющего гармоническую форму. Основным недостатком ФМС является их неоднозначность в пределах периода T_0 частоты несущей.

Хотя разработка фазовой радиометеорной аппаратуры проводилась [3], а в СРНС используются когерентные сигналы и выполняются фазовые измерения [4, 5], комплексный анализ погрешностей и неопределенностей ФМС разнесенных эталонов времени отсутствует. Учитывая это, авторы статьи попытались провести такой анализ как теоретически, так и путем моделирования.

Теоретический анализ погрешностей и неопределенностей ФМС

Принципиальное отличие ФМС от методов с применением огибающих сигналов заключается в том, что для измерений используются не синхронные со шкалами времени огибающие радиоимпульсов, а их фазы. При этом для синхронизации могут быть использованы традиционные алгоритмы [3], учитывающие специфику ФМС, – две группы активных (фазовый встречный алгоритм – ФВА и фазовые ретрансляционный и опорно-ретрансляционные алгоритмы – ФРА, ФОРА) и пассивный (фазовый алгоритм общего охвата – ФАОО, называемый также англ. *common-view*).

Упрощенные временные диаграммы, иллюстрирующие сущность ФВА, ФРА и ФАОО, построены на на рис. 1 – 3, где применены обозначения:

- ω_0 – несущая частота когерентных со шкалами времени сигналов для ФВА, ФРА, ФОРА или известная несущая частота общего сигнала $s_0(\varphi)$ в случае ФАОО;
- $\varphi = \omega_0 t$ – текущие фазы сигналов;

- $H^{A}(\varphi)$, $H^{B}(\varphi)$ – фазовые шкалы времени пунктов А и В соответственно;
- ΔT^{AB}, $\Delta\varphi^{AB}=\omega_0\Delta T^{AB}$ – сдвиги шкал во времени и по фазе;
- $\varphi_1^A=\omega_0 t_1^A$, $\varphi_1^B=\omega_0 t_1^B$, $\varphi_2^A=\omega_0 t_2^A$, $\varphi_2^B=\omega_0 t_2^B$ – фазовые сдвиги принимаемых сигналов относительно фазовых шкал времени пунктов А и В соответственно (индекс 1 относится к циклу трансляции, а индекс 2 – к циклу ретрансляции для ФРА и ФОРА);
- n – коэффициент опорной ретрансляции в случае ФОРА ($n>-1$, $n\neq 0$) или коэффициент ретрансляции в ФРА ($n<-1$).

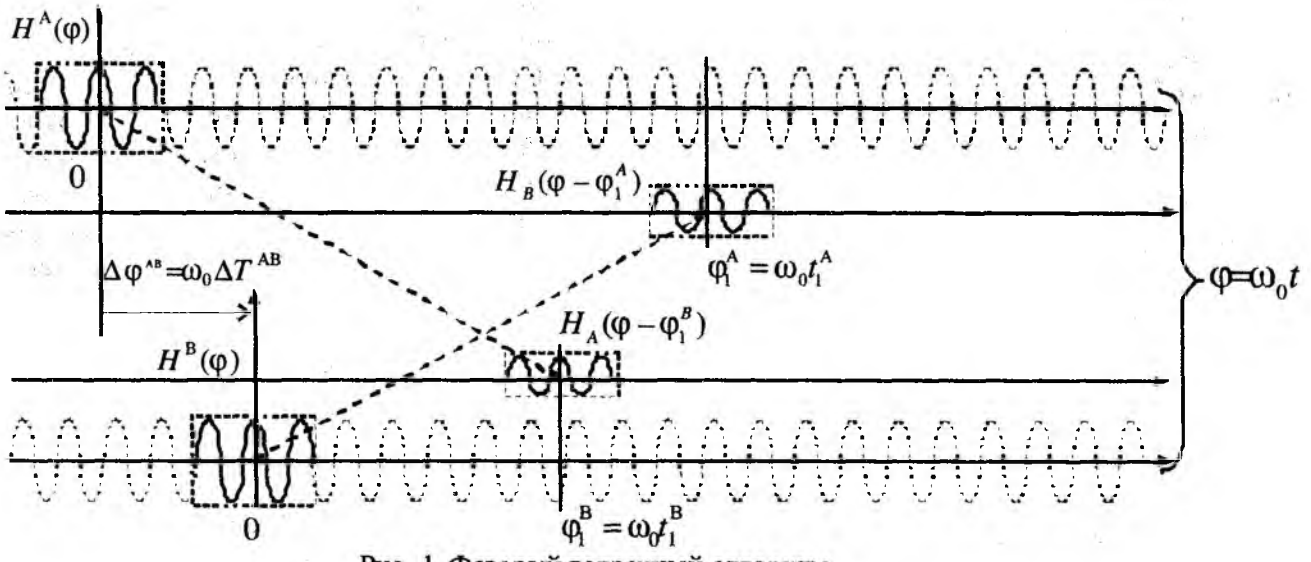


Рис. 1. Фазовый встречный алгоритм

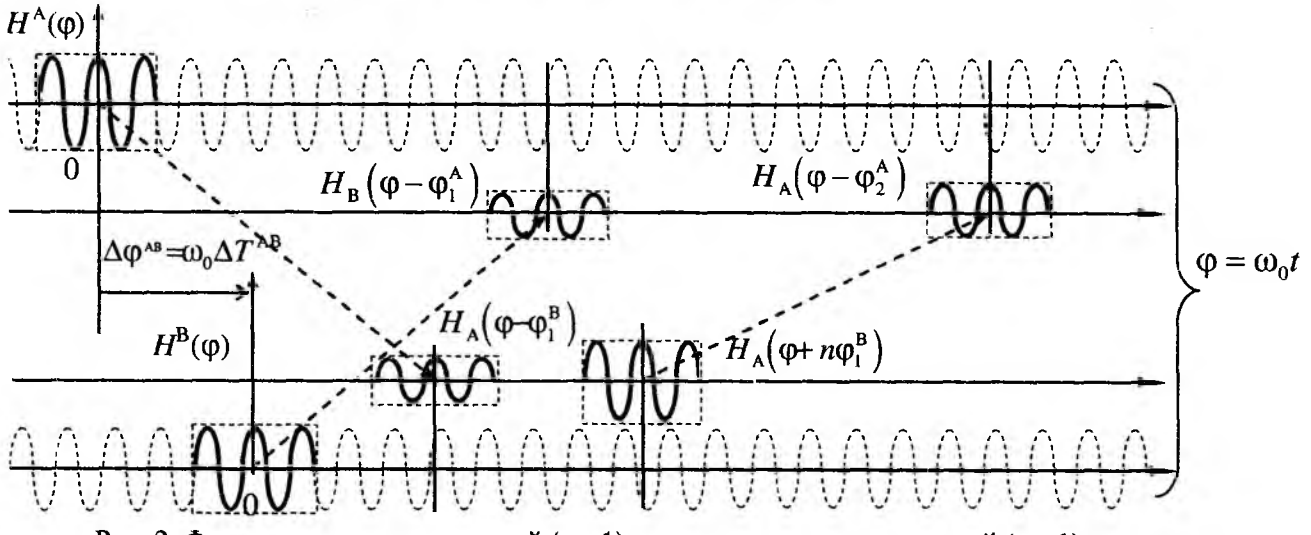


Рис. 2. Фазовые ретрансляционный ($n<-1$) и опорно-ретрансляционный ($n>-1$) алгоритмы

Основными источниками погрешностей ФМС являются: амплитудные и фазовые искажения сигналов, а также нестабильность и невзаимность фазовой задержки сигналов в канале распространения радиоволн (РРВ); тракты аппаратуры, имеющие нестабильность и невзаимность (для устройств, участвующих как в излучении, так и в приеме сигналов) фазовой задержки сигналов; конечное отношение сигнал/помеха; фазовая нестабильность сигналов эталонов и устройств привязки к этим сигналам; непостоянство измеряемой величины из-за взаимного хода шкал сверяемых эталонов; каналы обмена измерительной информацией между пунктами (в случае, если производится обмен результатами измерений); алгоритмы обработки результатов измерений. Грубые погрешности (промахи) в ФМС возникают из-за ошибок в устранении неоднозначности фазовых измерений, аномальных измерений времен-

ного положения сигналов (случай измерений по ложным выбросам помехи), многолучевости РРВ и ошибок в канале связи (случай, когда измерения сопряжены с передачей данных).

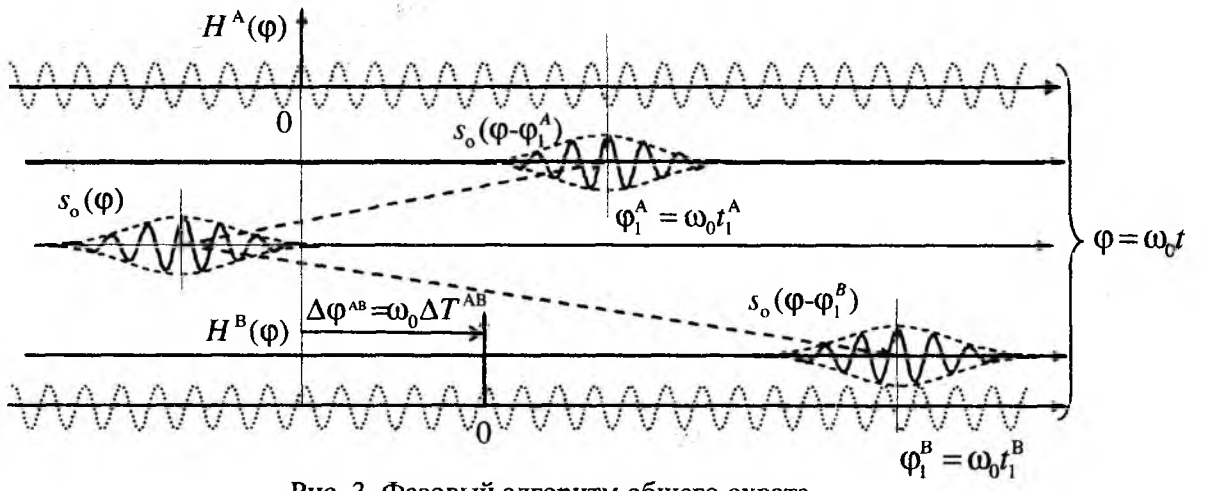


Рис. 3. Фазовый алгоритм общего охвата

Исходя из принятой в теории информационно-измерительных систем терминологии к основным видам погрешностей относятся: помеховые, которые еще называют потенциальными (из-за их неизбежности); канальные, зависящие от характеристик РРВ; аппаратурные.

Ограничиваясь основными источниками погрешностей, можно получить соотношения для оценок фазовых сдвигов шкал $\widehat{\Delta\varphi}^{AB}$ (табл. 1) и величин канальной $\left(\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(\text{РРВ})\right)$, помеховой $\left(\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(\text{с/п})\right)$ и аппаратурной $\left(\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(\text{ап})\right)$ слагаемых суммарной погрешности (табл. 2). При выводе соотношений для ФОРА принято значение опорного момента времени $t_{\text{оп}}$, относительно которого осуществляется ретрансляция, равное целому числу периодов несущей $\left(t_{\text{оп}}=\kappa T_0\right)$. При этом $\varphi_{\text{оп}}=\kappa 2\pi=0$.

В этих таблицах приняты обозначения:

- $\Delta\varphi_{\text{вз}}=\varphi_{\text{РРВ}}^{BA}-\varphi_{\text{РРВ}}^{AB}$, $\widehat{\Delta\varphi}_{\text{вз}}=\widehat{\varphi}_{\text{РРВ}}^{BA}-\widehat{\varphi}_{\text{РРВ}}^{AB}$ – истинное значение и оценка невзаимности фазовой задержки сигналов за счет физических особенностей в канале РРВ;
- $V_\varphi=d\varphi_{\text{РРВ}}/dt$, $\widehat{V}_\varphi$ – истинное значение и оценка скорости изменения фазовой задержки сигналов при РРВ;
- $\tau_{12}, \widehat{\tau}_{12}$ – временной интервал между циклами трансляции и ретрансляции сигналов (для ФРА и ФОРА) и его оценка;
- $\widehat{\Delta T}^{AB}$ – оценка сдвига шкалы времни пункта А относительно шкалы пункта В;
- $\delta_{\varphi1}^{A}, \delta_{\varphi1}^{B}, \delta_{\varphi2}^{A}, \delta_{\varphi2}^{B}$ – случайные абсолютные значения помеховых погрешностей измерений фазовых сдвигов принимаемых сигналов относительно фазовых шкал времени пунктов А и В соответственно для циклов трансляции (индекс 1) и ретрансляции (индекс 2) сигналов (для ФРА и ФОРА);
- $\Delta\varphi_{\text{прм}}^{A}, \widehat{\Delta\varphi}_{\text{прм}}^{A}, \Delta\varphi_{\text{прм}}^{B}, \widehat{\Delta\varphi}_{\text{прм}}^{B}, \Delta\varphi_{\text{прд}}^{A}, \widehat{\Delta\varphi}_{\text{прд}}^{A}, \Delta\varphi_{\text{прд}}^{B}, \widehat{\Delta\varphi}_{\text{прд}}^{B}$ – истинные и оценочные величины фазовых задержек в приемных и передающих трактах пунктов А и В соответственно;
- $\varphi_{\text{РРВ}}^{OA}, \widehat{\varphi}_{\text{РРВ}}^{OA}, \varphi_{\text{РРВ}}^{OB}, \widehat{\varphi}_{\text{РРВ}}^{OB}$ – истинные значения и оценки фазовых задержек общего сигнала при РРВ до пунктов А и В (в случае ФАОО).

Таблица 1

Алгоритмы	$\widehat{\Delta\varphi}^{AB}$
ФВА	$\dfrac{\left(\varphi_1^A-\varphi_1^B\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{вз}+\widehat{V_\varphi\Delta T}^{AB}\right)-\left[\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{A}\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{B}\right)\right]}{2}$
ФРА $(n<-1)$	$\dfrac{\left[(n-1)\varphi_1^A+\varphi_2^A\right]}{2n}-\dfrac{\left(\widehat{\Delta\varphi}_{вз}+\widehat{V}_\varphi\hat{\tau}_{12}/n\right)}{2}-\dfrac{\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{A}\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{B}\right)}{2};$
ФОРА $(n>-1,\ n\neq 0)$	$\dfrac{\varphi_2^A-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{вз}+\widehat{V}_\varphi\hat{\tau}_{12}\right)-\left[\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{A}\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{B}\right)\right]}{2}\rightarrow$ для $n=$i
ФАОО	$\left(\varphi_1^A-\varphi_1^B\right)-\left(\hat{\varphi}_{РРВ}^{OA}-\hat{\varphi}_{РРВ}^{OB}\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}\right)$

Таблица 2

Погрешности	ФВА	ФРА ($n<-1$); ФОРА ($n>-1;\ n\neq 0$)	ФАОО
$\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(РРВ)$	$0{,}5\left(\Delta\varphi_{вз}+V_\varphi\Delta T^{AB}\right)-$ $-0{,}5\left(\widehat{\Delta\varphi}_{вз}+\widehat{V_\varphi\Delta T}^{AB}\right)$	$0{,}5\left(\Delta\varphi_{вз}+V_\varphi\tau_{12}/n\right)-$ $-0{,}5\left(\widehat{\Delta\varphi}_{вз}+\widehat{V}_\varphi\hat{\tau}_{12}/n\right)$	$\left(\varphi_{РРВ}^{OA}-\varphi_{РРВ}^{OB}\right)-$ $-\left(\hat{\varphi}_{РРВ}^{OA}-\hat{\varphi}_{РРВ}^{OB}\right)$
$\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(с/п)$	$\dfrac{\delta_{\varphi1}^{A}-\delta_{\varphi1}^{B}}{2}$	$\dfrac{\delta_{\varphi2}^{A}-n\delta_{\varphi1}^{B}+(n-1)\delta_{\varphi1}^{A}}{2n};\ \dfrac{\delta_{\varphi2}^{A}-\delta_{\varphi1}^{B}}{2}\rightarrow n=1$	$\delta_{\varphi1}^{A}-\delta_{\varphi1}^{B}$
$\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(ап)$	$0{,}5\left[\left(\Delta\varphi_{прм}^{A}-\Delta\varphi_{прд}^{A}\right)-\left(\Delta\varphi_{прм}^{B}-\Delta\varphi_{прд}^{B}\right)\right]-$ $-0{,}5\left[\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{A}\right)-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}-\widehat{\Delta\varphi}_{прд}^{B}\right)\right]$		$\left(\Delta\varphi_{прм}^{A}-\Delta\varphi_{прм}^{B}\right)-$ $-\left(\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{A}-\widehat{\Delta\varphi}_{прм}^{B}\right)$

Соотношения для расчета среднеквадратических отклонений (СКО) помеховых погрешностей измерения фазового сдвига шкал в пункте А $\left(\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}\right)$, а также коэффициента корреляции помеховых погрешностей в пункиах $\left(R\left[\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(с/п)\vee\delta_{\Delta\varphi}^{BA}(с/п)\right]\right)$ приведены в табл. 3, где приняты обозначения:

- σ_φ^A, σ_φ^B – СКО помеховых погрешностей измерений фазовых сдвигов принимаемых сигналов в пунктах А и В соответственно;
- $m_A=\left(\sigma_\varphi^B/\sigma_\varphi^A\right)^2$ – коэффициент, учитывающий различие помеховых обстановок в пунктах А и В;
- $\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}$ – СКО измерения фазового сдвига шкалы пункта А относительно шкалы пункта В.

Для удобства сравнения алгоритмов фазовой синхронизации в табл. 3 приведены соотношения для относительных значений СКО

$$\left(\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}\right)'=\frac{\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}}{\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}(ФВА)},$$

где $\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}(ФВА)$ – СКО результатов измерений фазового сдвига шкал для ФВА.

Формулы для случайных погрешностей измерения фазового сдвига шкалы пункта В относительно шкалы пункта А $\left(\sigma_{\Delta\varphi}^{BA}\right)$ отличаются от приведенных в табл. 3 индексами. СКО σ_{φ}^{A} следует заменить на σ_{φ}^{B}, а коэффициент m_A – на $m_B = \left(\sigma_{\varphi}^{A}/\sigma_{\varphi}^{B}\right)^2$.

Таблица 3

Алгоритмы	$\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}$	$\left(\sigma_{\Delta\varphi}^{AB}\right)'$	$R\left[\delta_{\Delta\varphi}^{AB}(\text{с/п}) \vee \delta_{\Delta\varphi}^{BA}(\text{с/п})\right]$
ФВА	$0{,}5\sigma_{\varphi}^{A}\sqrt{1+m_A}$	1	–1
ФРА ($n<-1$)	$\dfrac{\sigma_{\varphi}^{A}\sqrt{n^2(1+m_A)-2n+2}}{2\lvert n\rvert}$;	$\sqrt{\dfrac{n^2(1+m_A)-2n+2}{n^2(1+m_A)}}$;	$\dfrac{n(1-n)}{\sqrt{\left(n^2-\dfrac{2(n-1)}{m_A+1}\right)\left(n^2-\dfrac{2m_A(n-1)}{m_A+1}\right)}}$;
ФОРА ($n>-1$, $n\neq 0$)	$0{,}5\sigma_{\varphi}^{A}\sqrt{1+m_A}$ для $n=1$	1 для $n=1$	0 для $n=1$
ФАОО	$\sigma_{\varphi}^{A}\sqrt{1+m_A}$	2	–1

Случайные помеховые погрешности для ФРА и ФОРА зависят от коэффициентов ретрансляции n. Анализ показывает, что помеховые погрешности минимальны для ФОРА в случае $n=2$. Как показывает анализ, от величины n, зависит также коэффициент корреляции помеховых погрешностей в пунктах (см. табл. 3). Декорреляция помеховых погрешностей в пунктах (например, для ФОРА $R(1)=0$) позволяет, после обмена между пунктами результатами измерений сдвига шкал, уменьшить помеховую погрешность.

Преимущество ФВА и ФАОО по сравнению с аналогичными алгоритмами при измерениях по огибающим сигналов (ВА и АОО) состоит в меньшем объеме передаваемой информации о результатах измерений, поскольку диапазон значений φ_1^A, φ_1^B для ФВМ составляет $-\pi\ldots\pi$ или $0\ldots 2\pi$.

Если для ФОРА принять $\varphi_{оп}=0$, то реализация ФОРА и ФРА сводится к изменению фазы ретранслированных сигналов по сравнению с измеренными начальными фазами принимаемых сигналов в $-n$ раз. В случае ФОРА и $n=1$ фазы принятых и ретранслированных сигналов будут отличаться только знаком $\left(\varphi_2^A=-\varphi_1^A,\ \varphi_2^B=-\varphi_1^B\right)$. Такие изменения фаз можно получить путем преобразования частоты при соответствующем выборе частот гетеродинов.

Основными достоинствами ФАОО, как и АОО с использованием огибающих сигналов, являются отсутствие излучения в синхронизируемых пунктах (это обеспечивает скрытность, электромагнитную совместимость, экологическую и информационную безопасность) и возможность использования для измерения сдвига шкал взаимокорреляционную обработку (ВКО) сигналов. Применение ВКО дает возможность использования общих сигналов $s_o(\varphi)$ с неполностью известными параметрами. В случае ФАОО необходимо, чтобы несущая частота сигнала $s_o(\varphi)$ была известна и достаточно стабильна.

Принцип применения ВКО при реализации ФАОО показан на рис.4, где приведены: $s_o(\varphi-\varphi_1^A)$, $s_o(\varphi-\varphi_1^B)$ – сведенные в одном из пунктов сигналы общего источника, принятые в синхронизируемых пунктах; $s_{ФВКФ}^{BA}(\varphi_\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} s_o(\varphi-\varphi_1^B)s_o(\varphi-\varphi_1^A-\varphi_\tau)d\varphi$ – фазовая взаимокорреляционная функция (ФВКФ) сигналов $s_o(\varphi-\varphi_1^B)$ и $s_o(\varphi-\varphi_1^A)$.

Можно показать, что ВКФ $s^{BA}_{ФВКФ}$ представляет собой согласованно обработанный сигнал общего источника, смещенный на величину $\left(\varphi_1^B-\varphi_1^A\right)$. При этом огибающая и колебание несущей сигнала общего источника не обязательно должны быть когерентными (см. построенные на рис. 4 пунктиром заполнения несущей у принятых сигналов).

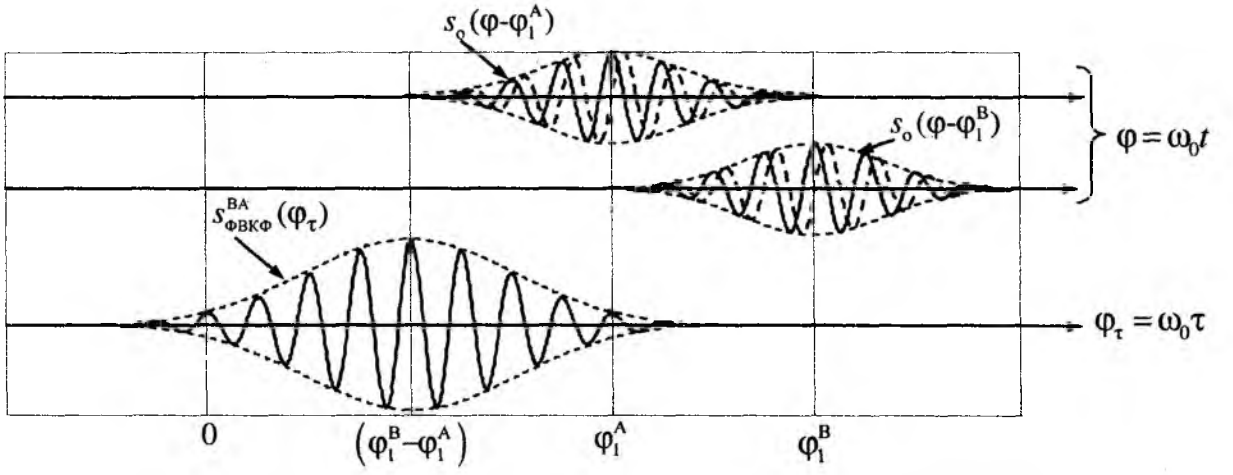


Рис. 4. Применение взаимокорреляционной обработки сигналов в ФАОО

Помимо погрешностей, для оценки качества измерений в настоящее время используются неопределенности измерений [8, 9]. Появились работы, в которых рассматривается неопределенность и при сличениях эталонов времени и частоты [10, 11].

Поскольку СКО помеховых погрешности в ФМС $\left(\sigma_{\Delta\varphi}\right)$ определяются при статистической обработке результатов измерений сдвига шкал, эта оценка погрешности соответствует стандартной неопределенности типа **«*A*»** [8, 9] $u_{«A»/\Delta\varphi}=\sigma_{\Delta\varphi}$.

Канальную $\delta^{AB}_{\Delta\varphi}(\text{РРВ})$ и аппаратурную $\delta^{AB}_{\Delta\varphi}(\text{ап})$ погрешности (см. выражения в табл.2) нельзя определить путем статистической обработки результатов измерений. Поэтому, согласно [8, 9], эти погрешности формируют неопределенность типа **«*B*»**.

Для оценки стандартной фазовой канальной неопределенности $u_{«B»/\Delta\varphi}(\text{РРВ})$ применимы модели канала РРВ и независимые каналы калибровки, а для фазовой аппаратурной неопределенности $u_{«B»/\Delta\varphi}(\text{ап})$ – измерения («пилотирование») фазовых аппаратурных задержек или проведение измерений в режиме «нулевой базы» (аппаратурные комплексы пунктов совмещаются).

Структура и классификация источников погрешностей ФМС, а также принцип формирования соотношений для неопределенностей измерений приведены на рис. 5.

Моделирование погрешностей фазовых измерений

С целью исследования погрешностей фазовых измерений для импульсных радиосигналов произвольной формы, принимаемых на фоне аддитивных некоррелированных и коррелированных помех, в пакете Matchcad-14 разработаны две модели.

В модели №1 фаза оценивается временным методом после стробирования в интервале $\pm T_0/2$ в районе максимума сигналов на выходе согласованного фильтра (СФ).

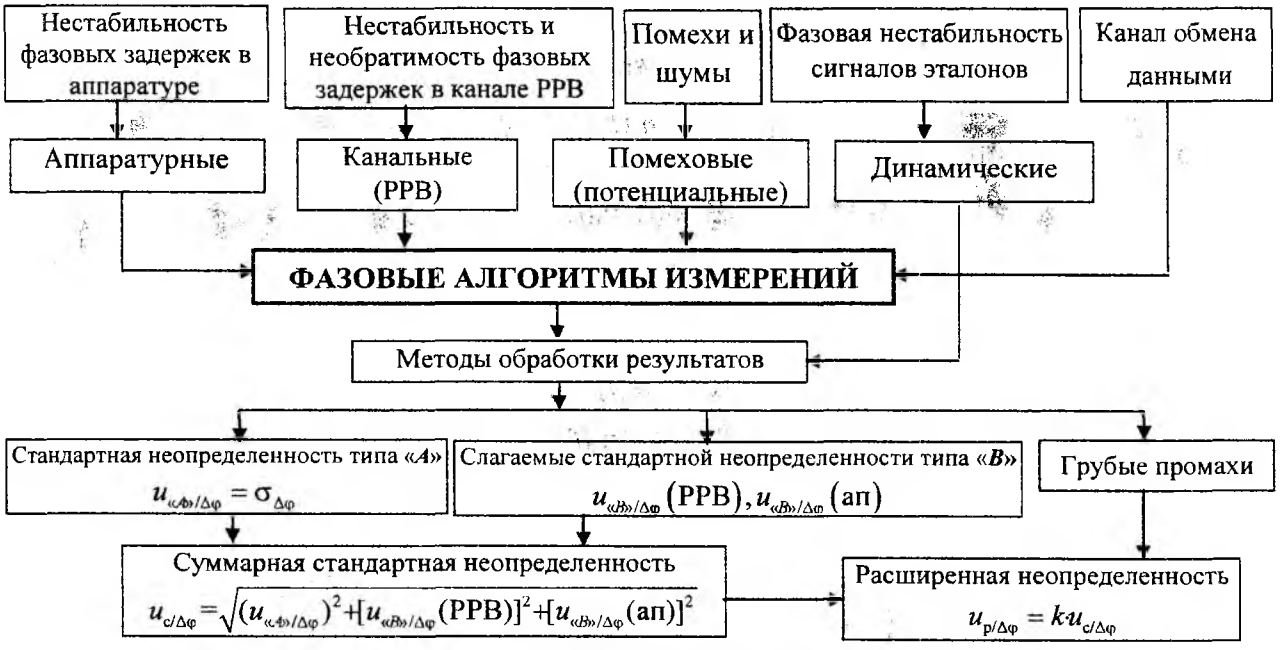


Рис. 5. Структура погрешностей и неопределенностей измерений для ФМС

Модель включает: формирователи сигнала $s_1(t)$ и помехи $n_1(t)$; сумматор («+»); СФ; блок стробирования («Строб» $\pm T_0/2$); блоки для измерения временного положения сигнала (ИВП) сигнала без и с помехой; блок обработки результатов. На рис. 6 приведены не только структура модели №1, но и основные временные диаграммы.

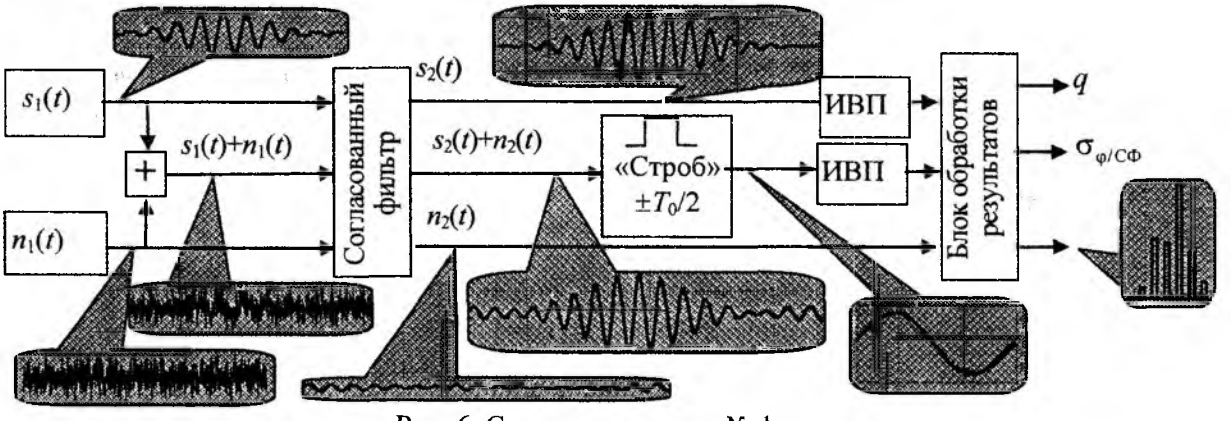


Рис. 6. Структура модели № 1

Модель позволяет определить СКО $\sigma_{\varphi/\text{СФ}}$ для различных отношений сигнал/помеха q и заданных значений фазы сигнала ψ_0. Построение гистограмм погрешностей позволяет проверить гипотезы о законах распределения.

Работу модели № 1 иллюстрирует рис. 7, а основные результаты исследований – рис. 8.

В модели №2 (рис. 9) применена широко используемая в радиолокации [12] и радионавигации [13] квадратурная обработка (КО) сигналов. Модель состоит из канала КО сигнала и канала СФ (отмечены на рис.9 пунктиром). Модель формирует огибающую сигнала $S_{\text{or}}(t)$, аддитивную помеху $n_1(t)$, несущее колебание $s_0(t)$, радиосигнал $s_1(t)$. На рис. 9 обозначены: «+» – сумматоры; «×» – умножители; «$\pi/2$», «ψ_0» – соответствующие фазовращатели. На рис. 1 приведены основные временные диаграммы для начальной фазы сигнала $\psi_0=90^0$.

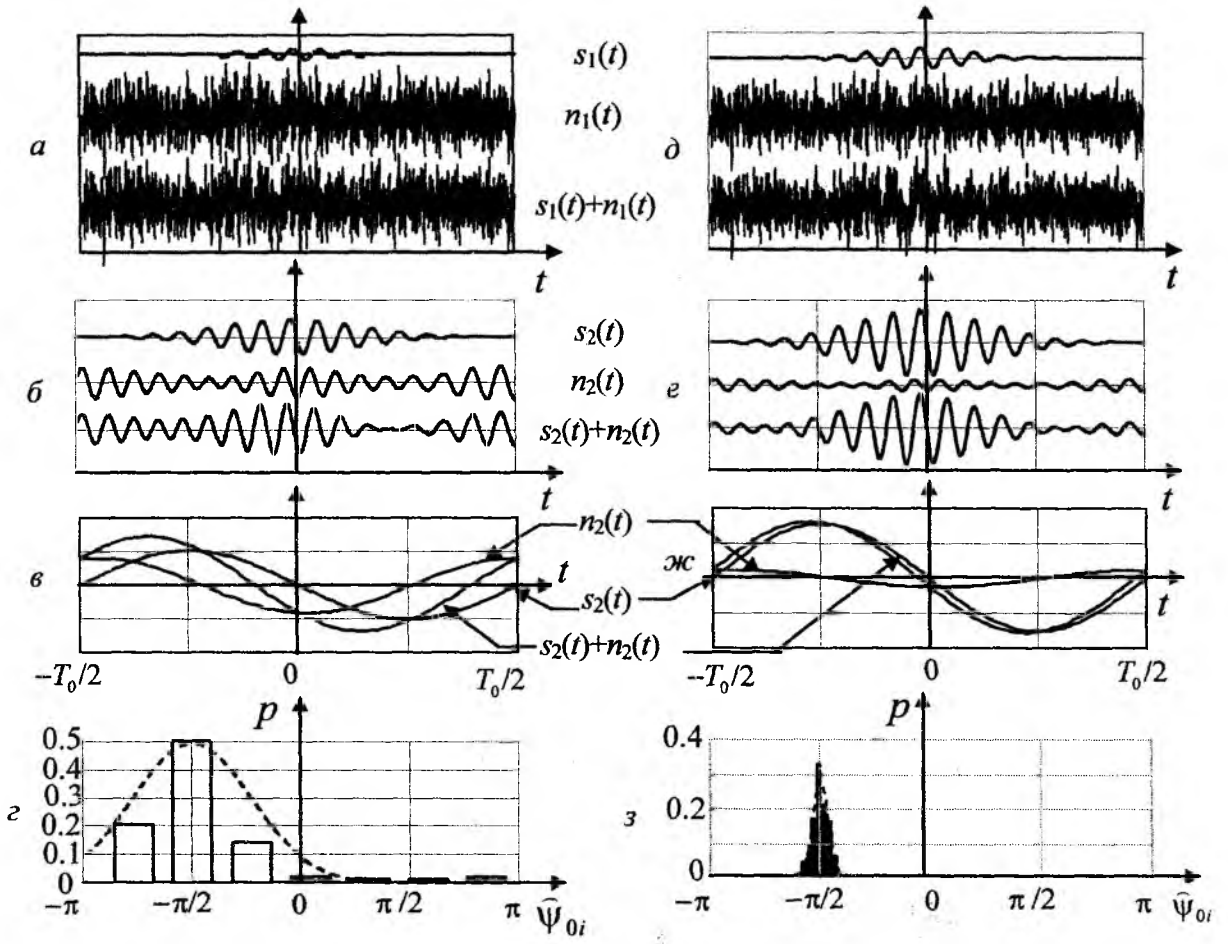


Рис. 7. Временные диаграммы (*а–в, д–ж*) и гистограммы единичных измерений (*г, з*) в модели №1 для ψ_0=-90^0 и отношений сигнал/помеха q_1=2 (*а–г*) и q_2=10 (*д–з*)

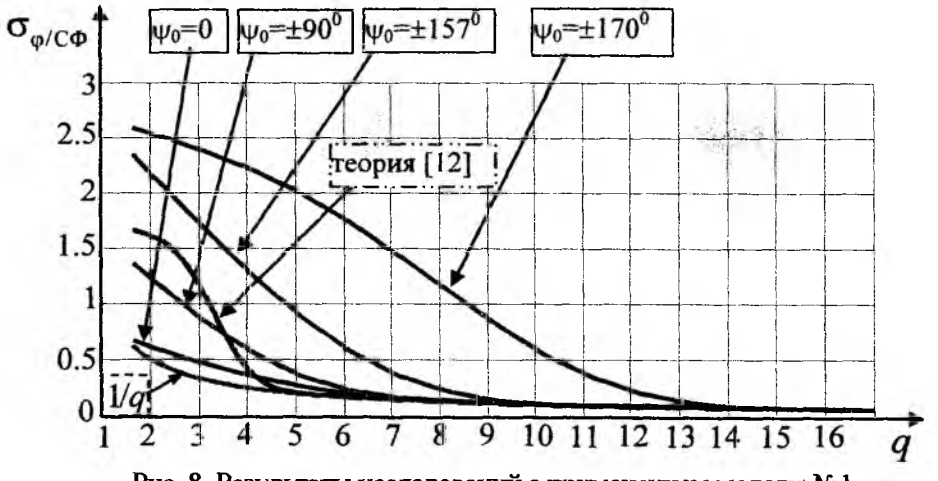


Рис. 8. Результаты исследований с применением модели №1

Модель № 2 позволяет определять отношения сигнал/помеха q при СФ и СКО для КО ($\sigma_{\varphi/КО}$) при различных значениях ψ_0. Результаты исследований приведены на рис. 10.

В результате моделирования подтверждено наличие пороговых эффектов [12]. Сравнение результатов исследования моделей № 1 и № 2 показывает, что пороговые отношения сигнал/помеха при КО ($q_{пор/КО}$) больше, чем при СФ ($q_{пор/СФ}$).

Модельные значения пороговых отношений сигнал/помеха ($q_{порСФ}$, $q_{пор/КО}$) практически совпадают с теоретическими только для $-\pi/2 < \psi_0 < \pi/2$. По мере приближения ψ_0 к границам

интервала наблюдения величины $q_{\text{пор/СФ}}$ и $q_{\text{пор/КО}}$ существенно возрастают (см. рис. 8 и 10).

Практически устранить влияние значений ψ_0 на пороговые эффекты можно, если проводить параллельно обработку не только для интервала наблюдения $-\pi < \hat{\psi}_{0i} < \pi$, но и для интервала $0 < \hat{\psi}_{0i} < 2\pi$. Из результатов обработки в этих интервалах выбирается то, для которого СКО минимально (см. рис.11).

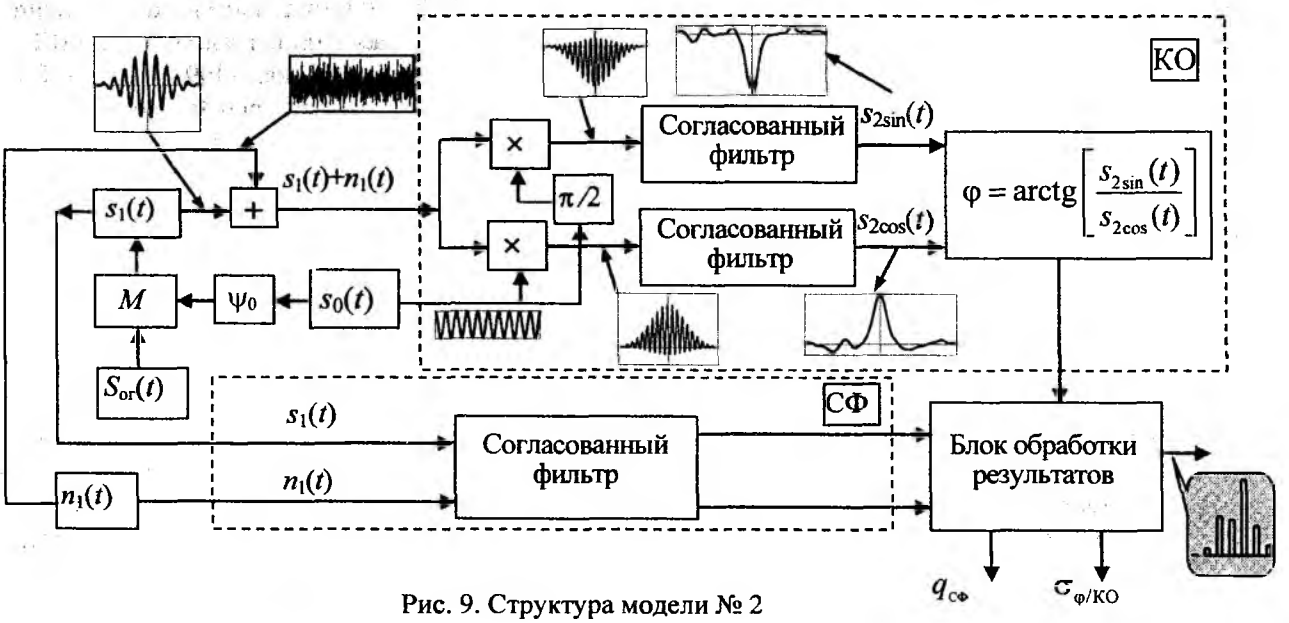


Рис. 9. Структура модели № 2

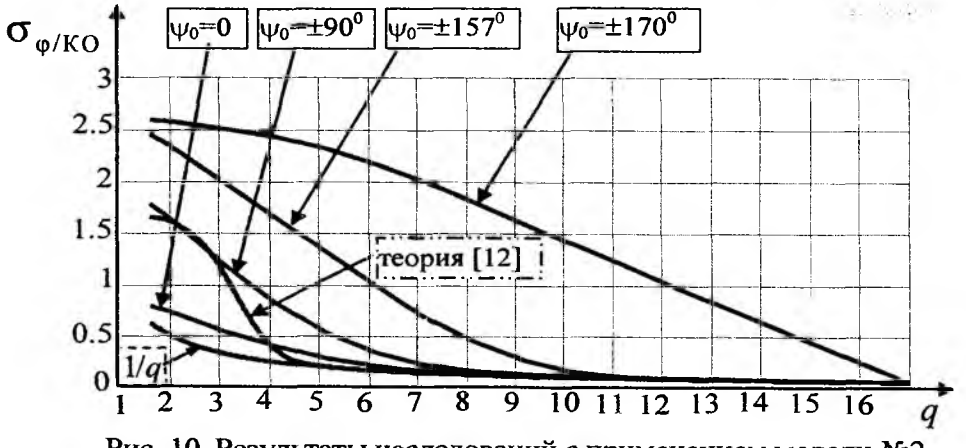


Рис. 10. Результаты исследований с применением модели №2

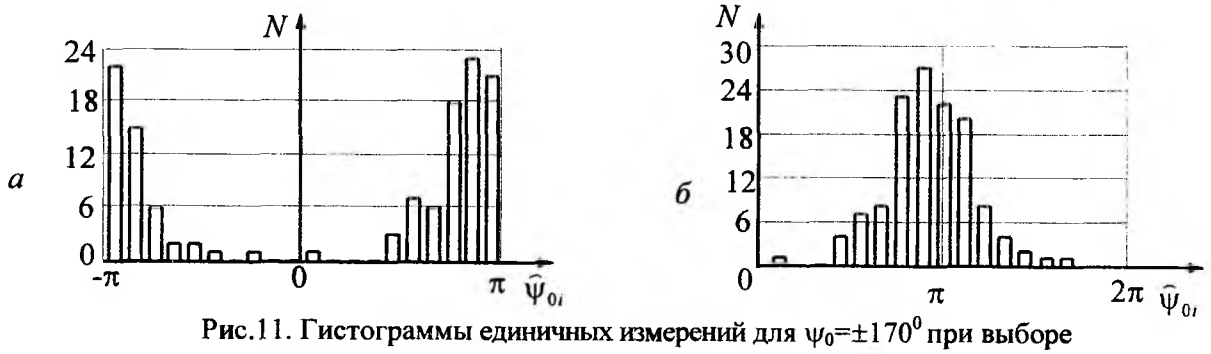


Рис.11. Гистограммы единичных измерений для ψ_0=±170° при выборе интервалов наблюдения $-\pi < \hat{\psi}_{0i} < \pi$ (*а*) и $0 < \hat{\psi}_{0i} < 2\pi$ (*б*)

Список литературы: 1. *Финкельштейн, А. М.* Фундаментальное координатно-временное обеспечение // Вестник Российской Академии наук. – 2007. – Т. 77, М 7. – С. 608–617. 2. *Миллс, Дэвид Л.* Сличение времени в компьютерных сетях: Протокол сетевого времени на Земле и в космосе : пер. с англ. под ред. А.В. Савчука. – К. : WIRCOM, 2011. – 464 с. 3. *Антипов, И. Е.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации / *И.Е. Антипов, Ю.А. Коваль, В.В. Обельченко.* – Харьков : Коллегиум, 2006. – 416 с. 4. *Zhang, V. S., Parker, T. E., Weiss, M. A., Vannicola, F. M.* Multi-Channel GPS/GLONASS Common-View between NIST and USNO // EEE International Frequency Control Symposium, pp. 598-606, June 2000. 5. *Гужва, Ю. Г.*. Синхронизация часов по сигналам "ГЛОНАСС" / *Ю.Г. Гужва, А. Г. Геворкян, П. П Богданов, В. В.Овчинников* // Радионавигация и время. – 1994. – № 1. – С.11. 5. *Recomendation* ITU-R TF.1153-3, «The operational use of two-way satellite time and frequency transfer employing PN time codes» // ITU, Radiocommunication Study Group, Geneva, Last update 2005. 7. *Пат. 38167* Україна, МПК51 (2006), G04G 7/00. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів та стандартів часу і частоти / *Нестеренко Г.В., Коваль Ю.О., Іванова О.О.*, заявник та власник Харківський нац. університет радіоелектр. – № u2008 09468, подано 21.07.2008; опубл. 25.12.2008, Бюл. № 24. 8. *Guide* to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition. – ISO, Switzerland, 1993. 9. *РМГ 91-2009*. ГСИ. Совместное использование понятий "погрешность измерения" и "неопределенность измерения". Общие принципы. 10. *Lewandowski, W., Matsakis, D., Panfilo and P Tavella, G.* The evaluation of uncertainties in [UTC – UTC(k)], Metrologia 43 (2006). P. 278-286. 11. *Коваль, Ю.А.* Оценивание неопределенности измерений при сличениях эталонов времени и частоты радиотехническими методами / *Коваль Ю.А., Костыря А.А., Приймак В.Ю.* // Системи обробки інформації. – Харків : ХУПС, 2012. – Вип. 21 (99). С. 30–33. 12. *Радиоэлектронные* системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с. 13. *Соловьев Ю.А.* Системы спутниковой навигации. – М. : Эко-Тендз, 2001. – 270 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.05.2012

УДК 621.396.96

Ю. А. КОВАЛЬ,д-р техн. наук, Е. А. ИВАНОВА, канд. техн. наук,
В. Ю. ПРИЙМАК, Б. А. АЛ-ТВЕЖРИ

КРИТЕРИИ СРАВНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ СИНХРОНИЗАЦИИ РАЗНЕСЕННЫХ ЭТАЛОНОВ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Введение и постановка задачи

Синхронизация (сравнение, сличение) территориально разнесенных стандартов (в частности эталонов) времени и частоты – основа для реализации современных частотно-временных методов, позволяющих решать актуальные научно-технические и оборонные задачи координатно-временного обеспечения, метрологии времени и частоты, радиоастрономии, радиолокации, радиопеленгации и др. [1–5].

Важную роль играет синхронизация в современных сетях связи для управления потоками информации с высокой надежностью, устойчивостью и при минимальных затратах [6–8]. Особо жесткие требования предъявляются к синхронизации опорных генераторов первичного уровня и транзитных узлов, верхняя граница относительной нестабильности по частоте которых составляет 10^{-11} [6–9]. В директивных документах отмечается необходимость иметь резервные средства синхронизации, размещенные на защищенных объектах.

Ключевыми понятиями в задаче синхронизации территориально разнесенных стандартов являются, согласно ДСТУ 2870–94 (*Вимірювання часу та частоти*), **шкала времени** $H(t)$ – непрерывная последовательность интервалов времени определенной длительности, отсчитываемая от условного начала отсчета, и **сдвиг шкал** ΔT – алгебраическая величина, характеризующая взаимное опережение ($\Delta T>0$) или запаздывание ($\Delta T<0$) шкал.

В общем случае сдвиг шкал является функцией времени $\Delta T(t)$. Анализ функции $\Delta T(t)$ позволяет оценить отличие стандартов по частоте

$$\Delta f(t) = f_0 \frac{d[\Delta T(t)]}{dt}, \qquad (1)$$

где f_0 – номинальное (опорное) значение частоты стандарта.

Таким образом, согласно выражению (1), сравнение шкал времени позволяет производить и сравнение (или синхронизацию) стандартов частоты.

Высокие темпы совершенствования эталонов (относительная нестабильность эталонов до недавнего времени составляла $10^{-13}...10^{-14}$, а в настоящее время[1] – $10^{-15}...10^{-16}$) определяют актуальность повышения точности методов синхронизации[2](МС).

В настоящее время определился круг высокоточных МС (см. табл. 1), которые можно разделить на три группы:

1) прямой МС, основанный на использовании перевозимых квантовых часов (ПКЧ);

2) радиотехнические МС, использующие различные диапазоны распространения радиоволн (РРВ) и технические средства (радиометеорный метод синхронизации – РМС [11]; телекоммуникационные искусственные спутники Земли – ТКИСЗ [12]; спутниковые радионавигационные системы – СРНС [13]);

3) сетевые МС, использующие современные каналы связи и стандартные протоколы (Network Time Protokol – NTP; Precision Time Protocol – PTP [6]).

Таблица 1

Методы		Погрешности	Достоинства	Недостатки	
				Общие	Для Украины
ПКЧ		1..10 нс	Прямые измерения	Низкая оперативность,	Высокая стоимость
Радиотехнические	ТКИСЗ	1..100 нс	Глобальная зона действия, оперативность	Излучение в пунктах	Зависимость от зарубежных систем
	СРНС	1…50 нс	Глобальная зона действия	Низкие помехозащищенность и оперативность	
	РМС	1…30 нс	Оперативность, автономность	Излучение в пунктах, ограниченная дальность	Высокая стоимость
NTP		1….1000 мкс	Для цифровых сетей связи	Низкие оперативность и точность	–
PTP, IEEE1588		100 нс			

Приведенные в табл.1 характеристики основных МС не позволяют объективно сравнивать данные методы как друг с другом, так и с новыми, разрабатываемыми в ХНУРЭ, методами [14–16].

При реализации МС особую роль играют алгоритмы измерений – порядок обмена сигналами между сравниваемыми стандартами, который, после обработки этих сигналов, а также исключения времени задержки сигналов в канале РРВ и аппаратуре, обеспечивает измерение сдвига шкал.

Для сравнения методов и алгоритмов синхронизации необходимы единые частные и общие критерии сравнения, разработке которых посвящена настоящая статья.

Алгоритмические погрешности и неопределенности синхронизации

Алгоритмы сличения, с точки зрения излучения сигналов в пунктах размещения эталонов, можно разделить на три вида [11, 17]:

1) полуактивный односторонний алгоритм (ОА) – сигналы излучаются только из одного пункта (англ. термин – *one-way*);

2) пассивный алгоритм общего охвата (АОО), основанный на приеме в пунктах сигнала общего источника (англ. термин – «*common-view*»);

3) группа активных алгоритмов, в которых сигналы излучаются в каждом из пунктов (англ. термины – «*two-way*» или «*Two-Way Time Transfer*», сокр. *TWTT*).

Поскольку в высокоточных МС используются, в основном, АОО и активные алгоритмы дальнейший анализ ограничивается только этими алгоритмами.

Алгоритм общего охвата. В АОО используется дополнительный общий источник (ОИ), сигнал которого $s_0(t)$ принимается в пунктах ***а*** и ***в***. Структурная схема и временные диаграммы для АОО приведены на рис. 1, а структурная схема системы синхронизации, реализующей АОО, – на рис. 2.

На рис. 1 и 2 введены обозначения: t_1^a , $t_1^в$ – временные положения сигналов в пунктах $\tau_р^{оа}$, $\tau_р^{ов}$ – задержка сигнала в канале РРВ от общего источника до пунктов ***а*** и ***в*** соответственно $\Delta T^{ав} = \Delta T^{ао} - \Delta T^{во}$ – сдвиг шкал пунктов ***а*** и ***в,*** выраженный через временные сдвиги между сигналом общего источника и шкалами пунктов; $\tau_{прд}^{о}$ – задержка сигнала в передатчике ОИ; $\tau_{прм}^{а}$, $\tau_{прм}^{в}$ – задержки сигнала в приемных трактах пунктов; $\delta_{t1}^{а}$, $\delta_{t1}^{в}$ – абсолютные значения помеховых погрешностей оценок временного положения (ОВП) сигнала в пунктах; $\widehat{\Delta T}^{ав}$, $\widehat{\Delta T}^{ва}$ – оценки

сдвигов шкал пунктов; $u_{c\Delta T}^{ав}$, $u_{c\Delta T}^{ва}$ – суммарные стандартные неопределенности измерений.

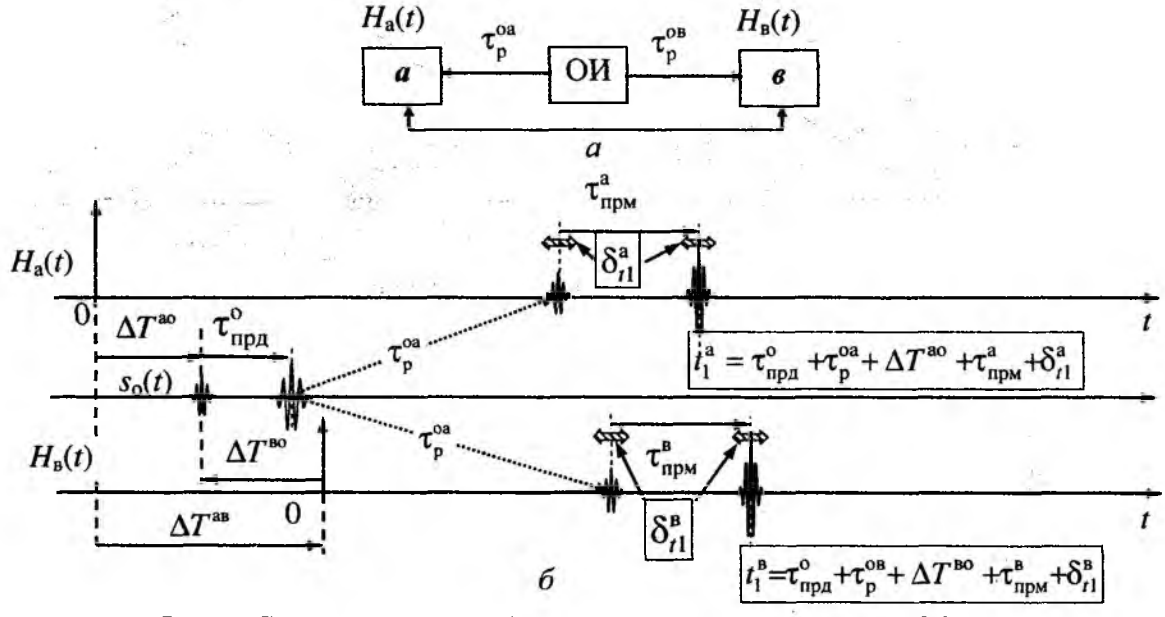


Рис. 1. Структурная схема (а) и временная диаграмма (б) АОО



Рис. 2. Структурная схема системы синхронизации, реализующей АОО:
1 – источник общего сигнала; 2, 3 – антенны; 4, 5 – приемные устройства; 6, 7 – устройства оценки временного положения сигналов; 8, 9 – устройства, реализующие алгоритм измерений и методы обработки результатов; 10, 11 – источники помех

Активные алгоритмы. Распространение получили три вида активных алгоритмов: встречный (ВА); ретрансляционный (РА); опорно-ретрансляционный (ОРА) [11].

Структурная схема и временные диаграммы ВА приведены на рис.3. Для исключения обмена результатами измерений между пунктами используются алгоритмы РА и ОРА, временные диаграммы которых приведены соответственно на рис. 4 и 5.

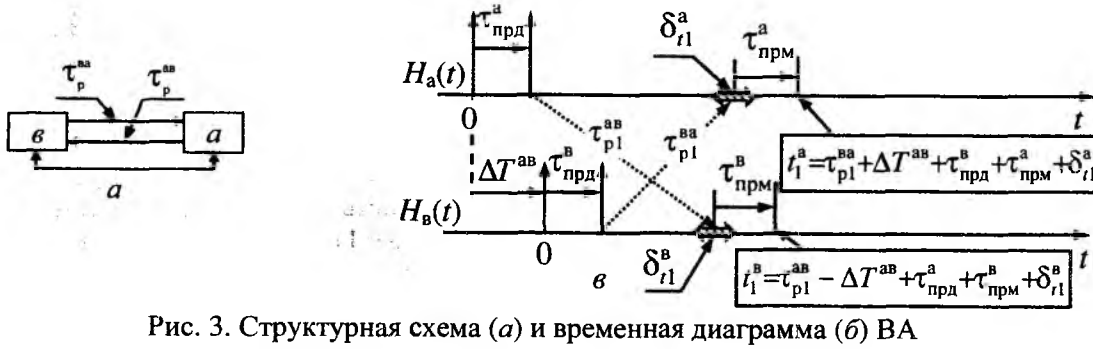


Рис. 3. Структурная схема (*а*) и временная диаграмма (*б*) ВА

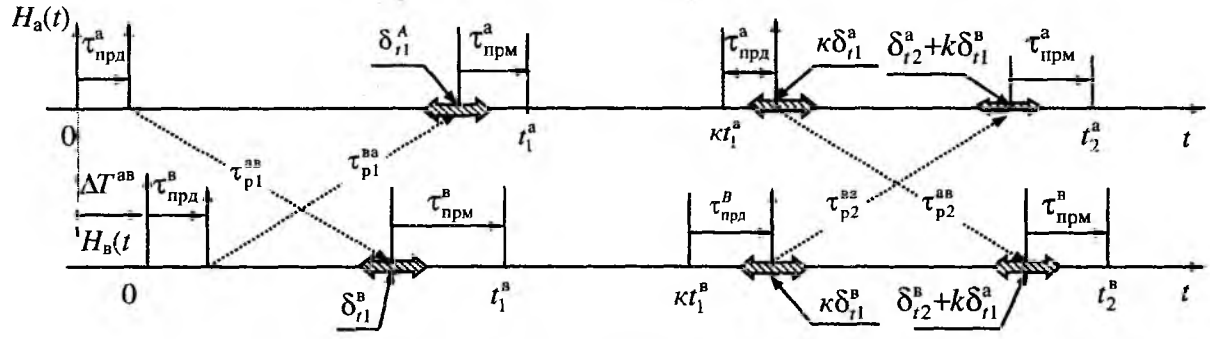


Рис. 4. Временная диаграмма ретрансляционного алгоритма

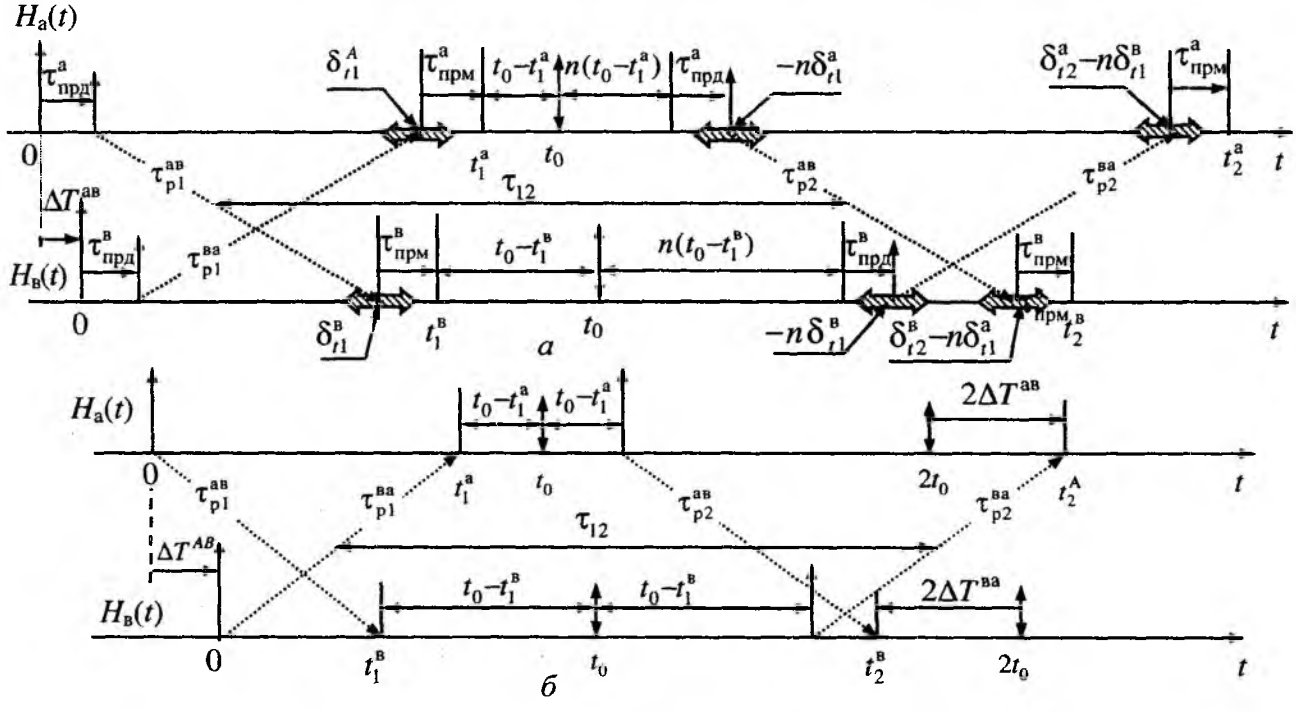


Рис. 5. Временные диаграммы ОРА для общего случая (*а*) и n=1 (*б*)

Структурная схема систем синхронизации, реализующих активные алгоритмы, приведена на рис. 6.

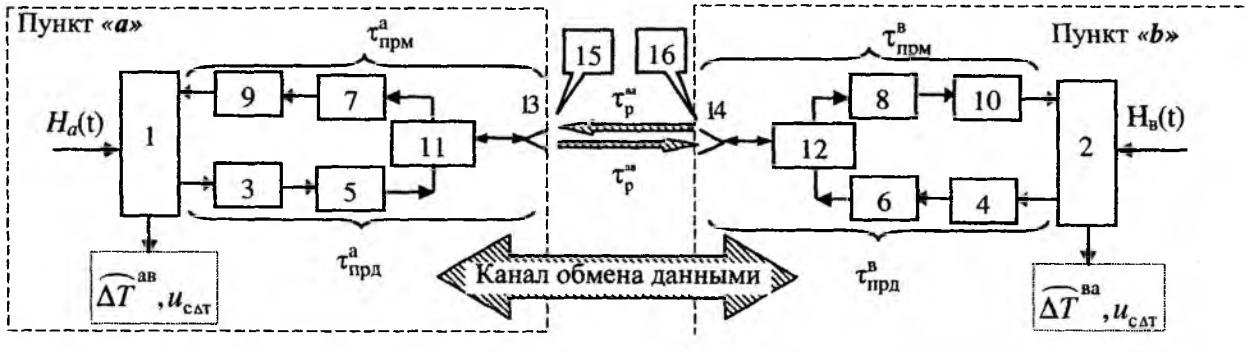


Рис. 6. Структурная схема систем синхронизации, реализующих активные алгоритмы:
1, 2 – устройства, реализующие алгоритм измерений и методы обработки результатов;
3, 4 – формирователи сигналов; 5, 6 – передающие устройства; 7, 8 – приемные устройства;
9, 10 – устройства оценки временного положения сигналов; 11, 12 – антенные коммутаторы;
13, 14 – антенны; 15, 16 – источники помех

На рис. 3 – 6 введены обозначения: $t_2^{\text{а}}, t_2^{\text{в}}$ – измеренное время задержки принимаемых сигналов в пунктах ***а*** и ***в*** соответственно в цикле ретрансляции; $\tau_{\text{р1}}^{\text{ав}}$, $\tau_{\text{р1}}^{\text{ва}}$, $\tau_{\text{р2}}^{\text{ав}}$, $\tau_{\text{р2}}^{\text{ва}}$ – соответствующие задержки в канале РРВ в циклах трансляции (индекс 1) и ретрансляции (индекс 2) сигналов; $\delta_{t2}^{\text{а}}$, $\delta_{t2}^{\text{в}}$ – погрешности ОВП сигналов, вызванные внутренними шумами и помехами, для пунктов в цикле ретрансляции; $\tau_{\text{прд}}^{\text{а}}$, $\tau_{\text{прд}}^{\text{в}}$ – задержки сигналов в передающих трактах пунктов; k, n – коэффициенты ретрансляции соответственно для РА и ОРА; t_0 – время задержки опорного импульса для ОРА; τ_{12} – временной интервал между циклами трансляции и ретрансляции сигналов.

Решение уравнений, составленных для рассмотренных алгоритмов, позволяют получить выражение для общей погрешности измерения сдвига шкал [11]:

$$\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\Sigma) = \widehat{\Delta T}^{\text{ав}} - \Delta T^{\text{ав}} = \delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{РРВ}) + \delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{ап}) + \delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{с/п}), \qquad (2)$$

где $\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{РРВ})$, $\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{ап})$, $\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{с/п})$ – соответственно канальная РРВ, аппаратурная и помеховая погрешности, выражения для которых приведены в табл. 2.

В формулах табл. 2 применены обозначения: $V_{\tau_p} = d\tau_p/dt$ – скорость изменения задержки сигналов в канале РРВ (характеризует нестабильность задержки сигналов в канале) и ее оценка; $\Delta\tau_{\text{рвз}} = \tau_p^{\text{ва}} - \tau_p^{\text{ав}}$ – невзаимность задержки сигналов в канале РРВ; $\widehat{V}_{\tau_p}$, $\widehat{\tau}_{12}$, $\widehat{\Delta\tau}_{\text{рвз}}$, $\widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{а}}$, $\widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{в}}$, $\widehat{\tau}_{\text{прд}}^{\text{а}}$, $\widehat{\tau}_{\text{прд}}^{\text{в}}$ – оценки соответствующих параметров.

Таблица 2

Состав (2)	АОО	ВА	РА ($n \le -1; t_0 = 0$); ОРА ($n > -1; t_0 \ne 0$)	Вид неопределенности
$\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{РРВ})$	$(\tau_{\text{р}}^{\text{оа}} - \tau_{\text{р}}^{\text{ов}}) - (\widehat{\tau}_{\text{р}}^{\text{оа}} - \widehat{\tau}_{\text{р}}^{\text{ов}})$	$0,5(\Delta\tau_{\text{рвз}} + V_{\tau_p}\Delta T^{\text{АВ}}) - 0,5(\widehat{\Delta\tau}_{\text{рвз}} + \widehat{V}_{\tau_p}\widehat{\Delta T}^{\text{АВ}})$	$0,5(\Delta\tau_{\text{рвз}} + V_{\tau_p}\tau_{12}/n) - 0,5(\widehat{\Delta\tau}_{\text{рвз}} + \widehat{V}_{\tau_p}\widehat{\tau}_{12}/n)$	***В***
$\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{с/п})$	$(\delta_{t1}^{\text{а}} - \delta_{t1}^{\text{в}})$	$0,5(\delta_t^{\text{а}} - \delta_t^{\text{в}})$	$\dfrac{\delta_{t2}^{\text{а}} - n\delta_{t1}^{\text{в}} + (n-1)\delta_{t1}^{\text{а}}\delta_{t1}^{\text{а}}}{2n}$; $0,5(\delta_{t2}^{\text{а}} - \delta_{t1}^{\text{в}})$ – для $n = 1$	***А***
$\delta_{\Delta T}^{\text{ав}}(\text{ап})$	$(\tau_{\text{прм}}^{\text{а}} - \tau_{\text{прм}}^{\text{в}}) - (\widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{а}} - \widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{в}})$	$\dfrac{[(\tau_{\text{прм}}^{\text{а}} - \tau_{\text{прд}}^{\text{а}}) - (\tau_{\text{прм}}^{\text{в}} - \tau_{\text{прд}}^{\text{в}})] - [(\widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{а}} - \widehat{\tau}_{\text{прд}}^{\text{а}}) - (\widehat{\tau}_{\text{прм}}^{\text{в}} - \widehat{\tau}_{\text{прд}}^{\text{в}})]}{2}$		***В***

Наряду с погрешностями, в настоящее время для оценки точности измерений в метрологии все более широкое применение находит понятие неопределенности измерений [18–21]. Поскольку параметры помеховых погрешностей определяются при статистической обработке результатов измерений сдвига шкал, эта оценка погрешности соответствует стандартной неопределенности типа ***А*** [18, 19].

Канальную и аппаратурную погрешности нельзя определить путем статистической обработки результатов измерений. Поэтому, согласно [18, 19], эти погрешности формируют неопределенность типа ***В***. Эти соответствия составляющих общей погрешности (2) и видов неопределенностей отражены в табл. 2.

Соотношения для расчета среднеквадратических отклонений (СКО) случайных помеховых погрешностей измерения сдвига шкал и коэффициентов корреляции этих погрешностей $R(n)$

в пунктах приведены в табл. 3, где приняты обозначения: $\sigma^{ав}_{\Delta T}=u^{ав}_{А/\Delta T}$ – СКО случайных помеховых погрешностей и равные им стандартные неопределенности измерения сдвига шкал пунктов; $\sigma^{а}_{t}$, $\sigma^{в}_{t}$ – СКО оценок временного положения сигналов в пунктах соответственно; $m_а=(\sigma^{в}_{t}/\sigma^{а}_{t})^2$ – коэффициент, учитывающий различие погрешностей ОВП сигналов в пунктах.

Формулы для СКО случайных погрешностей в пункте *в* ($\sigma^{ва}_{\Delta T}=u^{ва}_{А/\Delta T}$) отличаются от приведенных в табл. 3 индексами (вместо $m_а \to m_в = 1/m_а = (\sigma^{а}_{t}/\sigma^{в}_{t})^2$). В формуле для $R(n)$ в качестве параметра m могут быть использованы как $m_а$, так и $m_в$.

Таблица 3

Алгоритмы	$\sigma^{ав}_{\Delta T}=u^{ав}_{А/\Delta T}$	$R(n)$
АОО	$\sigma^{а}_{t}\sqrt{1+m_а}$	-1
ВА	$0{,}5\sigma^{а}_{t}\sqrt{1+m_а}$	-1
РА $(n<-1)$	$\dfrac{\sigma^{а}_{t}\sqrt{n^2(1+m_а)-2n+2}}{2\lvert n\rvert}$;	$R(n,m)=-\dfrac{n(n-1)}{\sqrt{\left(n^2-2\dfrac{n-1}{m+1}\right)\left(n^2-2m\dfrac{n-1}{m+1}\right)}}$; $R(1,m)=0$
ОРА $(n>-1)$	$0{,}5\sigma^{а}_{t}\sqrt{1+m_а}$ – для n=1	

СКО случайных погрешностей для РА и ОРА зависят от коэффициентов ретрансляции ($k=-n$ – для РА, n – для ОРА). На рис. 7, *а* приведены графики для нормированных случайных погрешностей $(\sigma^{ав}_{\Delta T})' = \sigma^{ав}_{\Delta T}/\sigma^{ав}_{\Delta T}(ВА)$ ($\sigma^{ав}_{\Delta T}(ВА)$ – СКО для ВА).

Анализ графиков $(\sigma^{ав}_{\Delta T})'$ показывает, что помеховые погрешности минимальны для ОРА ($n=2$) [11]. Коэффициент корреляции помеховых погрешностей в пунктах также зависит от величин n и k (см. рис. 7, *б*).

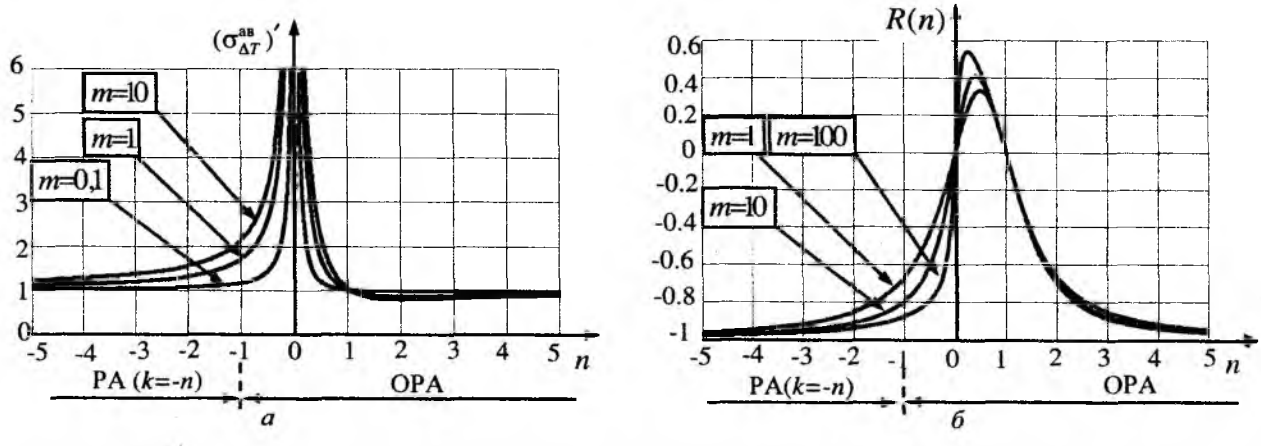


Рис. 7. Зависимости СКО относительной помеховой погрешности (*а*) и коэффициента корреляции помеховых погрешностей в пунктах (*б*) от коэффициента ретрансляции для РА и ОРА

Критерии сравнения алгоритмов и методов синхронизации

Помимо рассмотренных выше показателей точности измерений (оценки погрешностей и неопределенностей измерений) и корреляционных связей результатов измерений в пунктах, для сравнения алгоритмов и методов синхронизации предлагается использовать критерии:

3) энергетические показатели;

2) необходимость обмена результатами измерений;

3) требования к параметрам канала РРВ;

4) возможности модификации и синтеза комбинированных алгоритмов;

5) требования к параметрам сигналов и способам их обработки;

6) методы обработки результатов измерений.

Данные критерии применимы также к методам и системам синхронизации, для которых целесообразно ввести обобщенный показатель качества и дополнительные частные критерии сравнения:

1) оперативность, производительность – время единичного измерения и период между единичными измерениями;

2) возможности измерения или компенсации аппаратурных задержек;

3) экспериментальные и модельные методы оценки параметров канала РРВ;

4) особенности технической реализации (параметры радиоканала, сигналов и способов их обработки; способы измерения или компенсации аппаратурных задержек; каналы обмена результатами измерений и др.);

5) экономические показатели.

Современные требования к экологии и электромагнитной совместимости радиотехнических систем привели к тому, что существенно возросла роль энергетических показателей и к системам синхронизации.

Активные алгоритмы (ВА, РА, ОРА) и АОО несопоставимы по энергетическим показателям, поскольку последний не требует излучения сигналов синхронизируемыми пунктами. Отсутствие собственных излучений является серьезным преимуществом АОО.

Что касается учета энергетики принимаемых сигналов, то приведенные в табл. 3 соотношения для помеховых погрешностей не могут быть использованы для объективного сравнения алгоритмов, поскольку в этих соотношениях отсутствует информация о затраченной на каждое единичное измерение энергии. Поэтому для сравнения алгоритмов вводят эквивалентную энергетическую (ЭЭП) погрешность ОВП сигналов [11], СКО которой определяется эффективной шириной спектра сигнала ($\Delta\omega_{эф}$), спектральной плотностью шума в пунктах (N_0) и суммарной энергией принимаемых сигналов $Э_\Sigma = Э_a + Э_в$, соответствующих единичному измерению (наблюдению):

$$\sigma_{t(Э\Sigma)} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2Э_\Sigma}{N_0}} \cdot \Delta\omega_{эф}}. \qquad (3)$$

На основе ЭЭП (3) для сравнения алгоритмов вводится коэффициент использования энергии при измерении сдвига шкал

$$\eta_{Э\Sigma} = \sigma_{t(Э\Sigma)} / \sigma_{\Delta T}. \qquad (4)$$

Анализ $\eta_{Э\Sigma}$ для алгоритмов упрощается, если положить одинаковыми для пунктов как спектральные плотности шума, так и эффективную ширину спектра сигналов:

$$N_0^а = N_0^в = N_0; \quad \Delta\omega_{эф}^а = \Delta\omega_{эф}^в = \Delta\omega_{эф}. \qquad (5)$$

С учетом соотношений (3) – (5), коэффициенты ЭЭП составят:

для АОО $\eta_{Э\Sigma} = \sqrt{Э_a Э_в} / Э_\Sigma = \sqrt{x} / (1+x)$;

для ВА и ОРА (n=1, измерение в одном из пунктов) $\eta_{Э\Sigma} = 2\sqrt{Э_a Э_в} / Э_\Sigma = 2\sqrt{x} / (1+x)$,

где $x = Э_a / Э_в$.

Коэффициенты ЭПП для этих случаев принимают максимальные значения $\eta_{Э\Sigma} = 1$ для ВА и ОРА (n=1) и $\eta_{Э\Sigma} = 0{,}5$ для АОО для x=1, то есть $Э_a = Э_в$ (см. рис. 8, *а*).

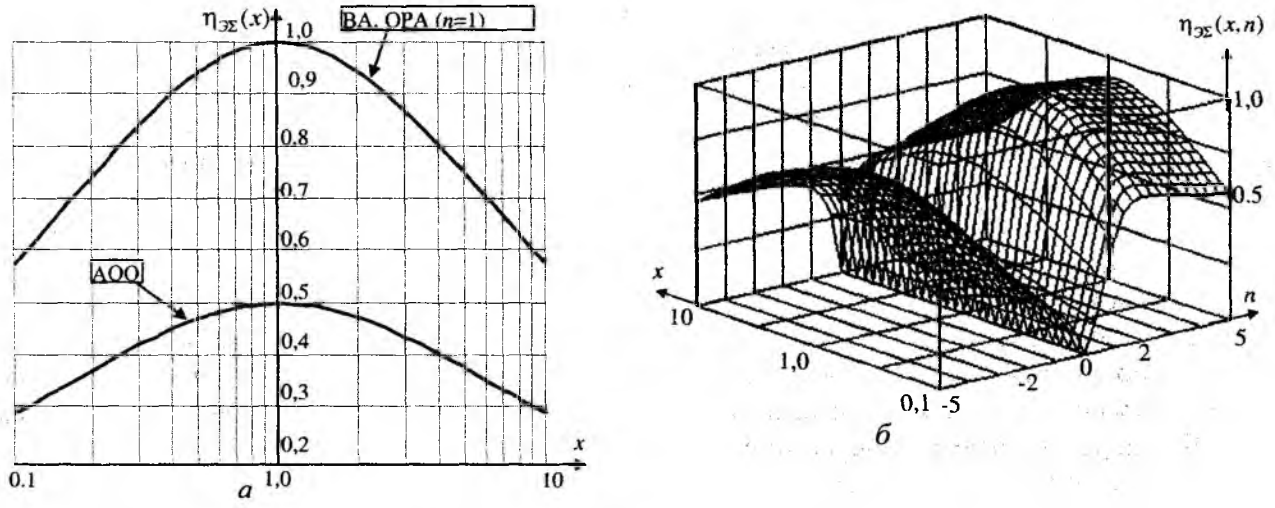


Рис. 8. Зависимости $\eta_{\Theta\Sigma}(x)$ для АОО, ВА, ОРА (n=1) – *а* и $\eta_{\Theta\Sigma}(x,n)$ для РА и ОРА – *б*

Для получения единичного измерения (наблюдения) в одном из пунктов в случае РА и ОРА (для $n\neq1$) необходимо излучить и, соответственно, принять три сигнала. При этом суммарная энергия принимаемых сигналов в выражении (3) составит: $Э_\Sigma = 2Э_а + Э_в$ – для единичного измерения в пункте ***а***; $Э_\Sigma = 2Э_в + Э_а$ – для единичного измерения в пункте ***в***. Исходя из этого, коэффициент ЭПП для РА и ОРА ($n\neq1$) составляет

$$\eta_{\Theta\Sigma}(x,n)=\frac{2|n|}{\sqrt{\left(n^2-2n+2\right)\cdot\left(2+x^{-1}\right)+n^2\left(1+2x\right)}}. \qquad (6)$$

Построенное согласно (6) аксонометрическое представление $\eta_{\Theta\Sigma}(x,n)$ приведено на рис.8, *б*.

Таким образом, коэффициент ЭПП позволяет сопоставлять затраченную на единичное измерение суммарную энергию принимаемых сигналов с достигнутым значением СКО помеховой погрешности и является своеобразным КПД алгоритма измерений.

Для реализации АОО и ВА необходим обмен информацией о результатах измерений между пунктами. Это является недостатком этих алгоритмов.

Преимуществом активных алгоритмов является то, что для них не требуется оценка задержек сигналов в канале РРВ, а необходимы только высокие стабильность и обратимость этой задержки. При этом наименьшие канальные погрешности обеспечивает ВА (см. табл. 2).

На базе активных алгоритмов, путем вариации коэффициентов ретрансляции и обмена результатами измерений между пунктами, приходят к синтезу ряда комбинированных алгоритмов, имеющих меньшие помеховые и канальные погрешности [11].

Перспективной комбинацией является сочетание АОО, как основного алгоритма, с одним из активных алгоритмов как средством калибровки.

Что касается аппаратурных погрешностей, то все активные алгоритмы равноценны и уступают АОО, у которого задержки в трактах общего источника исключаются (см. табл. 2).

Помимо применения традиционной согласованной фильтрации (СФ) или корреляционной обработки сигналов, в случае ОРА (n=1) и АОО возможно применять специфические методы обработки. К таким методам относится, так называемая, зеркальная ретрансляция сигналов (ЗРС) для ОРА ($n=1$) и взаимокорреляционная обработка (ВКО) сигналов общего источника, принимаемого в пунктах.

Преимущество ЗРС (см. рис. 9) состоит в том, что отпадает необходимость в измерении времени задержки принятого сигнала $s_1^в(t)$ и высокоточном формировании ретранслированного сигнала $s_1^в(2t_0-t)$. Принципиальная симметрия сигнала при фазовых измерениях, а также простота цифровой реализации ЗРС позволили запатентовать способ и устройство для измерения полной аппаратурной систематической погрешности [22].

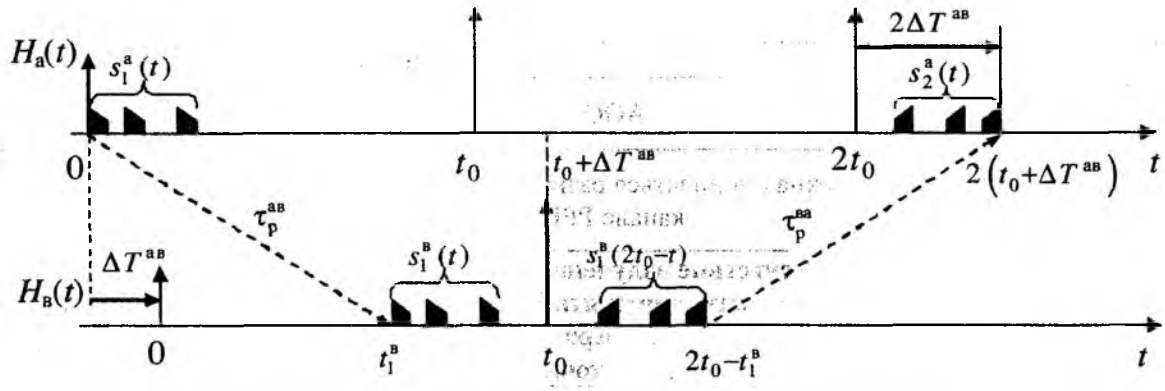


Рис. 9. Временная диаграмма зеркальной ретрансляции сигналов

ВКО сигналов в случае АОО позволяет использовать общие сигналы с неполностью известными параметрами, включая шумоподобные. К недостаткам ВКО следует отнести сравнительно большие объемы передаваемой между пунктами информации и меньшие значения пороговых отношений сигнал/помеха при ВКО по сравнению с СФ ($q_{\text{пор.ВКО}} < q_{\text{пор.СФ}}$). Это подтверждают как теоретический анализ, так и моделирование (рис. 10) [23].

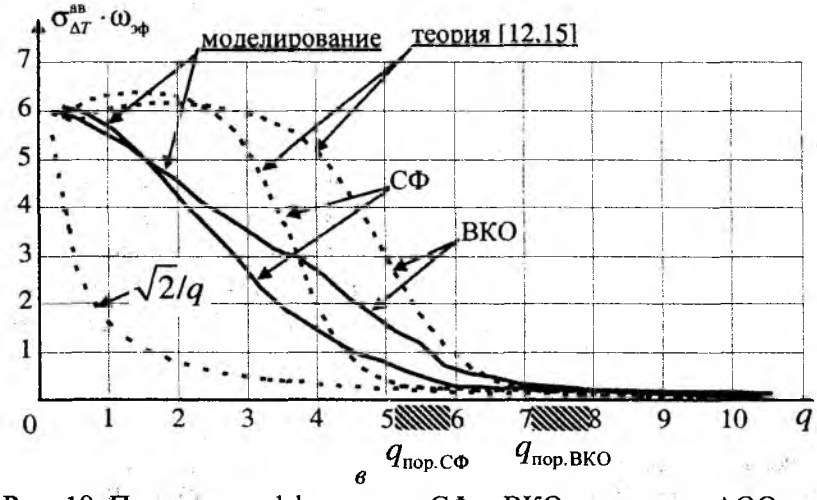


Рис. 10. Пороговые эффекты при СФ и ВКО сигналов в АОО

Основные результаты проведенного сравнения алгоритмов приведены в табл. 4.

Для учета степени реализации информационно-энергетического потенциала системы синхронизации применим обобщенный показатель качества [2]

$$\beta = \sigma_{\Delta T}\sqrt{P\Delta f_{\text{п}} BNk}\,, \tag{7}$$

где P – излучаемая импульсная мощность; $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина спектра сигнала; B – база сигнала; N – число импульсов в коде; k – число периодов, соответствующих единичному измерению с СКО $\sigma_{\Delta T}$.

Обобщенный показатель качества (7) можно дополнить такими существенными показателями, как оперативность измерений c – среднее число измерений в единицу времени и стоимость s. Это приводит к модифицированному обобщенному показателю качества

$$\beta_{\text{м}} = \beta s/c\,.$$

Для определенных классов систем с помощью показателей качества β и $\beta_{\text{м}}$ можно рассчитать диаграммы обмена энергии и (или) полосы частот на погрешность синхронизации.

Таблица 4

Критерии сравнения	Алгоритмы		
	АОО	Активные	
		ВА	РА, ОРА
Требования к каналу РРВ	Должна оцениваться разность задержек в канале РРВ	Задержка в канале РРВ должна быть стабильной и обратимой	
Достоинства	**Отсутствие излучения в пунктах. Возможность применять ВКО сигналов. Исключаются задержки в трактах общего источника**	Задержка в канале РРВ практически исключается	
Недостатки	Необходимость оценки задержек в канале	Излучение в пунктах	
	Необходимость обмена измерительной информацией	–	
Реализации	СРНС (GPS, ГЛОНАСС); РСДБ; ТВ [15]; ГС ИСЗ [14, 16]	РМС; ТКИСЗ; кабельные, лазерные и волоконно-оптические линии	

Обозначения в табл. 4: РСДБ – радиоинтерферометры со сверхдлинными базами; ГС ИСЗ – геостационарный искусственный спутник Земли.

Выводы

1. Предложенные критерии сравнения алгоритмов, методов и систем синхронизации позволят сделать более объективными их сравнение и оценку основных технических решений.

2. Анализ показал, что предпочтительного во всех отношениях алгоритма не существует – каждый из алгоритмов имеет как преимущества, так и недостатки.

3. Теоретический и практический интерес представляют проводимые на кафедре основ радиотехники ХНУРЭ работы по совершенствованию АОО и применению в качестве общих источников сигналы ТВ и ГС ИСЗ [14–16, 23].

Список литературы: 1. *Финкельштейн, А. М.* Фундаментальное координатно-временное обеспечение // Вестник Российской Академии наук. – 2007. – Т. 77, М 7. – С. 608–617. 2. *Соловьев, Ю.А.* Системы спутниковой навигации. – М. : Эко–Тендз, 2001. – 270 с. 3. *Клейман, О. С.* Державний первинний еталон одиниць часу і частоти / *О. С. Клейман., В. П. Оголюк, Г. С. Сидоренко, В. С. Соловьев* // Український метрологічний журнал. – 1997. – Вып. 3. – С. 18–23. 4. *Величко, О. М.* Державна програма створення та розвитку Державної служби єдиного часу і еталонних частот / *О. М Величко., М.Т. Миронов, Г.С. Сидоренко Я С. Клейман, В. С. Соловьев* // Український метрологічний журнал. –1996. – Вып. 4. – С. 13–16. 5. *Величко, О. М.,* Державна служба єдиного часу і еталонних частот – необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України / *Б. І. Макаренко, В. Ю. Камінський, Б. Л. Кащеев, Я С. Клейман, В. С. Соловьев, Я. С. Яцкив* // Космічна наука і технологія. – 1997. – Т. 3, № 1/2. – С. 7–15. 6. *Миллс Дэвид Л.* Сличение времени в компьютерных сетях: Протокол сетевого времени на Земле и в космосе пер. с англ. под ред. А.В. Савчука. – К. : WIRCOM, 2011. – 464 с. 7. *Борщ, В.І.* Сигналізація й синхронізація в телекомунікаційних системах / *В.І. Борщ, Є.І. Коршун, Ю.Г. Туманов, М.О. Чумак.* – К. : Наук. Думка, 2004. – 128 с. 8. *ITU-T G.8261/Y.1361* Timing and synchronization aspects in packet networks. – ITU_T, April 2008. 9. *IEEE Std.* 1588–2008 IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. – IEEE, July 2008. 10. *Domnin, Yu. S.* Use of cold cesium atoms in quantum frequency standards / *Yu. S. Domnin, G. A. Elkin, A. V. Novoselov, V. N. Baryshev, L. N. Kopylov, Yu. M. Malyshev, V. G. Pal'chikov* // Quantum electron – 2004. – Vol. 34, No. 12. – P. 1084–1095. 11 *Антипов, И. Е.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации» / *И.Е. Антипов, Ю.А. Коваль, В.В. Обельченко.* – Харьков : Коллегиум, 2006. – 416 с. 12. *Recomendation* ITU-R TF.1153-3, «The operational use of two-way satellite time and frequency transfer employing PN time codes». ITU, Radiocommunication Study Group, Geneva, Last update 2005. 13. *Zhang, V. S., Parker, T. E., Weiss, M. A., Vannicola, F. M.* Multi-Channel GPS/GLONASS Common-View between NIST and USNO // EEE International Frequency Control Symposium, pp. 598-606,

June 2000. 14. *Пат. 38167* Україна, МПК51 (2006), G04G 7/00. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів та стандартів часу і частоти / *Нестеренко Г.В., Коваль Ю.О., Іванова О.О.* Опубл. 25.12.2008, Бюл. № 24. 15. *Коваль, Ю. А.* Анализ возможностей метода общего охвата для высокоточной синхронизации стандартов времени и частоты в пределах прямой видимость / *Ю. А. Коваль, А. А. Костыря, В. В. Обельченко, Е. Ю Бондарь, Е. А. Иванова, Е. П. Ермолаев, М. В. Милях* // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2009. – Вып. 1(20). – С.21-30. 16. *Коваль, Ю.А.* Экспериментальные исследования возможностей частотно-временной синхронизации при использовании сигналов геостационарных ИСЗ системы SBAS / Коваль Ю.А., Иванова Е.А., Костыря А.А., Иванова Е.А., Ал – Твежри Б.А., Хусейн А. Ф., Асаад Х. Х // Радиотехника : Всеукр. межвед. научн. -техн. сб. – 2011. – №. 165. – С. 46-55. 17. *Petley, B.W.* Time and frequency in fundamental metrology / B.W. Petley // PIEEE. – 1991. – Vol. 79, No. 1. – P. 1070–1076. 18. *Guide* to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition. – ISO, Switzerland, 1993. 19. *РМГ 91-2009.* ГСИ. Совместное использование понятий "погрешность измерения" и "неопределенность измерения". Общие принципы. 20. *Lewandowski, W., Matsakis, D., Panfilo, G., Tavella, P.* The evaluation of uncertainties in [UTC – UTC(k)], Metrologia 43 (2006). pp 278-286. 21. *Коваль, Ю.А* .Оценивание неопределенности измерений при сличениях эталонов времени и частоты радиотехническими методами / *Коваль Ю.А., Костыря А.А., Приймак В.Ю.* // Системи обробки інформації. – Харків : ХУПС, 2012. – Вип. 21 (99). С. 30–33. 22. *Пат. 54198* Україна, А, 7 G04 G 7/02. Спосіб звірення просторо-рознесених еталонів часу і частоти / *Коваль, Ю. О., Бавикіна, В. В., Антіпов, І. Є., Нестеренко, Г.В.* Опубл. 17.02.2003. Бюл. № 2. 23. *Иванова, Е.А.* Моделирование систем частотно-временной синхронизации, использующих сигналы общих источников / *Коваль Ю.А, Иванова Е.А., Костыря А.А., Ал – Твержи Б.А.* // Известия вузов. Радиоелектроника. – 2011. – №. 2. С. 12-21.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.04.2012

УДК 621.371.3

И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, Е.Ю. БОНДАРЬ, канд. техн. наук

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ РАСЧЕТА ВРЕМЕНИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ТРОПОСФЕРЕ ДЛЯ ЗАДАЧ ВЫСОКОТОЧНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Введение

Для высокоточной синхронизации, когда речь идет о погрешности измерения сдвига шкал в единицы наносекунд, необходимо учитывать и компенсировать погрешность, вызванную тропосферным распространением радиоволн (РРВ), которая вносит существенный вклад в результирующую погрешность синхронизации. Абсолютная величина и вариации тропосферной составляющей погрешности синхронизации приведены в [1 – 2].

Существует актуальная задача усовершенствования модели тропосферного РРВ для задач синхронизации шкал времени и частоты путем учета геометрии конкретной трассы распространения. Данная задача может быть решена путем разработки усовершенствованной математической модели, которая учитывает геометрию трассы распространения радиоволн, что ведет к уменьшению результирующей тропосферной составляющей погрешности синхронизации.

Основные соотношения и приближения математической модели

В соответствии с задачей о распространении электромагнитных волн в неоднородной среде [3], время распространения можно выразить как криволинейный интеграл от скорости распространения вдоль трассы от передающей к приемной антенне. В этом случае, время распространения вычисляется как

$$t = \int \frac{dS(x,y)}{V(x,y)}, \tag{1}$$

где $dS(x,y)$ – путь распространения, $V(x,y)$ – скорость распространения, причем обе эти функции могут изменяться в пространстве, т.е. зависеть от координат.

Для вычисления $dS(x,y)$ следует решить задачу нахождения длины дуги S кривой $y = f(x)$ от точки A ($x = a$) до точки B ($x = b$). Согласно [4] имеем

$$\Delta s = \sqrt{(\Delta x)^2 - (\Delta y)^2} = \Delta x \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta y}{\Delta x}\right)^2}. \tag{2}$$

Переходим в (2) к пределу $x \to 0$. В этом случае $\frac{\Delta y}{\Delta x}$ превращается в производную $y' = f'(x)$, где $y = f(x)$ – уравнение заданной линии, а величина Δs переходит в дифференциал дуги, тогда получаем $\Delta s = \int_a^b \sqrt{1 + (y')^2}\, dx$, где $y' = f'(x) = {dy}/{dx}$ – производная функции $y = f(x)$. Тогда перепишем выражение для t:

$$t = \int_l \frac{\sqrt{1 + \left({dy}/{dx}\right)^2}}{V(x,y)} dx, \tag{3}$$

где l – пределы интегрирование; $V(x, y)$ – скорость распространения, зависящая от координат в пространстве; $\sqrt{1 + \left({dy}/{dx}\right)^2}$ – выражение, задающее геометрическую форму трассы.

Ниже перечислены гипотезы и приближения, которые положены в основу усовершенствованной математической модели для расчета времени распространения радиоволн в тропосферном канале: целью моделирования является не уровень сигнала, а его задержка; в основу базовой физической модели положена модель распространения радиоволн в слоистой сферической тропосфере, где индекс рефракции изменяется по линейному закону; модель должна учитывать геометрию трассы в явном виде; модель определяется для случая прямой видимости в приземном слое атмосферы; модель должна учитывать изменяющиеся параметры тропосферы. Вместе с тем, в модели допускаются следующие упрощения: не учитывается рельеф местности; предполагается, что параметры тропосферы между пунктами, для которых они заданы, изменяются по линейному закону; не учитываются параметры подстилающей поверхности и рассеяние от нее; не учитывается рассеяние на неоднородностях тропосферы.

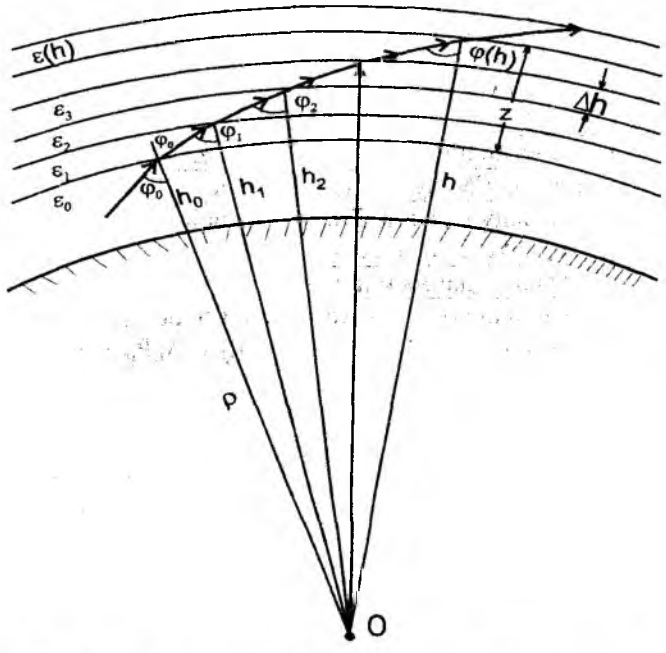


Рис. 1. Модель сферической слоистой тропосферы

Рис. 1 иллюстрирует основные положения модели сферической слоистой тропосферы, принятой в качестве базовой. Ее суть заключается в том, что влияние неоднородностей тропосферы на распространение радиоволн связано с явлением атмосферной рефракции, которая вызывает отклонение волны от прямолинейного пути распространения и искривляет ее траекторию. Это происходит из-за изменения индекса преломления с высотой. Более подробно модель сферической слоистой тропосферы описана в [7 – 9].

Отметим, что одним из основных следствий, которые вытекают из базовой модели, является то, что в случае, когда профиль индекса рефракции задается линейной зависимостью от высоты, то траекторией волны будет является дуга окружности, радиус ρ которой определяется вертикальным гра ентом индекса рефракции, и описывается следующей формулой:

$$\rho = \frac{10^6}{-\partial N / \partial h}. \qquad (4)$$

Обозначим $g = \frac{\partial N}{\partial h}$ и перепишем (4) в виде

$$\rho = \frac{10^6}{-g}. \qquad (5)$$

Описание геометрических объектов модели и выбор систем координат

Для раскрытия сути математической модели введем обозначения для ее геометрических объектов. На рис. 2 изображены основные геометрические объекты, используемые при построении усовершенствованной математической модели. Обозначения, принятые для них, сведены в таблицу.

Поскольку (1) содержит две функции, зависящие от координат, то необходимо обоснованное введение системы координат (СК). В качестве исходной, предлагается выбрать систему координат связанную с центром Земли, передающей и приемной антеннами. Именно к этой системе координат привязана базовая модель слоистой сферической тропосферы с

линейно меняющимся индексом рефракции с высотой. Модель предполагает учет параметров тропосферы, которые влияют на скорость распространения и геометрическую форму трассы. В качестве таких параметров принимаются: давление p, температура T и влажность e.

Обозначения геометрических объектов модели

Геометрический эл-т	Символ	Расшифровка
Координаты	x', y'	координаты в соответствующей СК
Индекс	tr	указывает на *передающую* антенну (transmitter)
	rc	указывает на *приемную* антенну (receiver)
Отрезок	R_e	радиус Земли
	ρ	радиус кривизны трассы ЕМ луча в тропосфере
	$h = \lvert\vec{A} - \vec{P}\rvert$	высота поднятия антенны над поверхностью Земли*
	h_t, h_r	высоты передающей и приемной антенн*
	$d = \lvert\vec{A}_{rc} - \vec{A}_{tr}\rvert$	расстояние между фазовыми центрами антенн по прямой линии
Дуга	l	между основаниями антенн с учетом кривизны Земли
	s	траектория трассы ЕМ луча в тропосфере
Углы	α	угол наклона между прямой d, проходящей через точки A_{tr} и A_{rc} и осью абсцисс $СК_2$
	φ	половинный угол, заданный дугой S
	ψ	угол между вертикалями, проходящими через отрезки, определяющие приемную $A_{rc}P_{rc}$ и передающую $A_{tr}P_{tr}$ антенны

*Все высоты даются относительно поверхности сферы с радиусом R_e (радиус Земли).

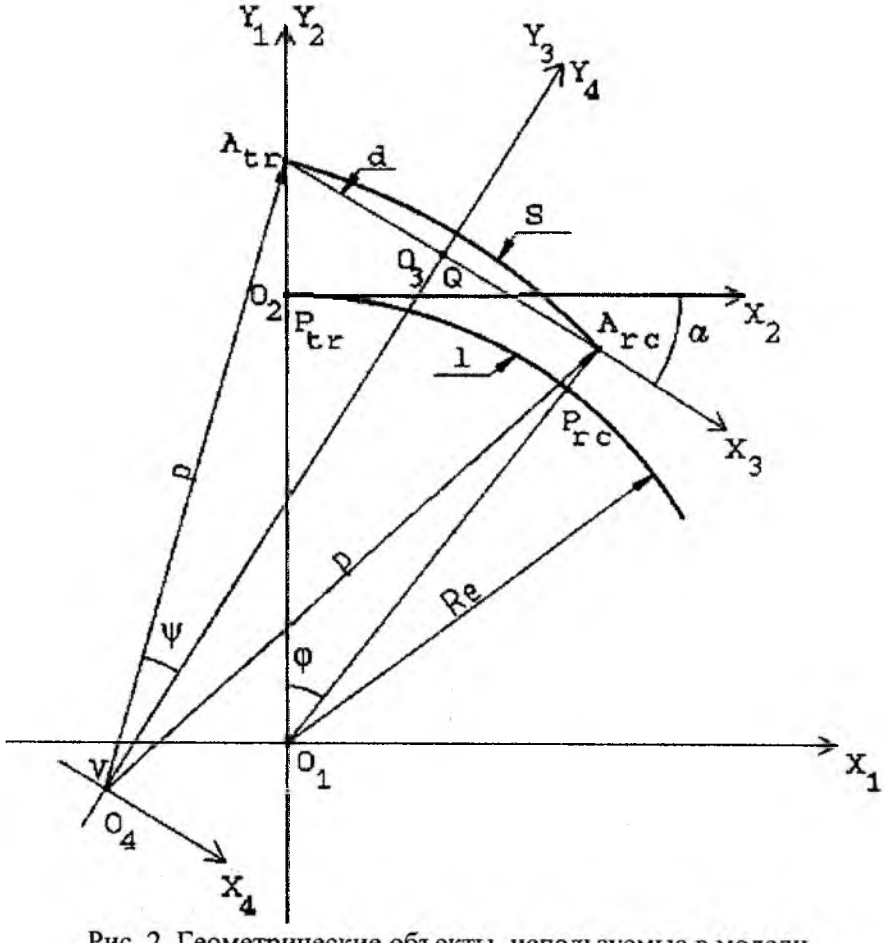


Рис. 2. Геометрические объекты, используемые в модели

Первая система координат ($СК_1$): начало координат $СК_1$ находится в гипотетическом центре Земле и на рис. 2 обозначено точкой O_1. Ось ординат проходит через начало координат O_1 и фазовый центр передающей антенны A_{tr} и на рис. 2 обозначается – $У_1$. Ось абсцисс проходит через начало координат O_1 и перпендикулярна оси $У_1$, на рис.2 – X_1.

Вторая система координат ($СК_2$): $СК_2$ образована путем параллельного переноса $СК_1$ вдоль оси $У_1$, таким образом, чтобы начало отсчета $СК_2$ совпадало с точкой нулевой высоты над уровнем моря фазового центра передающей антенны (P_{tr}) в $СК_1$.

Под уровнем моря подразумевается поверхность сферы с центром, совпадающим с гипотетическим центром Земли и радиусом равным $R_e = 6370$ *км* (радиус Земли).

Тогда, направление оси ординат $СК_2$ совпадает с направлением оси ординат $СК_1$, а начало координат $СК_2$ совпадает с P_{tr} – точкой нулевой высоты над уровнем моря для передающей антенны. Ось абсцисс $СК_2$ параллельна оси X_1.

Третья система координат ($СК_3$): введение третьей $СК_3$ вызвано необходимостью вычисления координат центра окружности, дуга которой опирается на координаты фазовых центров передающей A_{tr} и приемной A_{rc} антенн и представляет собой трассу траектории распространения радиоволны S с учетом рефракции, вызванной линейным изменением индекса преломления с высотой, согласно [6 – 8]. Радиус этой дуги ρ определяется формулами (4), (5). Центр окружности с радиусом ρ находящийся в точке V и определяет дугу S, которая задает траекторию распространения волны. Таким образом, хорда на которую опирается S, представляет собой отрезок d, соединяющий фазовые центры приемной и передающей антенн. Отметим что $СК_3$ задана таким образом, что ее начало координат O_3 совпадает с серединой отрезка d, соединяющего фазовые центры антенн. За ось ординат принимается прямая, проходящая через середину отрезка d, которая ему перпендикулярна.

Таким образом, в $СК_3$ фазовые центры приемной и передающей антенн лежат на оси абсцисс на одинаковом удалении от начала координат. Тогда, в соответствии с решением геометрической задачи о проведении окружности радиусом ρ через две заданные точки (фазовые центры антенн – A_{tr} и A_{rc}), центр этой окружности будет лежать на оси ординат $СК_3$.

Четвертая система координат (СК$_4$): введение четвертой $СК_4$ связано с необходимостью выполнения операции численного интегрирования вдоль трассы РРВ. Эта система координат вводится из соображений дальнейшего упрощения результирующего подынтегрального выражения. $СК_4$ образована переносом оси абсцисс $СК_3$ в точку V или O_4, которая будет ее началом координат, на величину y_ρ.

Для перехода между СК при математических выкладках и вычислениях, будем использовать аппарат матричного представления двухмерных преобразований в однородных координатах [3].

Усовершенствованная математическая модель для расчета время РРВ в тропосфере

Исходные данные, определяющие геометрические параметры трассы РРВ: радиус Земли R_e задается в метрах; высота подъема передающей антенны h_{tr} задается в метрах; высота подъема приемной антенны h_{rc} задается в метрах; протяженность трассы вдоль поверхности Земли l задается в метрах;

Заметим, что под поверхностью Земли понимается поверхность сферы с радиусом R_e.

До этого момента во всех введенных соотношениях участвовали параметры, соответствующие только геометрии трассы. Зададим соотношения, необходимые для учета влияния состояния тропосферы. Согласно модели слоистой сферической тропосферы с постоянным градиентом индекса рефракции, трасса распространения радиоволны в этом случае будет представлять собой дугу окружности радиуса ρ, который определяется по формулам (4), (5) для «нормальной» тропосферы.

Для проверки корректности математического описания части модели, которая связана с геометрией трассы и градиентом тропосферы, рассчитаем траекторию трассы РРВ с учетом градиента и без него. Данные аналитические зависимости для наглядного графического отображения построим в $СК_2$.

Аналитические выражения для нижеприведенных зависимостей будут иметь вид:

– для поверхности Земли – $E(x) = \sqrt{R_e^2 - x^2} - R_e$ (кривая 1 E(x) на рис. 3);

– для траектории трассы РРВ без учета градиента – $L(x) = (x - x''_{tr}) \cdot tg(\alpha) + y''_{tr}$ (кривая 2 L(x) на рис. 3), где x''_{tr}, y''_{tr} – координаты передающей антенны во второй $СК_2$.

Для задания уравнения, описывающего траекторию трассы РРВ, получим координаты точки V в $СК_2$ и запишем уравнение траектории трассы РРВ с учетом градиента, которое примет вид: $y(x) = \sqrt{\rho^2 - (x - x_v)^2} + y_v$ (кривая 3 y(x) на рис. 3).

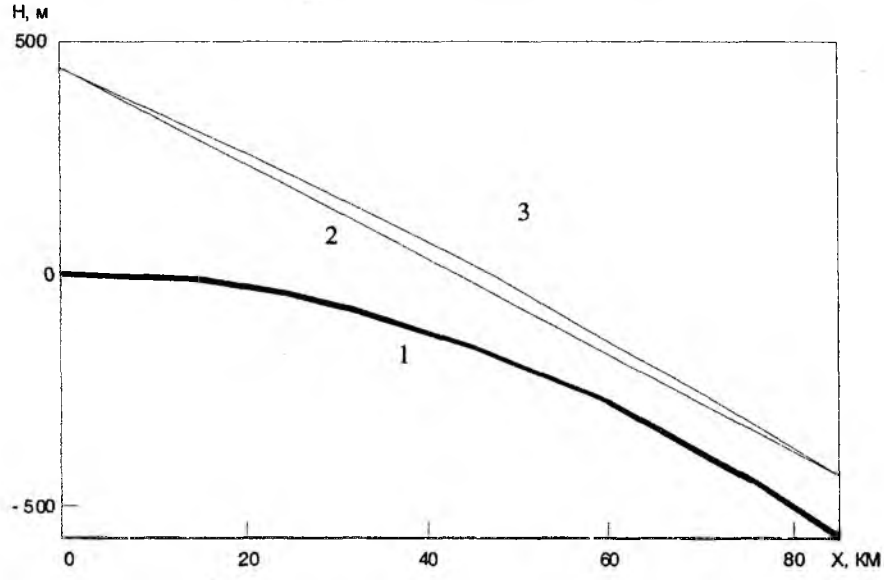


Рис. 3. Траектория трассы РРВ с учетом градиента и без него

Задание уравнения трассы РРВ является необходимым, но недостаточным условием для определения времени РРВ. Необходимо также иметь значение скорости в каждой точке трассы. При таких условиях время РРВ согласно [3, 9] может быть выражено как криволинейный интеграл от скорости распространения электромагнитной волны вдоль трассы распространения (1).

Для полного определения подынтегрального выражения требуется задание выражения для скорости РРВ $V(x, y)$ в каждой точке трассы в аналитическом виде. Для этого следует воспользоваться соотношением, которое связывает скорость РРВ и коэффициент рефракции:

$$V(x, y(x)) = c/n(h), \tag{6}$$

где c – скорость света в вакууме, $n(h)$ – коэффициент рефракции, зависящий от высоты над поверхностью Земли. Учтем также, что, $g = 10^6/(-\rho)$.

Коэффициент рефракции n связан с ранее заданной зависимостью для индекса рефракции $N(h)$. Высота h для каждой точки траектории трассы является функцией, зависящей от координаты (x, y) соответствующей точки трассы. Тогда, для получения окончательного выражения для $V(x, y)$ следует найти аналитическое выражение для $h(x)$ – высоты каждой точки трассы над поверхностью Земли. В окончательном виде, после подстановок $V(x, y)$ приобретает вид

$$V(x) = \frac{c}{1 + \frac{N_0}{10^6} + \frac{R_e}{\rho} - \sqrt{\left(\sqrt{1 - \left(\frac{x - x_v}{\rho}\right)^2} + \frac{y_v + R_e}{\rho}\right)^2 + \left(\frac{x}{\rho}\right)^2}}. \tag{7}$$

После соответствующих преобразований получаем выражение для t:

$$t=\frac{1}{c}\int_0^{x''}\frac{1+\frac{N_0}{10^6}+\frac{R_e}{\rho}-\sqrt{\left(\sqrt{1-\left(\frac{x-x_v}{\rho}\right)^2}+\frac{y_v+R_e}{\rho}\right)^2+\left(\frac{x}{\rho}\right)^2}}{\sqrt{1-\left(\frac{x-x_v}{\rho}\right)^2}}dx. \quad (8)$$

Более простое подынтегральное выражение может быть получено в полярной системе координат, связанной с точкой *V*. Причем введем особые обозначения для декартовых координат (x_q , y_q), задающие точку Q в СК$_2$ – $Q=\begin{bmatrix}x_q\\y_q\\1\end{bmatrix}$. Опуская подробные математические выкладки, приведем окончательный вид интеграла для вычисления времени РРВ в СК$_4$:

$$t=\frac{\rho}{c}\cdot\int_{-\phi}^{\phi}\left[1+\frac{N_0}{10^6}+C-\sqrt{\left(\cos\left(\beta+\frac{\pi}{2}\right)-A\right)^2+\left(\sin\left(\beta+\frac{\pi}{2}\right)-B\right)^2}\right]d\beta, \quad (9)$$

где A, B, C – это выражения, задающее координаты *x* и *y* для точки *O*:

$$A=\frac{-R_e\cdot\sin(\alpha)-x_q\cdot\cos(\alpha)-y_q\cdot\sin(\alpha)}{\rho},B=\frac{y_\rho-R_e\cdot\cos(\alpha)+x_q\cdot\sin(\alpha)-y_q\cdot\cos(\alpha)}{\rho},C=\frac{R_e}{\rho}.$$

Пределы интегрирования определяются как $-\varphi\ldots\varphi$, где $\phi=\arcsin\left(\frac{d}{2\cdot\rho}\right)$.

Подставим в (9) выражение для индекса преломления N_0 и перепишем формулу:

$$t=\frac{\rho}{c}\cdot\int_{-\phi}^{\phi}\left[1+\frac{77.64\frac{p}{T}-12.96\frac{e}{T}+3.718\cdot10^5\frac{e}{T^2}}{10^6}+C-\sqrt{\left(\cos\left(\beta+\frac{\pi}{2}\right)-A\right)^2+\left(\sin\left(\beta+\frac{\pi}{2}\right)-B\right)^2}\right]d\beta \quad (10)$$

где *p*, *T*, *e* – это атмосферное давление, температура воздуха и влажность соответственно.

Формула (10) является усовершенствованной математической моделью для расчета времени распространения радиоволн в приземном слое тропосферы, которая учитывает изменяющиеся параметры тропосферы, а так же рефракцию для конкретной трассы распространения.

Выводы

Предложена усовершенствованная модель для расчета времени распространения радиоволн в тропосферном канале, которая, помимо изменения параметров тропосферы, также учитывает геометрию трассы распространения и изменение состояния тропосферы с высотой.

Список литературы: 1. *Антипов, И. Е., Бондарь, Е. Ю., Костыря, А. А., Иванова, Е. А.* Анализ времени распространения метровых волн в приземном слое для задач высокоточной синхронизации времени и частоты // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2009. – №. 2/3 (38). – С. 22 – 25. 2. *Антипов, И. Е., Бондарь, Е. Ю.* Исследование влияния многолучевости на оценку времени распространения метровых и дециметровых радиоволн для задач высокоточной синхронизации времени и частоты // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2009. – №. 4/7 (40). – С. 60 – 64. 3. *Голоскоков, Д.П.* Уравнения математической физики. Решение задач в системе Maple : учебник для вузов. – СПб. : Питер, 2004. – 539 с. 4. *Выгодский, М. Я.* Справочник по высшей матема-

тике. – М. : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1963. – 870 с. 5. *Долуханов, М.П.* Распространение радиоволн. – М., 1960. – 363 с. 6. *Калинин, А.И.* Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М. : Связь, 1979. – 293 с. 7. *Родос, Л.Я.* Электродинамика и распространение радиоволн: учеб.-метод. Комплекс : учеб. пособие / Л.Я. Родос. – СПб. : Изд-во СЗТУ, 2007. – 90 с. 8. Альперт, Я.Л., Гинзбург, В.Л., Фейнберг, Е.Л. Распространение радиоволн. – М. : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1953. – 596 с. 9. *Глобальна* система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / Б. Гофман-Велленгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз ; пер. з англ. третього вид. за ред. Я.С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1995. – 380 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.05.2012

УДК 551.5

Д.Ю. ГОРЕЛОВ

АСТРОНОМИЧЕСКАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ НАБЛЮДЕНИЙ МЕТЕОРОВ НА КОМПЛЕКСЕ МАРС ХНУРЭ

Введение

Метеоры наблюдают и изучают в течение столетий, но только в последние полвека стали четко выясняться природа, физические свойства, характеристики орбит и происхождение тех космических тел, которые являются источниками метеоритов. Интерес исследователей к метеорным явлениям связан с несколькими группами научных проблем.

Во-первых, изучение траектории метеоров, процессов свечения и ионизации вещества метеорных тел важно для выяснения их физической природы как вещества из далеких районов Солнечной системы. Во-вторых, оценивая как общее число метеорных тел распределяется по группам с разными массами, скоростями, направлениями, можно не только изучать весь комплекс малых тел Солнечной системы, но еще и создать основу для построения теории происхождения и эволюции метеорного вещества. В-третьих, важной практической задачей является оценка метеорной опасности на различных космических трассах.

Наиболее полное представление о характере распределения метеорного вещества в околоземном и межпланетном космическом пространстве можно получить на основании радиолокационных наблюдений метеоров. При радиолокационных исследованиях метеорных тел информацию о физических и динамических параметрах метеорных тел получают путем обработки сигналов, отраженных от метеорных следов, являющихся результатом взаимодействия метеорных тел с атмосферой Земли.

В данной статье приведен анализ распределений параметров орбит индивидуальных метеоров по результатам радиометеорных исследований в 1972 – 1978 гг. на комплексе МАРС ХНУРЭ [1]. Данный каталог состоит из 157000 орбит индивидуальных метеоров.

Генетические связи комет, астероидов и метеорных тел в Солнечной системе.

Время жизни большинства метеорных тел не превосходит десяти миллионов лет [2], т.е. несоизмеримо мало по сравнению с возрастом Солнечной системы. Таким образом, метеорное вещество во внутренних областях Солнечной системы должно все время пополняться из каких-то источников. По современным представлениям все малые тела Солнечной системы являются членами одного метеорно-астероидно-кометного комплекса. Вследствие этого изучение пылевой составляющей позволяет исследовать параметры потенциальных родительских тел метеорных потоков – астероидов и комет, орбиты которых пересекаются с орбитой Земли.

В большинстве работ, посвященных поиску генетических связей между малыми телами Солнечной системы, делается вывод, что основным источником притока метеорного вещества являются долгопериодические и короткопериодические кометы. Отметим здесь лишь [3], в которой утверждается, что 72 % известных метеорных потоков и ассоциаций имеют кометное происхождение.

Авторы [4] для объяснения обнаруженного из радионаблюдений большого числа орбит мелких метеорных тел с большими наклонами $30^0 < i < 165^0$, малыми эксцентриситетами $e < 0.7$ и малыми размерами $a < 2$ а.е. предположили, что на больших расстояниях от Солнца существует пылевое облако, в котором частицы движутся по орбитам очень больших размеров с произвольными наклонами. Вследствие эффекта Пойнтинга – Робертсона размеры орбит метеорных тел уменьшаются со временем, и как только данные орбиты оказываются близкими к орбите Юпитера, происходит переброска метеорных тел на орбиты со сравнительно небольшими размерами ($a \le 5$ а.е.), большими эксцентриситетами ($e > 0.7$) и малыми

наклонениями ($i \le 30^0$). При дальнейшем уменьшении размеров орбит частицы приближаются к орбите Земли и могут столкнуться с Землей.

В работе [5] кроме активных и «высохших» комет не исключается наличие третьего источника, а именно: источником метеорных роев, возможно, являются некоторые астероиды, орбиты которых сближаются с орбитой Земли NEA. В этой же работе отмечено, что пока не существует удовлетворительной модели, объясняющей, как астероид может порождать и поддерживать (пополнять) метеорный рой.

Распределения параметров орбит метеорных тел, зарегистрированных на комплексе МАРС ХНУРЭ

Оценить вклад астероидов и комет в метеорную составляющую Солнечной системы можно по сходству распределений параметров орбит известных объектов NEOS (астероиды и кометы, орбиты которых сближаются с орбитой Земли) с распределениями параметров орбит зарегистрированных метеорных тел.

Приписывая каждому метеору вес, равный произведению физического, геометрического и астрономического факторов для данной метеорной РЛС $P_{\phi}^{-1}P_{г}^{-1}P_{a}^{-1}$ [6 – 8], можно перейти от измеренного данной РЛС распределения радиометеоров по различным параметрам к распределению метеорных тел в межпланетном пространстве. На рис. 1 приведены исправленные распределения параметров орбит метеорных тел (геоцентрической скорости v_g, гелиоцентрической скорости v_h, эксцентриситета e, перигелийного расстояния q, наклонения i, аргумента перигелия ω, гелиоцентрических долготы $\lambda' - \lambda_a$ и широты β' радианта соответственно) каталога ХНУРЭ. На рис. 2 приведены исправленные распределения параметров орбит потоковых (объем выборки $N = 96463$) и спорадических (объем выборки $N = 60604$) метеорных тел каталога ХНУРЭ. На графиках рис. 1 и 2 по оси ординат откладывается количество орбит в процентах от общего объема выборки N, по оси абсцисс – параметр, по которому строится распределение.

Геоцентрическая скорость метеоров. Распределение (рис. 1, *а*) имеет два максимума в интервалах скоростей 20 – 40 и 50 – 65 *км/с*. Первый максимум пологий, второй максимум является глобальным и примерно в три раза больше первого. При этом среднее значение составляет 46,8 *км/с*, а значение медианы – 52,5 *км/с*). Исправленное распределение геоцентрических скоростей потоковых (рис. 2, *а*) метеорных тел похоже на аналогичное распределение на рис.1, причем вклады метеорных тел со скоростями менее 40 и более 45 *км/с* практически одинаковы. Подавляющее большинство спорадических (рис. 2, *б*) метеорных тел имеют скорости, лежащие в узком диапазоне 50 – 70 *км/с*. Следовательно, большая часть медленных метеорных тел относится к потоковым.

Гелиоцентрическая скорость метеорных тел. Распределение (рис. 1, *б*) гелиоцентрических скоростей одномодальное со средним 32,2 *км/с*. Подавляющее большинство спорадических (рис. 2, *в*) метеорных тел концентрируется в диапазоне гелиоцентрических скоростей 28 – 42 *км/с*, вклад метеорных тел со скоростями $v_h < 28$ *км/с* не превышает 15 %. При этом значение среднего составляет 33,1 *км/с*. Среди потоковых (рис. 2, *г*) метеорных тел около 30 % имеют скорость меньше 28 *км/с*. Если воспользоваться приближенной формулой, связывающей значения гелиоцентрической скорости и большой полуоси орбиты, то получим, что по орбитам с большими полуосями $a < 1$ а.е. движется практически вдвое больше потоковых метеорных тел, чем спорадических.

Эксцентриситеты орбит метеорных тел. По виду распределений (рис. 1, *в*) эксцентриситетов орбит метеорных тел можно судить о происхождении метеорных тел. Распределение эксцентриситетов потоковых (рис. 2, *д*) метеорных тел имеет два максимума, соответствующие астероидам ($0.1 < e < 0.3$) и короткопериодическим кометам семейства Юпитера ($0.7 < e < 0.9$). Причем, максимумы соизмеримы, *следовательно, вклад в метеорный комплекс*

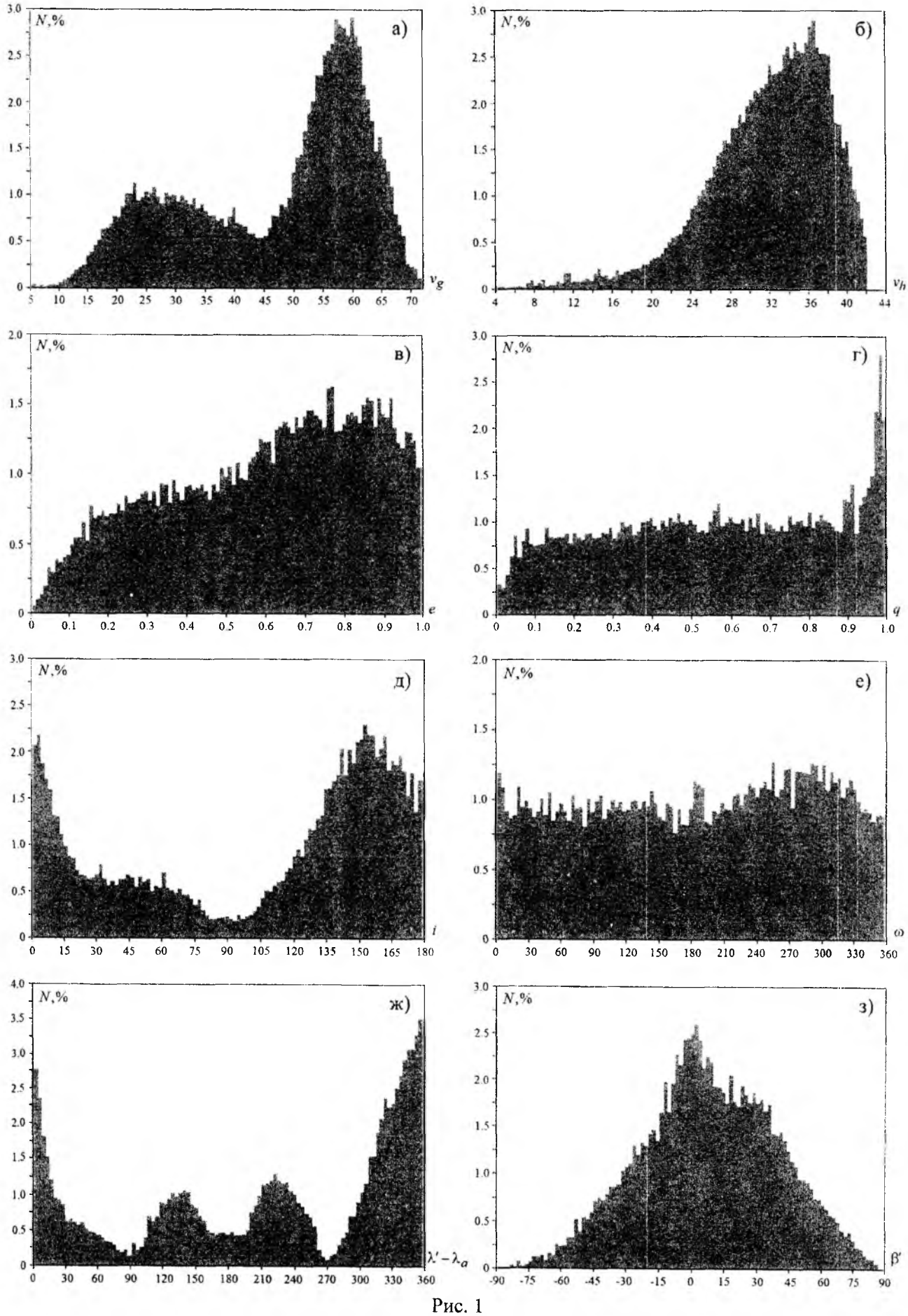


Рис. 1

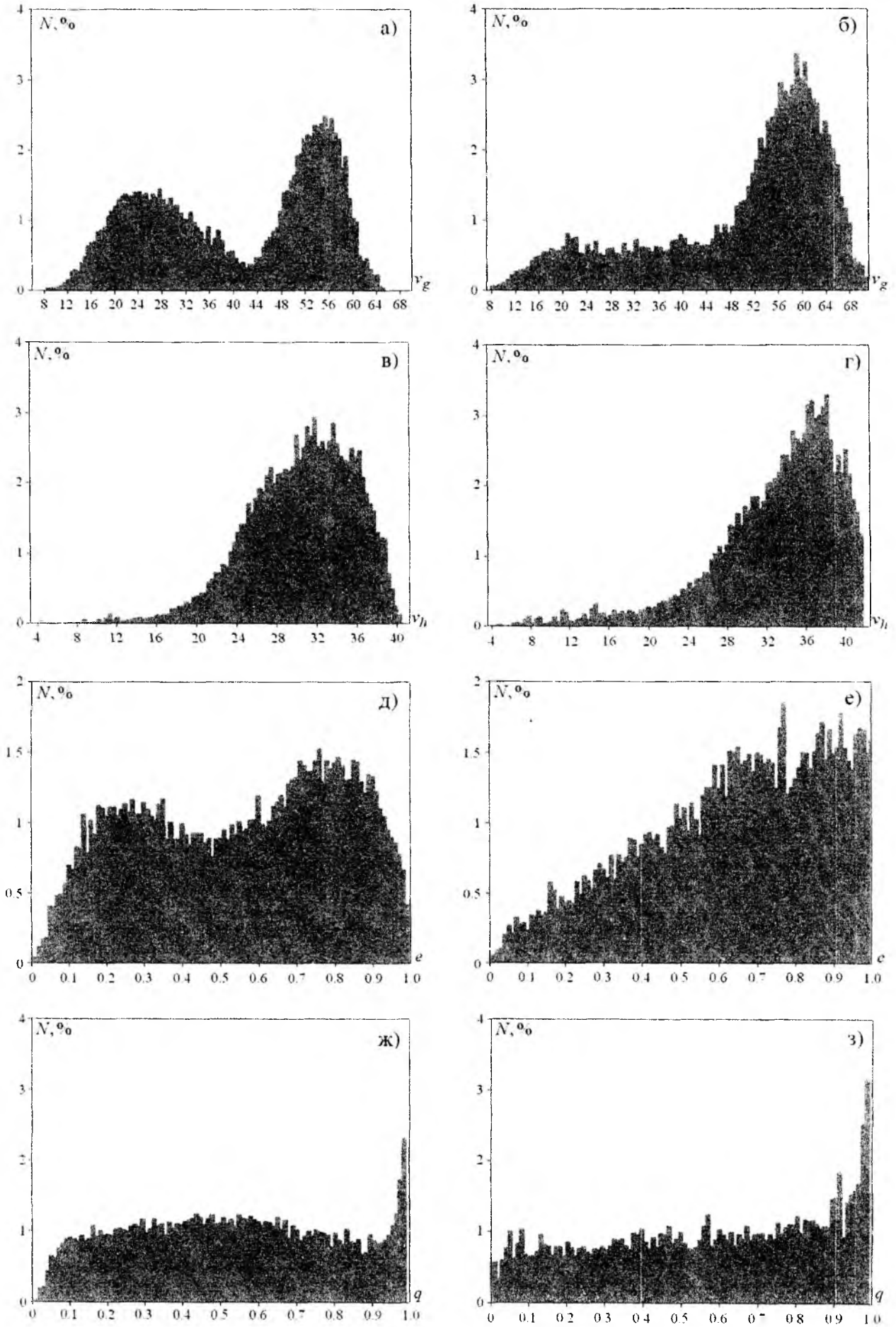


Рис. 2

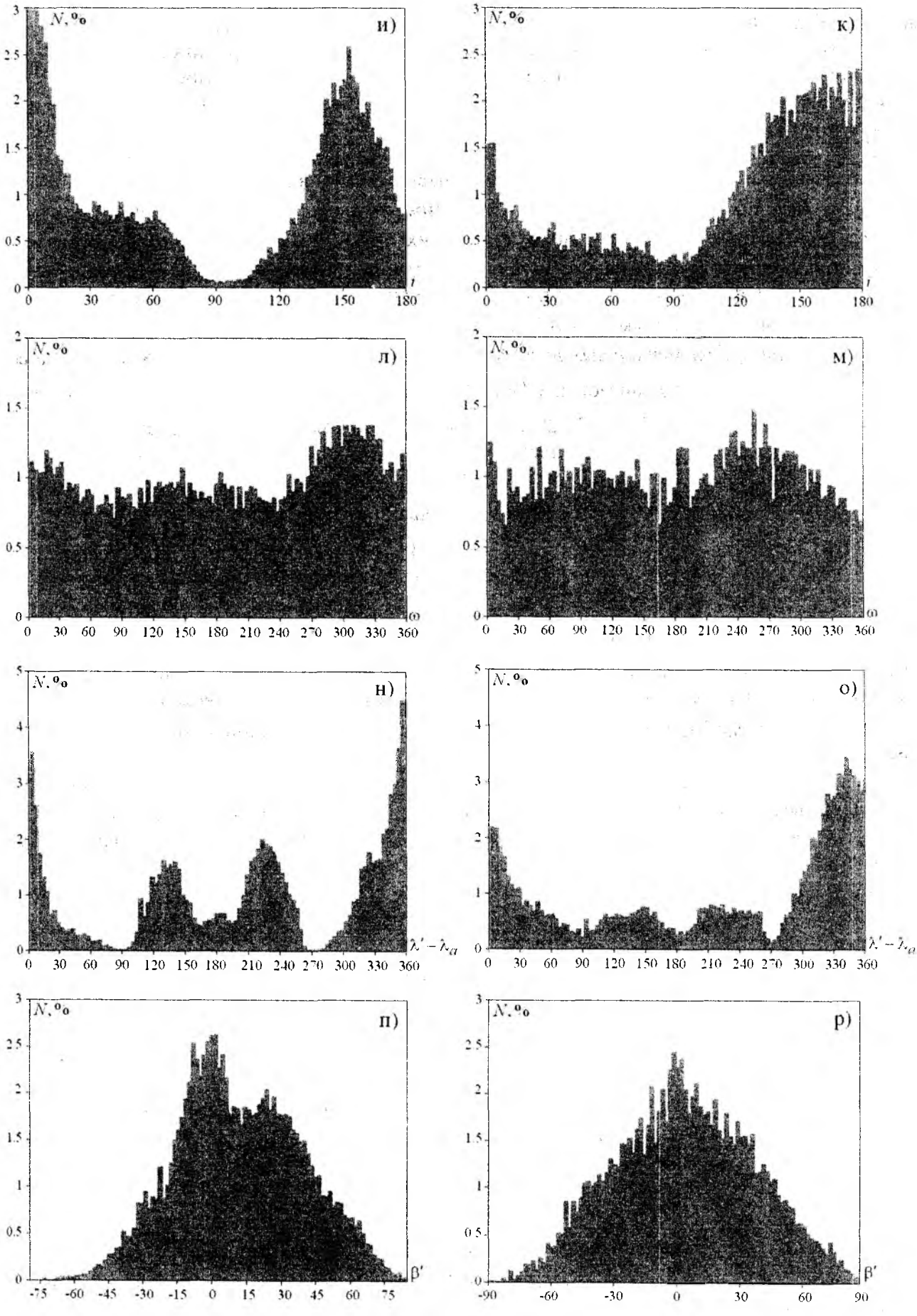


Рис. 2 (Продолжение)

вблизи орбиты Земли астероидов групп Аполлона, Атона и Амура также соизмерим с вкладом комет. Распределение спорадических (рис. 2, *е*) метеорных тел резко отличается от распределения потоковых: во-первых, не имеет каких-либо явных особенностей, кроме линейного тренда, во-вторых, большинство метеорных тел с эксцентриситетами, близкими к единице, относится к спорадическим.

Перигелийные расстояния орбит метеорных тел. Распределение (рис. 1, *г*) перигелийных расстояний метеорных тел является почти равномерным в интервале $0.05 < q < 0.95$ а.е., максимум распределения при $q > 0.95$ а.е. и минимум при $q < 0.05$ а.е. Распределения параметра q для потоковых (рис. 2, ж) и спорадических (рис. 2, з) метеорных тел по форме мало отличаются друг от друга. Отметим лишь преобладание потоковых метеорных тел в диапазоне $0.1 < q < 0.7$ а.е. и значительное преобладание спорадических метеорных тел на орбитах с перигелийными расстояниями $q < 0.1$ а.е.

Наклонения орбит метеорных тел. Распределение (рис. 2, *е*) наклонений имеет два соизмеримых максимума в диапазонах $0^0 < i < 20^0$ и $135^0 < i < 170^0$. При этом значения среднего и медианы равны 105.3^0 и 131.2^0 соответственно, и только 36 % метеорных тел имеют орбиты с прямым движением. Распределение метеорных тел по наклонениям орбит для потоковых (рис. 2, *и*) метеорных тел имеет два максимума, соответствующие *NEOS-астероидам ($i < 20^0$, 25 % орбит) и NEOS-кометам ($140^0 < i < 170^0$, 35 % орбит).* Отметим также, что среднее и медиана равны 91.1^0 и 116.3^0 соответственно, и 47 % метеорных тел имеют орбиты с прямым движением. Распределение спорадических (рис. 2, к) метеорных тел также имеет два максимума, но резко отличается от распределения потоковых. Во-первых, в диапазоне $0^0 < i < 90^0$ график существенно сгладился: практически в два раза уменьшилось значение максимума при $i < 20^0$, а также практически исчез минимум при $i = 90^0$. Во-вторых, значительно увеличилось количество орбит с обратным движением. Среднее и медиана равны 115.4^0 и 135.3^0 соответственно, и лишь 28 % метеорных тел имеют орбиты с прямым движением.

Аргумент перигелия орбит метеорных тел. Распределение (рис. 1, *е*) практически равномерно во всем диапазоне возможных значений ω. Распределения по аргументам перигелия для потоковых (рис. 2, *л*) и спорадических (рис. 2, *м*) метеорных тел также близки к равномерному. Отметим лишь незначительный максимум в распределении для потоковых метеорных тел в диапазоне значений $270^0 < \omega < 330^0$.

Гелиоцентрические долготы. Распределение (рис. 1, *ж*) имеет три максимума: апексный, солнечный и антисолнечный. причем острым и глобальным является апексный максимум. При этом данная картина характерна как для потоковых (рис. 2, *н*), так и для спорадических (рис. 2, *о*) метеорных тел. Также отметим, что для потоковых метеорных тел достаточно четко проявляется антиапексный максимум. В распределении спорадических метеорных тел отсутствует антиапексный максимум, ослаблены солнечный и антисолнечный максимумы.

Гелиоцентрические широты. На графике распределения (рис. 1, *з*) гелиоцентрических широт наблюдается один максимум в окрестности $\beta' = 0^0$. Отметим также, что 62 % орбит имеют широту радианта $\beta' > 0^0$. Распределения гелиоцентрических широт радианта для потоковых (рис. 2, п) и спорадических (рис. 2, р) метеорных тел близки к одномодальному в окрестности $\beta' = 0^0$. Отметим лишь, что распределение для спорадических метеорных тел имеет практически треугольную форму, в то время как для потоковых метеорных тел в диапазоне $15^0 \le \beta' \le 30^0$ наблюдается пологий участок.

На рис. 3 приведены двумерные распределения элементов орбит метеорных тел каталога ХНУРЭ. Обозначения на рис. 3 соответствуют таковым на рис. 1.

Распределение геоцентрических скоростей и наклонений орбит. Из анализа этого распределения (рис. 3, *а*) можно сделать следующие выводы: в распределении четко проявляются два кластера: в первом находятся медленные метеорные тела ($v_g < 40$ *км/с*) с прямым движением, во втором – быстрые метеорные тела ($v_g > 40$ *км/с*). Можно утверждать, что *первый кластер включает метеорные тела, родительскими телами которых являются и астероиды, и ядра комет, второй кластер включает метеорные тела только кометного происхождения.*

Распределение гелиоцентрических скоростей и наклонений орбит. Как следует из анализа этого распределения (рис. 3, *б*), его можно разделить на три кластера: в первом находятся метеорные тела с наклонениями орбит $0^0 < i < 20^0$ и сконцентрированные в диапазоне скоростей $28-40$ *км/с*. Во втором кластере находятся метеорные тела с прямым движением ($i > 20^0$), для которых наблюдается практически равномерное распределение гелиоцентрических скоростей в диапазоне $16-40$ *км/с*. В третьем кластере находятся метеорные тела с обратным движением, для которых наблюдается линейный рост количества орбит с одновременным ростом i и v_h до максимума в окрестности $v_h = 36$ *км/с* и $i = 160^0$.

Распределение эксцентриситетов и наклонений орбит. Распределение (рис. 3, *в*) можно разделить на три кластера: в первом находятся метеорные тела с наклонениями орбит $0^0 < i < 20^0$ и сконцентрированные в диапазоне $0.6 < e < 1.0$. Во втором кластере находятся метеорные тела с прямым движением ($i > 20^0$), для которых наблюдается практически равномерное распределение во всем диапазоне возможных значений эксцентриситета. В третьем кластере находятся метеорные тела с обратным движением, для которых наблюдается линейный рост количества орбит с ростом наклонения. Из анализа графика можно сделать вывод: основная часть метеорных тел на круговых и близких к круговым орбитам имеет обратное движение, а большинство метеорных тел с высокоэллиптическими орбитами имеет наклонение $i < 20^0$.

Распределение перигелийных расстояний и наклонений орбит. Распределение (рис. 3, *г*) можно разделить на три кластера: в первом находятся метеорные тела с наклонениями орбит $0^0 < i < 20^0$ и практически равномерным распределением в диапазоне $0.2 < q < 0.8$ а.е. Во втором кластере находятся метеорные тела с прямым движением ($i > 20^0$), для которых наблюдается два максимума при $q < 0.1$ а.е и $q > 0.9$ а.е. и практически равномерное распределение в оставшемся диапазоне возможных значений перигелийных расстояний. В третьем кластере находятся метеорные тела с обратным движением, для которых наблюдается линейный рост количества орбит с ростом наклонения до максимума в окрестности $q = 0.95$ а.е. и $i = 160^0$. Из анализа графика можно сделать вывод: основная часть метеорных тел с перигелийными расстояниями $q < 0.1$ а.е. имеет прямое движение, в то время как большинство метеорных тел с перигелийными расстояниями $q > 0.9$ а.е. имеют обратное движение.

Распределение больших полуосей и наклонений орбит. Распределение (рис. 3, *д*) можно разделить на три кластера: в первом находятся метеорные тела с наклонениями орбит $0^0 < i < 20^0$ и сконцентрированные в диапазоне $0.2 < a^{-1} < 0.8$ а.е.$^{-1}$ ($1.25 < a < 5$ а.е.). Во втором кластере находятся метеорные тела с прямым движением ($i > 20^0$), для которых наблюдается практически равномерное распределение количества объектов во всем диапазоне возможных значений a и уменьшение количества объектов с ростом наклонения.

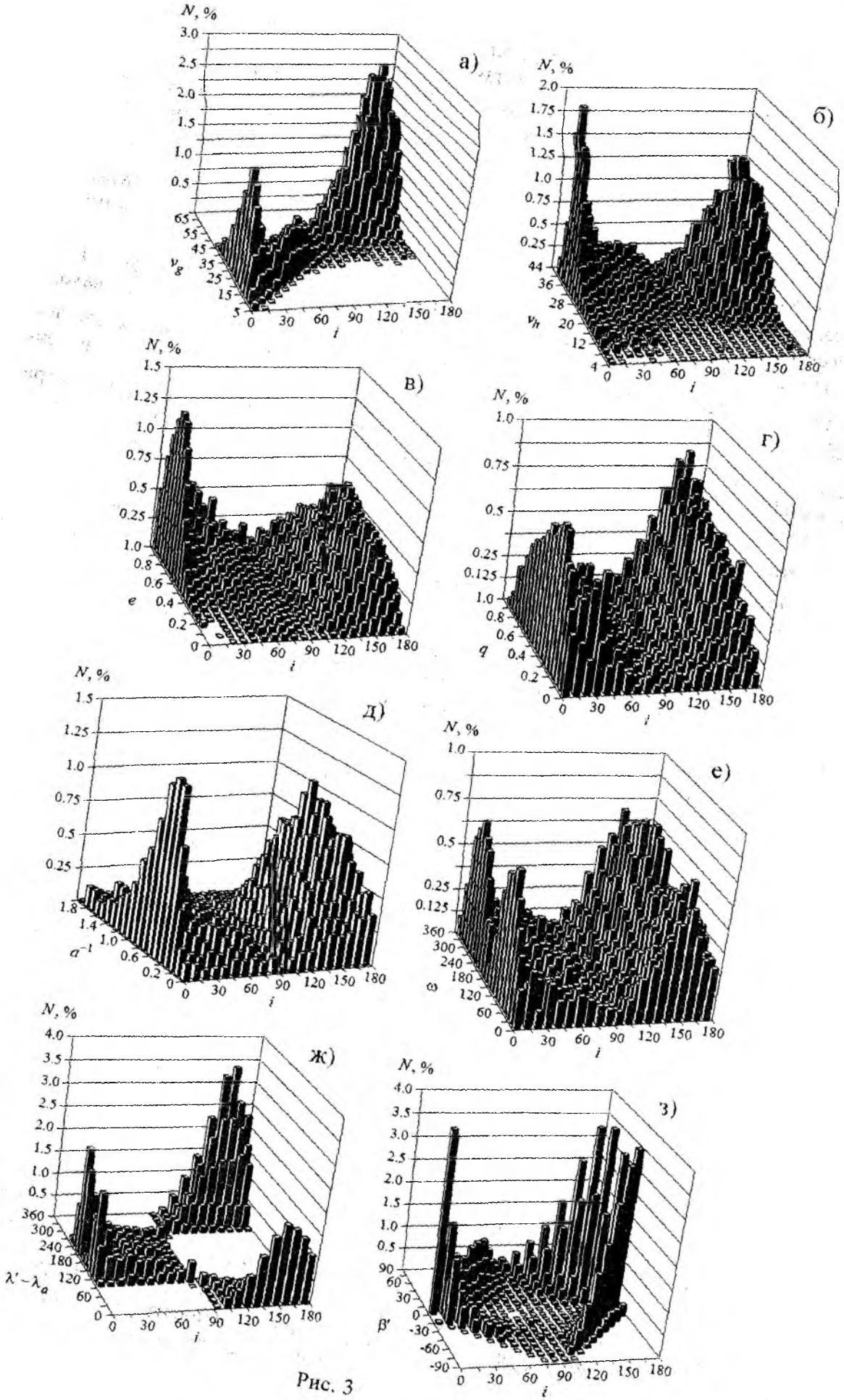

а)
N, %
3.0
2.5
2.0
1.5
1.0
0.5
65
55
45
35
25
15
5
v_g
0 30 60 90 120 150 180
i
б)
N, %
2.0
1.75
1.5
1.25
1.0
0.75
0.5
0.25
44
36
28
20
12
4
v_h
0 30 60 90 120 150 180
i
в)
N, %
1.5
1.25
1.0
0.75
0.5
0.25
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0
e
0 30 60 90 120 150 180
i
г)
N, %
1.0
0.75
0.5
0.25
0.125
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0
q
0 30 60 90 120 150 180
i
д)
N, %
1.5
1.25
1.0
0.75
0.5
0.25
1.8
1.4
1.0
0.6
0.2
0
a^{-1}
0 30 60 90 120 150 180
i
е)
N, %
1.0
0.75
0.5
0.25
0.125
360
300
240
180
120
60
0
ω
0 30 60 90 120 150 180
i
ж)
N, %
4.0
3.5
3.0
2.5
2.0
1.5
1.0
0.5
360
300
240
180
120
60
0
$\lambda' - \lambda_a$
0 30 60 90 120 150 180
i
з)
N, %
4.0
3.5
3.0
2.5
2.0
1.5
1.0
0.5
90
60
30
0
-30
-60
-90
β'
0 30 60 90 120 150 180
i

Рис. 3

В третьем кластере находятся метеорные тела с обратным движением, для которых наблюдается линейный рост количества орбит с ростом наклонения до максимума в окрестности $a^{-1} = 0.85$ а.е.$^{-1}$ ($a = 1.18$ а.е.) и $i = 150^0$ и резкий спад при больших полуосях $a^{-1} > 1.4$ а.е.$^{-1}$ ($a < 0.71$ а.е.) во всем диапазоне наклонений ($i > 90^0$). Также из анализа графика можно сделать вывод: большинство метеорных тел с большими полуосями $a < 0.625$ а.е. ($a > 1.6$ а.е.$^{-1}$) имеет прямое движение, а большинство метеорных тел с большими полуосями $a > 4$ а.е. ($a^{-1} < 0.25$ а.е.$^{-1}$) имеет обратное движение.

Распределение аргументов перигелия и наклонений орбит. Распределение (рис. 3, *е*) можно разделить на два кластера: в первом находятся метеорные тела с наклонениями орбит $0^0 < i < 15^0$ и двумодальным распределением по ω в окрестностях $\omega = 90^0$ и $\omega = 270^0$. Во втором кластере находятся метеорные тела с прямым движением ($i > 20^0$), для которых наблюдается плавное уменьшение количества орбит с ростом наклонения во всем диапазоне возможных значений ω. В третьем кластере находятся метеорные тела с обратным движением, для которых наблюдается рост количества орбит с ростом наклонения до двух максимумов в окрестностях $\omega = 60^0$, $i = 165^0$ и $\omega = 330^0$, $i = 150^0$.

Распределение гелиоцентрических долгот и наклонений орбит. Распределение (рис. 3, *ж*) можно разбить на два кластера: метеорные тела с прямым движением имеют долготы в диапазоне $90^0 < \lambda' - \lambda_a < 270^0$, метеорные тела с обратным движением сконцентрированы вблизи апексного максимума.

Распределение широт радианта и наклонений орбит. В рассматриваемых распределениях (рис. 3, *з*) можно выделить три максимума: в окрестности $\beta' = 0^0$ основной вклад вносят метеорные тела с наклонениями $i < 15^0$, в окрестностях $\beta' = -15^0$ и $\beta' = 15^0$ основной вклад вносят метеорные тела с обратным движением.

Выводы

Анализ распределений параметров орбит индивидуальных метеоров каталога ХНУРЭ показал, что для большинства потоковых метеорных тел родительскими телами можно считать NEOS астероиды. Таким образом, изучая метеорные потоки, возможными родительскими телами которых являются астероиды, можно получить новые данные об астероидной составляющей Солнечной системы.

Список литературы: 1. *Кащеев, Б.Л., Волощук, Ю.И., Ткачук, А.А., Дудник, Б.С., Дьяков, А.А, Жуков, В.В., Нечитайленко, В.А.* Метеорная автоматизированная радиолокационная система // Метеорные исследования. – № 4. – М. : Сов. радио, 1977. – С. 11-61. 2. *Андреев, Г.В., Бабаджанов, П.Б.* Влияние гравитационного поля Земли на структурные характеристики метеорных потоков // Докл. АН ТаджССР. – 1981. – 24, №11. – С. 661 – 667. 3. *Бабаджанов, П.Б., Кохирова, Г.И.* Метеорные потоки астероидов, пересекающих орбиту Земли. – Душанбе : Дониш, 2009. – 185 с. 4. *Davies, J. G. and Gill, J.* Radio Echo Measurements of the Orbits of Faint Sporadic Meteors // Monthly Notices Roy. Astron. Soc. – 1969. – 121. – 437–462. 5. *Jopec, T. J., Valsecchi, G. B., Froeschle,Cl.* Asteroid Meteoroid Streams // Asteroids III. – 2002. – P. 645 -652. 6. *Горелов, Д.Ю.* Уточнение методики учета физического фактора замечаемости при построении истинных распределений параметров радиометеоров / Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И. // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2007. – Вып. 149. – С. 62–68. 7. *Горелов, Д.Ю.* Оценка геометрического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров / Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И. // Прикладная радиоэлектроника. – 2006. – Т.5, №4. – С. 519-527. 8. *Горелов, Д.Ю.* Новый метод расчета астрономического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров / Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И. // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2007. – Вып. 151. – С. 246–252.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.05.2012

УДК 621.396.96+519.233.2

А.В. ОМЕЛЬЧЕНКО, канд. техн. наук

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Актуальность задачи

Задача измерения дальностей до объектов возникает в радиолокации, навигации, радио- и лазерной дальнометрии. Как известно [1, 2], наибольшую точность измерений дальности обеспечивает фазовый метод. Хотя фазовый метод обладает неоднозначностью измерения дальности, он позволяет с высокой точностью измерять перемещения объектов.

При современном уровне развития цифровой техники дальномеры могут гибко реализовываться с применением предварительного гетеродинирования и цифровой обработки сигналов с выхода смесителей. В этом случае появляется возможность учетитвать характер движения объекта.

Точность измерения перемещений объектов фазовыми методами можно существенно повысить, если воспользоваться адекватной моделью движения цели. Одна из таких моделей основывается на описании движения объекта на интервале движения полиномом, частными случаями которой является модель движения с постоянной скоростью и модель равноускоренного движения.

Данная работа посвящена обоснованию структуры цифрового измерителя перемещений объектов на основе полиномиальной модели движения и исследованию характеристик его точности.

В работе получены следующие новые научные результаты:

1. Обоснован алгоритм цифровой обработки сигналов в задаче измерения перемещений объектов фазовым методом. В этом алгоритме измерение перемещений объектов производится с учетом априори известной составляющей ее движения в опорных сигналах корреляторов и оцениванием коэффициентов полиномиальной аппроксимации лишь неизвестной составляющей движения.

2. Для повышения точности измерения предложено использовать весовое окно Ханна и окна с нулевыми вторыми моментами.

3. Получены выражения для смещений и дисперсий оценок фаз в измерителе перемещений объектов.

4. На модельном примере, характерном для баллистической гравиметрии, выполнена апробация предложенного подхода к измерению перемещений объектов.

Постановка задачи

Будем полагать, что в результате облучения движущейся точечной цели гармоническим сигналом с длиной волны λ на выходе смесителя приемника измерительной системы наблюдается сигнал

$$x(t) = A \cdot \cos[\Phi(t) + \phi(t)] + n(t), \qquad t \in [0, T], \tag{1}$$

где

$$\Phi(t) = \sum_{r=0}^{p} a_r t^r \tag{2}$$

– предполагаемый закон изменения фазы (априори известная составляющая фазы);

$$\phi(t) = \sum_{r=0}^{p} \alpha_r t^r \tag{3}$$

– неизвестный набег фазы, обусловленный отклонением фактического движения цели от предполагаемого; $n(t)$ – аддитивная некоррелированная помеха с нормальным распределением и дисперсией σ^2.

Сигнал (1) дискретизируется с шагом Δ и наблюдается последовательность равноотстоящих отсчетов сигнала $x(t_k)$, $k = 0,..., N-1$. При этом будем полагать, что выполняются условия

$$\alpha_r << a_r, \qquad r = \overline{1, p}. \tag{4}$$

Требуется по последовательности отсчетов $x(t_k)$, $k = 0,..., N-1$ определить положение объекта в моменты времени $t_k \in (0, T]$ относительно его положения в момент времени $t = 0$.

Оценки максимального правдоподобия постоянной составляющей фазы сигнала

Задача оптимального оценивания фазы узкополосного сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной гауссовской помехи, рассмотрена в работах [3, 4]. Приведем решение этой задачи для случая, когда решение необходимо выносить по последовательности отсчетов наблюдаемой смеси сигнала и аддитивной помехи.

Предположим вначале, что в модели (1) выполняется условие $\phi(t) = \alpha_0 = \phi$, $\forall t \in [0, T]$, т. е. фаза сигнала постоянна на интервале наблюдения, и синтезируем максимально правдоподобную оценку начальной фазы ϕ сигнала (совместно с амплитудой A). Для этого представим сигнал в (1) с использованием квадратурных составляющих

$$x(t) = A_C \cdot \cos\Phi(t) - A_S \cdot \sin\Phi(t) + n(t), \qquad t \in [0, T], \tag{5}$$

где $A_C = A\cos\phi$; $A_S = A\sin\phi$.

Из выражения (5) несложно получить оценку максимального правдоподобия параметров A_C и A_S, которая для случая дискретной последовательности наблюдений должна находиться как решение системы линейных уравнений

$$\begin{cases} B_{CC} A_C + B_{CS} A_S = X_C, \\ B_{CS} A_C + B_{SS} A_S = X_S, \end{cases} \tag{6}$$

где статистики $X_C = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x(t_k) \cdot \cos\Phi(t_k)$, $X_S = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x(t_k) \cdot \sin\Phi(t_k)$, а коэффициенты B_{CC}, B_{SS} и B_{CS} определяются соответственно выражениями

$$B_{CC} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\cos[2\Phi(t_k)], \quad B_{SS} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\cos[2\Phi(t_k)], \quad B_{CS} = -\frac{1}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\sin 2\Phi(t_k).$$

Из системы уравнений (6) получим оценки максимального правдоподобия квадратурных составляющих сигнала

$$\hat{A}_C = \frac{1}{B_{SS}B_{CC} - B_{CS}^2}[B_{SS}X_C - B_{CS}X_S]; \quad \hat{A}_S = \frac{1}{B_{SS}B_{CC} - B_{CS}^2}[B_{CC}X_S - B_{CS}X_C]. \tag{7}$$

Если выполняется условие $B_{SS}B_{CC} >> B_{CS}^2$, то оценки (7) принимают вид

$$\hat{A}_C = \frac{X_C}{B_{CC}}; \qquad \hat{A}_S = \frac{X_S}{B_{SS}}. \tag{8}$$

Оценку фазы и амплитуды определим соответственно как

$$\hat{\phi} = arctg\{\frac{\hat{A}_S}{\hat{A}_C}\}, \qquad \hat{A} = \sqrt{\hat{A}_S^2 + \hat{A}_C^2}\,. \tag{9}$$

Из анализа выражений (9) следует, что найденные оценки фаз асимптотически несмещенные. Можно также показать, что при большом соотношении сигнал/шум $q = \frac{A^2 N}{2\sigma^2}$

$$D[\hat{\phi}] \approx \frac{2\sigma^2}{A^2 N} = \frac{1}{q}. \tag{10}$$

Из (10) следует, что дисперсия оценки фазы убывает обратно пропорционально числу отсчетов N некоррелированной аддитивной помехи. Поэтому весь интервал наблюдения может быть разбит на элементарные интервалы (на которых соотношение сигнал/помеха сохраняется достаточно большим), по каждому такому элементарному интервалу оценена фаза сигнала и результат усреднен. При такой методике обработке в условиях большого соотношения сигнал/помеха сохраняется та же точность оценивания фазы, что и по всему интервалу наблюдения.

Оценивание медленно изменяющейся фазы сигнала

С учетом независимости отсчетов аддитивной помехи выражение для логарифма функции правдоподобия вектора наблюдений $\vec{x} = (x(t_0),....x(t_{N-1}))$ представимо в виде суммы

$$\mathrm{L}(\vec{x} \mid A, \alpha_0, ..., \alpha_p) = \sum_{q=0}^{Q-1} \mathrm{L}(\vec{x}_q \mid A, \alpha_0, ..., \alpha_p), \tag{11}$$

где векторы $\vec{x}_q = (x(t_{qL}),....x(t_{qL+L-1}))$ составлены из L расположенных рядом отсчетов сигнала и в совокупности образуют вектор наблюдений $\vec{x}$; $\mathrm{L}(\vec{x}_q \mid A, \alpha_0, ..., \alpha_p)$ – функция правдоподобия вектора наблюдений $\vec{x}_q$; натуральные числа L, Q и N связаны соотношением $L \cdot Q = N$.

В дальнейшем будем полагать, что на элементарном интервале наблюдения $T_q = [t_{qL}, t_{qL+L-1}]$ изменением составляющей фазы $\phi(t)$ в (1) можно пренебречь.

С учетом принятой модели изменения фазы сигнала (3) воспользуемся приближением

$$\mathrm{L}(\vec{x} \mid A, \alpha_0, ..., \alpha_p) \approx \sum_{q=0}^{Q-1} \mathrm{L}(\vec{x}_q \mid A, \phi_q),$$

где ϕ_q – значение фазы в момент времени s_q, являющийся центральной точкой q-го интервала наблюдения.

Можно показать, что в условиях высокой точности оценивания [4]

$$\mathrm{L}(\vec{x}_q \mid A, \phi_q) \approx \mathrm{L}(\vec{x}_q \mid \hat{A}_q, \hat{\phi}_q) + C_A(\hat{A}_q - A)^2 + C_\phi(\hat{\phi}_q - \phi_q)^2,$$

где $\hat{A}_q, \hat{\phi}_q$ – оценки максимального правдоподобия параметров A_q, ϕ_q, найденные по отсчетам q-го интервала, содержащего отсчеты $\{t_{qL}, ..., t_{qL+L-1}\}$; C_A и C_ϕ – некоторые коэффициенты.

Тогда

$$\mathrm{L}(\vec{x} \mid A, \alpha_0, ..., \alpha_p) \approx \sum_{q=0}^{Q-1} \mathrm{L}(\vec{x}_q \mid \hat{A}_q, \hat{\phi}_q) + C_A \sum_{q=0}^{Q-1} (\hat{A}_q - A)^2 + C_\phi \sum_{q=0}^{Q-1} (\hat{\phi}_q - \phi_q)^2, \tag{12}$$

где

$$\phi_q = \sum_{r=0}^{p} \alpha_r s_q{}^r . \qquad (13)$$

Из выражений (12), (13) следует асимптотически оптимальная оценка параметров $(\alpha_0,...,\alpha_p)$, которая может быть получена как оценка МНК из минимума показателя

$$\sum_{q=0}^{Q-1} (\hat{\phi}_q - \sum_{r=0}^{p} \alpha_r s_q{}^r)^2 . \qquad (14)$$

В случае медленных изменений фазы сигнала по аналогии с полученными раньше оценками фазы (9)

$$\hat{\phi}_q = arctg\{\frac{\hat{A}_{Sq}}{\hat{A}_{Cq}}\}, \qquad (15)$$

где оценки

$$\hat{A}_{Cq} = \frac{1}{B_{SSq}B_{CCq} - B_{CSq}{}^2}[B_{SSq}X_{Cq} - B_{CSq}X_{Sq}], \qquad (16)$$

$$\hat{A}_{Sq} = \frac{1}{B_{SSq}B_{CCq} - B_{CSq}{}^2}[B_{CCq}X_{Sq} - B_{CSq}X_{Cq}]; \qquad (17)$$

статистики

$$X_{Cq} = \sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)x(t_k)\cdot\cos\Phi(t_k), \qquad X_{Sq} = -\sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)x(t_k)\cdot\sin\Phi(t_k); \qquad (18)$$

коэффициенты

$$B_{CCq} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)\cos[2\Phi(t_k)], \quad B_{SSq} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)\cos[2\Phi(t_k)],$$

$$B_{CSq} = -\frac{1}{2}\sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)\sin 2\Phi(t_k);$$

а весовые функции $w_q(t_k)$ удовлетворяют условию $\sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k) = 1$.

В случае равномерных весовых функций $w_q(t_k) = 1/L$ оценки (15) являются оценками максимального правдоподобия.

После нахождения совокупности оценок $(\hat{\alpha}_0,...,\hat{\alpha}_p)$ из условия минимума выражения (14) положение объекта в момент времени t определяется по формуле

$$\hat{d}(t) = \frac{\lambda}{4\pi}\sum_{r=0}^{p}(a_r + \hat{\alpha}_r)\cdot t^r , \qquad (19)$$

а перемещение тела относительно положения в момент времени $t = 0$

$$\hat{c}(t) = \hat{d}(t) - \hat{d}(0) = \frac{\lambda}{4\pi}\sum_{r=1}^{p}(a_r + \hat{\alpha}_r)\cdot t^r . \qquad (20)$$

В результате достаточно громоздких преобразований можно доказать, что при большом соотношении сигнал/помеха смещение оценки фазы (15)

$$M[\hat{\phi}_q] - \phi(s_q) \approx d_q c_q \qquad (21)$$

зависит от второй производной измеряемой функции и второго момента весовой функции:

$$c_q = \frac{\mathrm{d}^2\phi(\mathrm{t})}{\mathrm{dt}^2}\Big|_{t=s_q}, \qquad d_q = \sum_{t_k \in T_q} w_q(t_k)\cdot(t_k - s_q)^2 . \tag{22}$$

Особенности практической реализации

Одной из особенностей оценивания фазы является неоднозначность ее оценки. Как известно [5], функция $arctg\{\phi\}$, входящая в алгоритм, является монотонно возрастающей на интервале $(-\pi/2, \pi/2)$ и периодической с периодом π. Поскольку восстанавливаемая функция $\phi(t)$ непрерывная, то эта особенность должна быть учтена в алгоритме (15).

В связи с этим оценки фаз определим как

$$\hat{\phi}_q = arctg\{\frac{\hat{A}_{Sq}}{\hat{A}_{Cq}}\} + m\pi . \tag{23}$$

Здесь значение m равно числу изменений знака составляющей $\hat{A}_{Cq}$ до q-го элементарного интервала включительно.

Вторая особенность разработанного алгоритма оценивания фаз состоит в необходимости учета поведения оцениваемой фазы при выборе весовой функции сглаживания в выражении (18). Поясним эту особенность, интерпретируя процедуру формирования суммы в (18) как низкочастотную фильтрацию произведения принятого сигнала на квадратурную компоненту опорного сигнала.

Рассмотрим свойства произведения принимаемого сигнала $x(t)$ на квадратурные сигналы: $R_C(t) = x(t)\cdot\cos\Phi(t)$ и $R_S(t) = x(t)\cdot\sin\Phi(t)$. С учетом (1) имеем

$$R_C(t) = \frac{A}{2}\cos\phi(t) + \frac{A}{2}\cos[2\Phi(t) + \phi(t)] + n(t)\cdot\cos[\Phi(t)], \tag{24}$$

$$R_S(t)) = -\frac{A}{2}\sin\phi(t) + \frac{A}{2}\sin[2\Phi(t) + \phi(t)] + n(t)\cdot\sin[\Phi(t)] . \tag{25}$$

Согласно (24), (25), в каждом из сигналов $R_C(t)$ и $R_S(t)$ присутствуют следующие составляющие: низкочастотная с мгновенной частотой $\phi'(t)$, высокочастотная с мгновенной частотой $2\Phi'(t) + \phi'(t)$ и широкополосная составляющая $n(t)\cdot\cos[\Phi(t)]$ или $n(t)\cdot\sin[\Phi(t)]$. Суть разработанного алгоритма оценивания состоит в выделении низкочастотных составляющих $\cos\phi(t)$ и $\sin\phi(t)$ из сигналов $R_C(t)$ и $R_S(t)$ с последующим определением отсчетов функции $\phi(t)$ и аппроксимации ее полиномом.

При большом соотношении сигнал/шум основную опасность составляет высокочастотная составляющая, для подавления которой в алгоритме (18) используется взвешенное суммирование отсчетов. Весовые функция $w_q(t_k) = W(\frac{t_k - s_q}{\Delta})$ должны выбираться так, чтобы максимально ослабить влияние на результат суммирования высокочастотной составляющей сигнала и, по возможности, минимально исказить полезную низкочастотную составляющую. Для этой цели используем хорошо зарекомендовавшее себя в спектральном анализе временные окна, в частности окно Ханна с весовой функцией

$$W(k) = \frac{1}{2M}[1 + \cos(\pi k / M], \qquad k = \overline{-M, M} . \tag{26}$$

Кроме того, перспективным является окно с нулевым вторым моментом, реализованное на основе окна Ханна

$$W(k) = \frac{1}{2a}[1 + \cos(\pi k / M]\cdot(1 - bk^2), \quad k = \overline{-M, M}, \tag{27}$$

где параметры a и b выбираются из условий

$$\sum_{k\in -M}^{M} W(k) = 1, \qquad \sum_{k\in M}^{M} W(k)\cdot k^2 = 0. \tag{28}$$

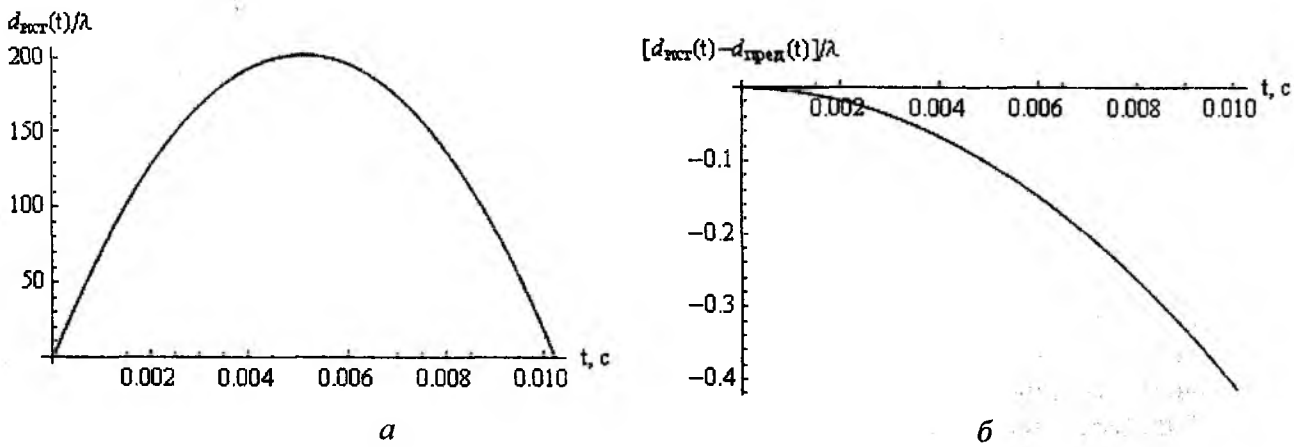
Применение такого окна позволяет практически устранить смещение оценок $\hat{\phi}_q$ (см. выражение (21)).

Исследование свойств разработанных оценок методом статистического моделирования

Целью статистического моделирования было исследование влияния временного окна обработки на ошибки измерения перемещений объекта разработанным алгоритмом. Моделирование проводилось в среде СКМ Mathematica 8.0.

Для исследований был выбран случай равноускоренного движения цели. Начальная скорость объекта составляла $v = 78988{,}9\,\lambda\,c^{-1}$, ускорение движения цели – $a = 1{,}5451\times10^{7}\,\lambda\,c^{-2}$, время наблюдения цели – $T = 0{,}0102244\,c$, интервал дискретизации $\Delta = 4{,}08977\times10^{-7}\,c$ (15 и более отсчетов на период). Изменение перемещения цели на интервале измерений показано на рис. 1, *а*. Рассматриваемый случай неблагоприятен тем, что в середине интервала наблюдения мгновенная скорость цели равна нулю и в результате имеются трудности для разделения низкочастотной и высокочастотной составляющих сигнала в выражениях (24), (25).

В ходе модельного эксперимента расхождение между предполагаемыми и истинными параметрами движения цели (начальной скоростью и ускорением) выбирались столь малыми, чтобы максимальный набег фазы принятого сигнала относительно опорного сигнала не превышал нескольких π на интервале наблюдения. Основной случай, описанный ниже, соответствовал точному совпадению истинной и предполагаемой начальной скорости движения цели и разнице между истинным и предполагаемым ускорением $a_{ист} - a_{пред} = -7898{,}89\,\lambda\,c^{-2}$. Отметим, что при таких значениях параметров разница между предполагаемым и истинным перемещением цели за интервал наблюдения составляет $0{,}412\,\lambda$. На рис. 1, *б* приведено изменение разности между истинным и предполагаемым перемещением цели от времени.



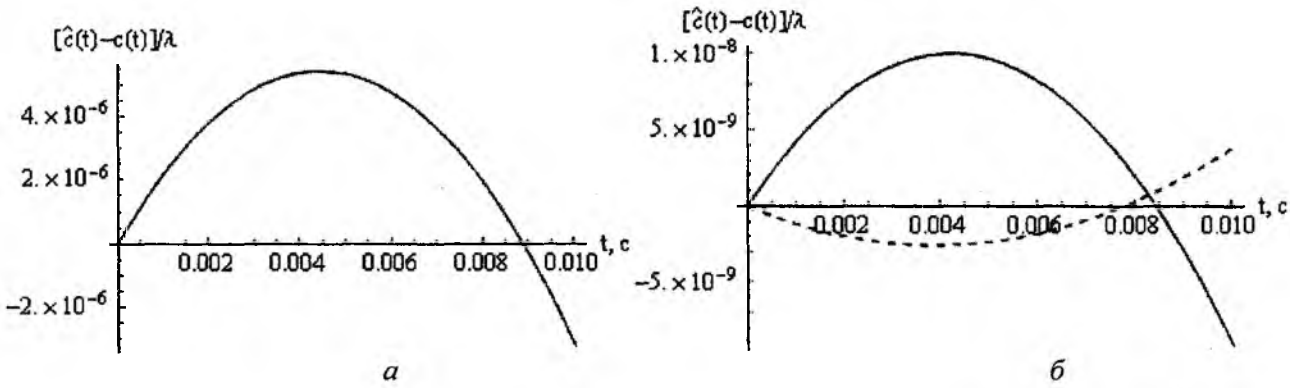
а *б*

Рис. 1

В представленных ниже результатах моделирования длина временного окна обработки была принята равной 401 отсчет (164 *мкс*). При этом исследовалось три типа окон: прямоугольное, окно Ханна и окно с нулевым вторым моментом, реализованное на основе окна Ханна.

Результаты моделирования для случая отсутствия аддитивной помехи показаны на рис. 2, *а* , *б*, где по оси ординат отложена нормированная ошибка измерения перемещения

объекта $[\hat{c}(t)-c(t)]/\lambda$, а функция $c(t)=d_{ист}(t)-d_{ист}(0)$. На рис. 2, *а* отображена ошибка измерения перемещения с использованием прямоугольного окна, а на рис. 2, *б* – с использованием окна Ханна (пунктирная кривая) и окна с нулевым вторым моментом (сплошная кривая).



а *б*

Рис. 2

Результаты моделирования наглядно показывают, что, при отсутствии аддитивной помехи применение весового окна Ханна и синтезированного на его основе окна с нулевым вторым моментом повышает точность оценивания фазы сигнала по сравнению с использованием прямоугольного окна.

В работе исследовано влияние аддитивной помехи типа «гауссовский белый шум» на точность измерения перемещений цели. Установлено, что для описанного выше примера с уменьшением соотношения сигнал шум (от очень больших значений до величины $A/\sigma=10$) влияние весовых окон на точность измерения перемещений уменьшается. При $A/\sigma=10$ все три типа окон обеспечивают примерно одинаковую среднеквадратическую точность измерения перемещений – около $4{,}5\cdot10^{-4}\lambda$.

Выводы

Перспективным направлением построения высокоточных измерителей дальности до объектов является их реализация с применением предварительного гетеродинирования принятых сигналов, их дискретизации и последующей обработки сигналов в цифровом виде.

Во многих прикладных задачах измерения перемещений объектов существует возможность представить закон их движения в виде двух составляющих: априори известной полиномиальной функции с широким диапазоном изменения и медленно изменяющейся полиномиальной функции с неизвестными коэффициентами. В этих случаях существует возможность исключения из принятого сигнала априори известной составляющей путем соответствующей цифровой обработки, состоящей в умножении принятого сигнала на ожидаемый сигнал и последующей низкочастотной фильтрации результата умножения.

Для измерения неизвестной составляющей перемещения объектов разработан алгоритм цифровой обработки. Суть этого алгоритма состоит в разбиении всего интервала наблюдения на элементарные интервалы стационарности, на которых изменения фазы принятого сигнала, обусловленные априори неизвестной составляющей движения, являются существенно меньшими 2π. Затем на каждом из таких интервалов с использованием корреляторов определяется элементарная оценка фазы сигнала. Окончательный результат измерения находится в результате обработки элементарных оценок фаз методами регрессионного анализа.

Проведено исследование характеристик разработанного алгоритма аналитическими методами и путем статистического моделирования. Определены условия асимптотической оптимальности разработанного алгоритма. В результате исследований установлено, что кроме аддитивной помехи на показатели точности алгоритмов измерения могут существенное влияние оказывать и частотные составляющие, возникающие в корреляторах измерителя при

взаимодействии принятых и ожидаемых сигналов. Для устранения таких помех предложено использовать весовые окна, в частности окно Ханна.

Дальнейшие исследования предполагается посвятить решению прикладных задач измерения перемещений объектов с использованием разработанного метода.

Список литературы: 1. *Кинкулькин, И.Е.* Фазовый метод определения координат / Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. – М. : Сов. радио, 1979. – 280 с. 2. *Миценко, И.Д.* Системы ближней дальнометрии : учеб. пособие. Ч.3. Фазовые методы дальнометрии и селекции объектов / Миценко И.Д., Покасов В.В., Ильиных С.П. ; под ред. Миценко И.Д. – Новосибирск : НГТУ, 2003. – 115 с. 3. *Тихонов, В.И.* Оптимальный прием сигналов / Тихонов В.И. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с. 4. *Ширман, Я. Д.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Ширман Я. Д. , Манжос В. Н. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с. 5. *Корн, Г.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Корн Г., Корн Т. – М. : Наука, 1978. – 831 с. 6. *Алгоритмы* обработки сигнала в цифровом баллистическом гравиметре / Омельченко А.В., Сидоренко Г.С., Занимонский Е.М. [и др.] // Вісник Інженерної академії України. – 2009. – Вип. 3-4. – С. 251–255.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.04.2012

УДК 551.501.8:621.396.96

С.И. БАБКИН, канд. техн. наук

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОФИЛЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА ДОПЛЕРОВСКИМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ СПОСОБАМИ

Введение

Метод радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы разрабатывается для дистанционной регистрации профилей основных метеорологических величин – температуры и влажности воздуха, скорости и направления ветра. В течение длительного времени этот метод развивался на базе доплеровской радиолокации пакета акустических волн, распространяющегося в атмосфере в направлении зондирования. Однако ряд особенностей, присущих только методу РАЗ и существенно отличающих такой метод от доплеровской радиолокации точечных целей, заметно затруднил внедрение его в практику метеонаблюдений. В частности, это необходимость непрерывного поддержания условия Брэгга при распространении акустического пакета по трассе зондирования; при этом достигается потенциальная точность регистрации температуры воздуха [1]. Различные способы поддержания условия Брэгга либо снижают оперативность регистрации профиля [2, 3], либо усложняют техническую реализацию метода [4]. Второй особенностью метода РАЗ является то, что, в отличие от радиолокации точечных целей, при которой формируется поле рассеянных сигналов, при радиолокации акустического пакета на подстилающей поверхности формируется пятно рассеянных сигналов, размеры и положение которого определяются шириной диаграмм направленности радио- и акустического передатчиков, высотой зондирования и метеоусловиями, в которых производится зондирование.

Авторами работы [5] предложен корреляционный метод обработки отраженного от акустического пакета радиосигнала, предположительно позволяющий снизить зависимость погрешности регистрации профиля температуры от точности поддержания условия Брэгга. Информацию о скорости акустического пакета в этом способе несет параметр расстройки условия Брэгга. В отличие от доплеровского способа, технически реализованного и практически проверенного в сравнительных измерениях метеовеличин 10-сантиметровой системой РАЗ и датчиками высотной метеомачты [6], данных о теоретической и практической погрешности регистрации профилей температуры воздуха корреляционным способом нет.

В то же время погрешность регистрации метеовеличин, в частности вертикальных профилей температуры воздуха, аппаратурой дистанционного зондирования в настоящее время не всегда отвечает запросам практики метеонаблюдений. Например, погрешность измерения температуры воздуха при исследованиях микрофизических характеристик туманов различного происхождения должна быть не выше 0,01 К.

Данная работа посвящена сравнительному анализу погрешностей регистрации вертикальных профилей температуры воздуха доплеровским и корреляционным способами при радиоакустическом зондировании атмосферы.

Погрешность регистрации профилей температуры воздуха доплеровским способом

Доплеровский способ регистрации вертикальных профилей температуры воздуха методом РАЗ основан на измерении скорости пакета акустических волн в атмосфере C_n, которая связана с температурой выражением

$$C_n = a\sqrt{T} \pm V, \qquad (1$$

где T – абсолютная температура воздуха, V – проекция скорости ветра на направление зондирования, a – коэффициент, зависящий от состава воздуха; для сухого воздуха $a = 20{,}0789 m \cdot s^{-1} \cdot K^{-1/2}$.

Оценка инструментальной среднеквадратичной погрешности измерения температуры воздуха доплеровским радиолокатором, выполненном по обычной схемотехнике, произведена в работе [7]; погрешность этого вида зависит от стабильности частотных характеристик зондирующей аппаратуры и при соотношении сигнал/шум не менее 10 составляет $\sigma T \approx 0{,}25 - 0{,}3K$. Применение современных способов и средств формирования высокостабильных СВЧ колебаний (управляемых синтезаторов частоты и эффективных умножителей) позволит заметно снизить погрешность этого вида [8].

В ряде натурных экспериментов была корректно исследована погрешность регистрации вертикальных профилей температуры воздуха доплеровским способом при РАЗ атмосферы и штатными датчиками, принятыми в качестве эталонных и размещенными на 13 балконах высотной 300-метровой метеомачты Института экспериментальной метеорологии (г. Обнинск) [6]. В этих экспериментах среднеквадратические отклонения результатов сравнительных измерений составили 0,1 – 0,5 К в зависимости от метеоусловий. Следует заметить, что полученные значения среднеквадратических отклонений включают в себя методические погрешности, вызванные: влиянием влажности и наличием вертикальных воздушных потоков (дополнительно изменяющих скорость звука в реальной атмосфере), флуктуационным характером принятых радиосигналов, а также конструктивным разносом антенн радиоканала. Погрешность измерения температуры воздуха за счет каждого неучтенного 1 *м/с* вертикального ветра составляет 1,68 К; максимальная погрешность измерения температуры при полном отсутствии информации о влажности воздуха – 2,25 К [1].

Существование высотного хода температуры воздуха в атмосфере, особенно заметного в пограничном ее слое, приводит к нарушению условия Брэгга, в результате чего имеют место несколько эффектов:

- частота доплеровского сдвига принятого сигнала не совпадает с частотой синусоидального заполнения зондирующего акустического пакета; погрешность регистрации профиля температуры в точках, где нарушается условие Брэгга, может достигать 1 – 2 К [1];
- снижение интенсивности рассеяния радиоволн от пакета акустических волн, что ведет к снижению отношения сигнал/шум на выходе радиоприемника, особенно существенного при большой протяженности пакета.

Экспериментальное подтверждение роста погрешности регистрации профиля температуры воздуха по мере нарушения условия Брэгга приведено в работе [3], где показано, что характер изменения этой погрешности вдоль профиля может быть описан тангенсоидой с минимальным её значением на высоте, где точно выполняется условие Брэгга.

Погрешность регистрации профиля температуры воздуха корреляционным способом

При корреляционном способе регистрации вертикальных профилей температуры воздуха значение скорости акустического пакета в атмосфере может быть найдено по формуле[5]

$$C_n = \frac{2\pi f_n}{4\pi f / c - q}, \qquad (2)$$

где f_n – частота синусоидального заполнения акустического пакета; f – рабочая частота радиолокатора; c – скорость распространения радиоволн; q – параметр расстройки условия Брэгга.

Используя (2), можно найти выражение для расчета температуры воздуха в виде

$$T, K = \left[\frac{2\pi f_n}{a\left(\frac{4\pi f}{c} - q\right)} \right]^2. \qquad (3)$$

В формуле (3) учтено выражение (1), а также предполагается, что вертикальная составляющая скорости ветра, во-первых, существенно ниже скорости звука и ею можно пренебречь, а, во-вторых, является знакопеременной величиной [9]. Выполнив в эксперименте оценку параметра расстройки q по всей трассе зондирования, можно провести регистрацию вертикального профиля температуры воздуха. Методика такого зондирования изложена в работе [10].

Относительная среднеквадратическая погрешность вычисления температуры воздуха по выражению (3) может быть записана в виде уравнения полной погрешности (при условии некоррелированности источников погрешности) в соответствии с [11]:

$$\frac{\sigma T}{T} = \sqrt{\left(\frac{\partial T}{\partial f_n}\frac{\sigma f_n}{f_n}\right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial f}\frac{\sigma f}{f}\right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial c}\frac{\sigma c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial a}\frac{\sigma a}{a}\right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial q}\frac{\sigma q}{q}\right)^2}. \qquad (4)$$

Частные производные по всем параметрам (коэффициенты влияния):

$$\frac{\partial T}{\partial f_n} = \frac{8\pi^2 f_n}{a^2 b^2};\ \frac{\partial T}{\partial f} = \frac{16\pi^2 f_n}{a^2 b^3 c};\ \frac{\partial T}{\partial c} = -\frac{16\pi^2 f_n f}{b^2 c^2};\ \frac{\partial T}{\partial q} = -\frac{4\pi\ f_n}{a\ b^3};\ \frac{\partial T}{\partial a} = -\frac{8\pi^2 f^2{}_n}{a^3 b^2}, \qquad (5)$$

где $b = \frac{4\pi f}{c} - q.$

Для оценки значения относительной среднеквадратической погрешности измерения температуры необходимо задаться значениями параметров, входящих в расчетное выражение (4). Для примера, 10-сантиметровая система РАЗ [6], использованная в сериях сравнительных экспериментов, имела такие параметры: $f_n = 6800\,Гц$ и $f = 3\cdot 10^9\,Гц$, а при $c = 3\cdot 10^8\,м/с$, $a = 20{,}0789 m\cdot s^{-1}\cdot K^{-1/2}$ и $q = 0{,}5$ значение $b = 125{,}1\,м^{-1}$.

Значения коэффициентов влияния в (5) в этом случае таковы:

$$\frac{\partial T}{\partial f_n} = 8{,}5\cdot 10^{-2};\ \frac{\partial T}{\partial f} = 5{,}72\cdot 10^{-14};\ \frac{\partial T}{\partial c} = -8{,}93\cdot 10^{-9};\ \frac{\partial T}{\partial q} = -2\cdot 10^{-3};\ \frac{\partial T}{\partial a} = -23\cdot 10^{-2}. \qquad (6)$$

Анализируя результаты (6), следует отметить, что наибольше влияние на среднеквадратическую погрешность измерения температуры в (4) оказывают неопределенности по частоте зондирующего звука, влажности воздуха и параметру расстройки.

Частота звука формируется техническими устройствами зондирующей системы и ее стабильность может быть обеспечена применением необходимых способов стабилизации. Влажность воздуха есть физический параметр атмосферы, информация о котором может быть получена различными способами (синхронными измерениями, модельными расчетами и т.п.); в ряде случаев, как, например, при зондировании пограничного слоя атмосферы, она может быть принята как постоянная величина. Параметр q является искомой величиной, а поэтому погрешности его определения следует уделить особое влияние.

Значения большинства относительных среднеквадратических погрешностей измерения параметров, входящих в выражение (4), могут быть оценены по известным методикам:

$$\frac{\sigma f_n}{f_n} = 15 \cdot 10^{-12} \text{ и } \frac{\sigma f}{f} = 0{,}3 \cdot 10^{-16} \text{ [12]; } \frac{\sigma a}{a} = 10^{-4} \text{ и } \frac{\sigma c}{c} = 0{,}5 \cdot 10^{-6} \text{ [13].} \qquad (7)$$

Общепринятой методики расчета погрешности оценки величины q пока нет, так как эта величина и не может быть измерена – она оценивается по максимуму корреляционного интеграла, полученному путем перемножения опорного напряжения, сформированного в соответствии с некоторым значением q, с реальным выходным напряжением радиоприемного устройства, полученного с заданной высоты зондирования [10].

Одной из отправных может стать методика определения этой погрешности, исходящая от обратного: необходимо сначала задаться погрешностью измерения температуры, удовлетворяющей конкретным требованиям практики метеонаблюдений (вид прогноза, научные исследования по физике атмосферы, контроль загрязнения атмосферы и пр.). Затем следует найти необходимые разрешения по параметру расстройки Брэгга – Δq и число градаций этого параметра N. Последним этапом такой методики является нахождение погрешности определения величины q. В данном случае, как и обычно, следует разделять методическую и случайную составляющие этой погрешности.

Случайная составляющая погрешности определения q зависит от погрешности воспроизведения опорного напряжения и, в особенности, от уровня выходного напряжения радиоприемного устройства на входе коррелятора, которое соответствует значению реализации рассеянного сигнала, принятого с заданной высоты. При этом следует предположить, что $\delta q \le \Delta q$ (δq – погрешность определения q), а $\sigma T \le \Delta T$.

Рассмотрим роль радиоприемного устройства в формировании погрешности определения параметра расстройки q. Как представляется, его значение в процессе подготовки принятого сигнала к корреляционной обработке является решающим. Основным параметром, определяющим точность фиксации параметра q, является отношение сигнал/шум. Известно, например [14, 15], что оценка мощности случайного сигнала при корреляционной обработке может быть выполнена с погрешностью 10 % при отношении сигнал/шум, равном 10 *дБ*. При этом автором [14] не указано, какая имеется в виду погрешность – максимальная или среднеквадратическая. Если для упрощения анализа принять, что в данном исследовании определена среднеквадратическая погрешность, то из предположения о нормальном распределении погрешности оценки мощности случайного сигнала станет понятно, что максимальная погрешность оценки составит около 30 % при том же отношении сигнал/шум. Зависимость принимаемой мощности радиосигнала P от параметра расстройки Брэгга q описывается экспонентой вида $e(-q^2)$ [1], то $q \approx \sqrt{-\ln P}$, а $\frac{\partial q}{\partial P} \approx \left(\sqrt{-\ln P}\right)' = \left(-\frac{1}{2 \ln P \sqrt{-\ln P}}\right)$ и

$$\frac{\sigma q}{q} \approx \sqrt{\left\{\frac{\partial q}{\partial P}\frac{\sigma P}{P}\right\}^2}.$$

Далее можно записать $\frac{\sigma q}{q} \approx \sqrt{\frac{1}{4(\ln P)^3}}\sqrt{\left\{\frac{\sigma P}{P}\right\}^2}$, откуда видно, что погрешность определения параметра Брэгга, как и следовало бы ожидать, существенно зависит от значения принимаемой мощности и от погрешности ее измерения. Для 10-сантиметровой системы РАЗ [2] уровень принимаемой мощности, обеспечивающий приемлемую погрешность измерений температуры, лежит в пределах $10^{-12}...10^{-14}$ *Вт* или порядка 1 *мкВт*. Тогда

$$\frac{\sigma q}{q} \approx 1{,}4 \cdot 10^{-2}. \qquad (8)$$

С учетом (6) и (8) относительная среднеквадратическая погрешность измерения температуры (подчеркнем – инструментальная) корреляционным способом составит $\frac{\sigma T}{T} \approx 3 \cdot 10^{-5}$, а среднеквадратичная погрешность измерения температуры воздуха в стандартной атмосфере – $\sigma T \approx 0{,}01K$.

Рассмотрение источников методических погрешностей начнем с погрешности, зависящей от заданной разрешающей способности регистрации вертикальных профилей температуры.

Разрешающая способность измерения температуры воздуха по слоям ΔT для разных приложений различная. Если предполагается использование систем РАЗ для регистрации вертикальных профилей температуры воздуха, то следует иметь в виду возможные значения вертикального градиента температуры воздуха в реальных условиях зондирования; среднее значение этой величины для стандартной атмосферы составляет $\gamma = 0{,}62$ К/100 *м* [9]. В отдельных случаях, например при возникновении бризовых ячеек, значения вертикальных градиентов температуры могут достигать 1 – 2 К на 100 *м* [16]. Максимальная разрешающая способность измерения температуры требуется при определении вертикальных градиентов коэффициента преломления для радиоволн сантиметрового диапазона волн [17], для этого приложения пространственное разрешение по вертикали для температурных измерений лежит в пределах $\Delta R = 25 - 30\,м$. Это означает, что для надежного определения значения вертикального коэффициента преломления необходимо обеспечить $\Delta T = 0{,}25$-$0{,}3$ К.

В связи с этим весьма важным при использовании корреляционного способа регистрации вертикального профиля температуры методом РАЗ становится число градаций параметра расстройки Брэгга, необходимое для обеспечения заданной разрешающей способности по температуре, и, соответственно, число каналов корреляционного приема.

Интервал значений q (иными словами, ширина главного лепестка функции $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$, определяющего существенное брэгговское рассеяние), в зависимости от количества длин волн n в зондирующем акустическом пакете лежит в пределах [-1,8;2,2] при $n = 10$ и в пределах [-0,0018; 0,0022] при $n = 100$ [1, 18].

Если принять, что $n = 10$ и $\Delta q = 0{,}1$ то количество градаций $N = 40$, а изменение температуры при таком скачке q составит $\Delta T = 1{,}39K$. Полученное значение разрешающей способности по температуре ΔT ставит под сомнение возможность эффективного зондирования атмосферы с использованием корреляционного способа обработки принятого сигнала при контроле пограничного слоя атмосферы методом РАЗ. В таком режиме зондирования этот метод пригоден, наверное, для регистрации профилей метеорологических величин до верхней границы стратосферы.

Для реализации необходимой разрешающей способности при зондировании пограничного слоя атмосферы нужно обеспечить выполнение условия $\Delta q \le 0{,}05$. Тогда $\Delta T = 0{,}2K$. Следовательно, для реализации указанной разрешающей способности измерения температуры с использованием корреляционного способа потребуется, как минимум, 80 каналов для обработки принятых сигналов. Если ставить задачу обеспечения большей разрешающей способности при применении корреляционного способа обработки принятых сигналов, то необходимо далее увеличивать число каналов коррелятора.

В случае, если для зондирования используется акустический пакет с количеством длин волн $n = 100$, то ширина главного лепестка функции $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ уменьшается на три порядка, а вид самой функции носит многолепестковый характер с глубокими провалами (теоретически, до нуля). В сравнительных экспериментах по зондированию атмосферы короткими и длинными акустическими пакетами нами обнаружено, что при использовании длинных

пакетов заметно увеличиваются флуктуации принимаемых сигналов, не связанные с пульсациями параметра q. Такой характер принимаемых сигналов затруднит корреляционную обработку сигналов и приведет к увеличению погрешности определения q.

При определении методической погрешности необходимо также отметить и ряд физических факторов, существующих в атмосфере и влияющих на эффективность радиоакустического зондирования. Прежде всего, это горизонтальный перенос акустического пакета, причем и средним ветром и его порывами. Такой перенос пакета не вызывает изменения параметра q, но из-за выноса пакета из диаграмм направленностей антенн радиоканала происходит уменьшение мощности принимаемых сигналов. Примерно такое же влияние оказывает и поворот фазового фронта акустической волны вследствие действия на него вертикальных градиентов температуры воздуха и скорости ветра. В результате действия этих эффектов на пятно рассеянных сигналов оно "соскальзывает" с апертуры приемной радиоантенны [19] и мощность принимаемых сигналов дополнительно снижается. Свой вклад в погрешность этого типа вносит также и турбулентность через вариацию радиуса поперечной и продольной когерентности фазовых фронтов звуковых волн, также снижающая мощность рассеянных радиосигналов. Заметное влияние на погрешность регистрации вертикального профиля температуры, как следует из (6), оказывает и коэффициент a, зависящий от содержания в воздухе водяного пара e и атмосферного давления P_a, обычно изменяющихся с высотой [9, 17]; это видно из выражения, описывающего скорость звука при любых значениях T, e, P_a [2, 13]:

$$C_n = 20{,}0789 \cdot d \cdot \sqrt{T},$$

где $d = \sqrt{\dfrac{1}{1-0{,}378 \cdot \dfrac{e}{P_a}} \cdot \dfrac{1+\dfrac{\chi_1-\chi_2}{\chi_1(\chi_2-1)} \cdot \dfrac{e}{P_a}}{1+\dfrac{\chi_1-\chi_2}{\chi_2-1} \cdot \dfrac{e}{P_a}}}$, а χ_1 – отношение теплоемкостей сухого воздуха и χ_2 – то же для водяного пара [20].

С другой стороны, мощность принимаемых радиосигналов снижается и за счет поглощения энергии звуковых волн, возникающего вследствие релаксационных процессов, происходящих при распространении этих волн во влажном атмосферном воздухе [1, 18].

Методические погрешности, возникающие из-за отсутствия априорной информации о метеорологических величинах и атмосферных процессах в различных условиях зондирования с использованием различных видов обработки сигналов, можно снизить привлечением необходимой информации, получаемой либо от соответствующих метеорологических датчиков либо по данным модельных расчетов. Такой подход был использован при исследовании возможностей доплеровского способа при экспериментальном зондировании атмосферы в реальных метеоусловиях [6] и при регистрации профилей температуры воздуха на разных стадиях существования теплых туманов на границе суша-море [18].

Заключение

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Инструментальная погрешность измерения температуры воздуха аппаратурой РАЗ с использованием корреляционной обработки принятых сигналов ниже, чем при доплеровской обработке, однако устройство корреляционной обработки нуждается в усложнении (в частности, в увеличении числа каналов).

2. При корреляционной обработке сигналов заметно увеличивается количество изменчивых по высоте атмосферных факторов, которые формируют методическую погрешность регистрации профилей температуры, что требует дальнейших исследований.

Список литературы.1. *Каллистратова, М.А., Кон, А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М. : Наука, 1985. – 195с. 2. *Оценка* погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы. Сообщение 1. Разработка эксперимента / *Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г. и др.* // Радиотехника : Респ. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков : Вища шк., 1987. – Вып. 82. – С. 78-83. 3. *Оценка* погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы. Сообщение 2. / *Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г. и др.*// Радиотехника : Респ. межвед. науч..-техн. сб. – Харьков : Вища шк., 1988. – Вып. 84. – С. 98-105. 4. *Горелик, А.Г., Жежерин, В.Р., Каллистратова, М.А. и др.* Оперативные измерения профиля температуры методом радиоакустического зондирования с автоматической подстройкой под условие Брегга // XIV Всесоюз. конф. по распространению радиоволн : тез. докл., Ленинград, октябрь 1984. – М. : Наука, 1984. – Ч. 2. С.276-278. 5. *Карташов, В.М., Волох, А.В., Радионова, В.В.* Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харків : ХНУРЕ, 2007. – Вып. 150. – С. 94 -99. 6. *Бабкин, С.И., Милосердова, Г.Н., Орлов М.Ю.* и др. Определение температуры, скорости и направления ветра в приземном слое атмосферы // Метеорология и гидрология. – 1980. **20**, № 6. – С.495-500. 7. *Бабкин, С.И.* О точности измерения скорости звука в атмосфере доплеровским радиолокатором // Радиотехника : Респ. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков : Вища шк., 1979. – Вып. 50. – С. 67-72. 8.*Зубков, О.В.* Розширення зони огляду і поліпшення технічних характеристик комплексу вертикального радіолокаційного зондування атмосферного прикордонного шару : автореф. дис....канд. техн. наук. спец. 05.12.17 – Радіотехнічні та телевізійні системи. – Харків, 2004. – С. 9. *Хргиан, А.Х.* Физика атмосферы.- Л.: Гидрометеоиздат,1969. – 647 с. 10. *Патент* України. № 89344. Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для дистанційної реєстрації вертикального профіля температури повітря / Карташов В.М., Бабкін С.І., Волох А.В., Семеняка А.В., Пащенко С.В., Яценко П.О. Опубл. бюл.№1 від 11.01.2010 р. 11. *Кукуш, В.Д.* Определение погрешностей результатов и средств измерений. – Харьков : ХПИ,1979. – 113 с. 12. *Орнатский*, П.П. Автоматические измерения и приборы (цифровые и аналоговые). – Киев : Вища шк. -1986. – 504 с. 13. *Разработать* методику оперативного выявления неблагоприятных метеорологических ситуаций, приводящих к повышенным уровням загрязнения атмосферы (2.220.175.77 (а) // Отчет по НИР. Гос. Рег.№ 77065488. Ч.2. Науч.рук. Прошкин Е.Г. – Харьков : ХИРЭ, 1979.- 64 с. 14. *Орлов, В.В.* Оценка мощности случайного сигнала на основе корреляционной пространственной обработки. – ААЭКС, № 1 (11), 2003. Информационно-управляющие комплексы и системы. 15. *Михалев, Л.А., Новичков, И.С., Сталенков, С.Е.* Исследование побочных электромагнитных излучений технических средств. http://www.bre.ru/security/4498.html. (дата обращения 14.09.2011 г.). 16 . *Лужбин, А.М., Саркисянц, В.А.* Структура поля коэффициента преломления в инверсионных слоях вблизи границы суша-море // Радиофизические методы и средства для исследования окружающей среды в миллиметровом диапазоне. – 1988. – С. 87-91. 17. *Бин, Б.Р., Даттон, Е. Дж.* Радиометеорология. – Л. : Гидрометеоиздат. – 1971. – 362 с. 18. *Радиоакустическое* зондирование атмосферы / Прошкин Е.Г., Бабкин С.И., Г.В.Груша и др. Разд.2 // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Кащеева Б.Л., Прошкина Е.Г., Лагутина М.Ф. – Харьков : Коллегиум, 2002. – С.44-98. 19.*Прошкин,Е.Г., Карташов,В.М., Бабкин,С.И., Волох, А.С.* Современное состояние, проблемы и перспективы систем радиоакустического зодирования // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2007. – Вып. 150. – С. 5 -16. 20. *Головин Н.Я.* Акустические артиллерийские приборы. Ч.1.Физические основы устройства акустических приборов. – М. : Воениздат, 1940. – 410 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.04.2012

УДК 528.48

С.В. ТЮРИН, канд. техн. наук, И.Е. АЛЕКСЕЕВ

АДАПТИВНЫЙ ЛАЗЕРНЫЙ СКАНЕР ДЛЯ АВТОНОМНЫХ МОБИЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ

Введение

Одной из особенностей современного этапа развития радиотехнических информационных систем является создание и широкое внедрение в различных отраслях промышленности и военной области компактных мобильных роботизированных комплексов [1]. К ним относятся мобильные трехмерные сканеры, роботизированные навигационные платформы, системы оперативного мониторинга, устройства автоматического сближения и стыковки объектов, бортовые приборы картографирования местности, многофункциональные дистанционные измерители промышленного и военного назначения. Такие комплексы предназначены для дистанционного оперативного сбора многопараметрической информации об исследуемых объектах и окружающей обстановке в труднодоступных и опасных для человека зонах с последующей передачей полученных данных по радиоканалу на пульт управления. При этом комплексы могут управляться дистанционно или осуществлять свои функции автономно.

Важной задачей мобильных комплексов является обеспечение их автономного безопасного передвижения в условиях сложного рельефа местности и высокоточного выполнения операций манипулятором и другими исполнительными устройствами [2]. С этой целью они оборудуются лазерными сканерами, осуществляющими высокоточные скоростные измерения расстояния до поверхности исследуемых объектов и ближайших препятствий в заданном угловом секторе на пути следования [3]. При этом измерения происходят в динамически изменяющихся внешних условиях и при непрерывном изменении пространственного положения объектов, что вызывает флуктуации параметров принятых сигналов и обусловливает появление значительных измерительных ошибок [4]. В связи с этим возникает актуальная задача адаптации параметров лазерного сканера к изменяющимся условиям и разработки эффективных методов компенсации ошибок измерения.

Целью работы – исследование адаптивных методов компенсации ошибок измерения лазерного сканера для высокоточного построения маршрута движения и обеспечения безопасного преодоления препятствий мобильными комплексами.

Исследование методов компенсации ошибок измерения расстояния

Типичная структура мобильных комплексов состоит из управляемой подвижной колесной или гусеничной платформы, измерителя расстояния, комплекта различных информационных датчиков, телевизионных камер, навигационной системы, исполнительных устройств и пульта дистанционного управления. Внешний вид и основные элементы мобильного комплекса, разработанного в НУЦ ОРТ, представлены на рис.1.

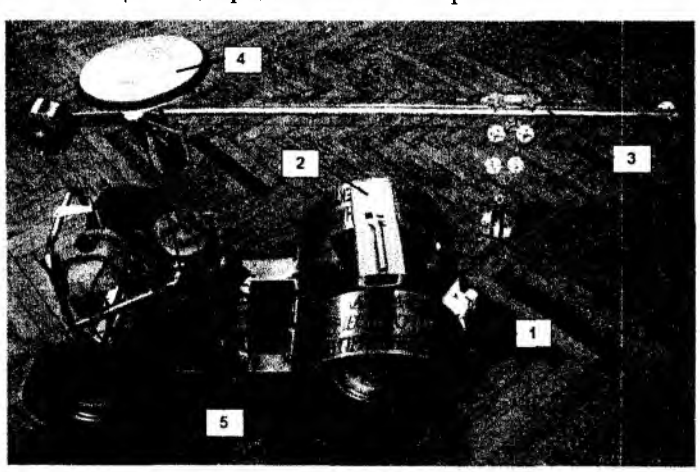


Рис.1. Мобильный комплекс с высокоточным лазерным сканером

В его состав мобильного комплекса входят:

1. Мобильная многофункциональная платформа.
2. Лазерный сканер со встроенной видеокамерой.
3. Роботизированный подъемный манипулятор.
4. GPS приемник.
5. Устройство обработки и управления.

Для эффективного функционирования мобильного комплекса на неизвестной местности необходимо осуществить обнаружение препятствий на пути следования, с высокой точностью измерить расстояние до них и построить оптимальный маршрут движения для их преодоления. Традиционно такая задача решается путем применения комбинации телевизионных систем с дальномерными средствами [5]. При этом телевизионная информация используется для дистанционного управления платформой, а дальномерная – для автоматического решения задачи безопасного преодоления препятствий и высокоточного управления манипулятором. В большинстве случаев в качестве дальномерных устройств применяют лазерные измерители. В отличие от ультразвуковых датчиков они обеспечивают большую дальность действия и высокую точность определения пространственного положения препятствий.

Лазерный сканер представляет собой компактное дальномерное устройство, расположенное на поворотной двухосевой электромеханической платформе. Он осуществляет высокоскоростные измерения расстояния в условиях динамического изменения пространственного положения протяженных объектов с локально неоднородной неплоской поверхностью и значительных колебаний уровня фона, которые обуславливают существенные флуктуации амплитуды и искажения формы принимаемых сигналов [6]. Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум и случайному сдвигу момента срабатывания временных дискриминаторов, что обуславливает появление значительных ошибок измерения временного интервала между излученным и принятым от объекта импульсом.

Существующие методы снижения таких ошибок основаны на использовании временных дискриминаторов, не чувствительных к изменениям амплитуды принимаемого сигнала [7]. Однако они эффективны лишь в линейной области изменения сигнала и в достаточно ограниченном динамическом диапазоне, что обуславливает необходимость применения средств автоматической регулировки усиления. При нелинейных искажениях сигнала, обусловленных изменениями отражательных характеристик локально неоднородной наклонной поверхности при высокоскоростном сканировании местности и перегрузками приемного тракта, эти методы становятся непригодными [8]. Кроме этого, ситуация ухудшается появлением в этих условиях шумов и помех аддитивного и мультипликативного характера, которые приводят к значительному возрастанию ошибок измерений, а в некоторых случаях к неустойчивой работе фотоприемного устройства.

При фиксации импульса по переднему фронту в условиях значительных флуктуаций амплитуды и нелинейных искажений формы доминируют два вида ошибок:

- ошибки измерения $\Delta t_{амп}$, обусловленные флуктуациями амплитуды импульсов;
- ошибки измерения $\Delta t_{и}$, обусловленные искажениями импульсов в режиме насыщения усиления.

При этом, как показали исследования, каждому значению амплитуды и длительности импульса в режиме насыщения усиления соответствует своя определенная ошибка измерений. Поэтому для оценки ошибок измерения и, соответственно, формирования поправок для их компенсации достаточно измерять текущее значение амплитуды импульса или его длительности в режиме ограничения амплитуды при насыщении усиления.

На этом основании были разработаны методы компенсации ошибок измерений:

1. Коррекция в реальном времени значений дальности (R) с помощью поправок, сформированных на основе измерения амплитуды принятых импульсов:

$$\tilde{R} = R - (\frac{c}{2} \cdot \Delta t_{амп}), \quad (1)$$

При этом необходимо построить функциональную зависимость таких поправок от амплитуды импульсов U_a:

$$\Delta t_{амп} = f(U_a), \quad (2)$$

2. Коррекция в реальном времени значений дальности (R) с помощью поправок, сформированных на основе измерения длительности ограниченных по амплитуде импульсов в режиме насыщения усиления:

$$\tilde{R} = R - (\frac{c}{2} \cdot \Delta t_u), \quad (3)$$

При этом необходимо построить функциональную зависимость таких поправок от длительности импульсов в режиме насыщения усиления (τ_u):

$$\Delta t_u = f(\tau_u). \quad (4)$$

В отсутствие априорной информации о форме принятого сигнала модель оценки корреционных поправок была построена на основе реальных функциональных зависимостей ошибок измерений от амплитуды принятого импульса и от длительности ограниченного по амплитуде импульса в режиме насыщения усиления, полученных на этапе макетирования устройства. При этом такие зависимости аппроксимировались кусочно-линейными функциями. Для этого случая было получено выражение для оценки поправок на каждом линейном участке зависимости при компенсации ошибок, обусловленных флуктуациями амплитуды импульса:

$$\Delta t_{амп} = \left[\frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(U_2 - U_1)} \times (U_{макс} - U_1) \right] + \Delta t_1, \quad (5)$$

где Δt_1; Δt_2 – граничные значения временной задержки для выбранного линейного участка зависимости; U_1; U_2 – значения амплитуды импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; $U_{макс}$ – измеренная амплитуда импульса.

Для оценки поправок на каждом линейном участке зависимости при компенсации ошибок, обусловленных расширением импульсов в режиме насыщения усиления, было получено соотношение

$$\Delta t_u = \frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(\tau_{u2} - \tau_{u1})} \times [T_o(n_{кз} - n_{кп}) - \tau_{u1}] + \Delta t_1, \quad (6)$$

где $\tau_{и1}$; $\tau_{и2}$ – значения длительностей импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; T_0 – период тактовых импульсов измерителя временных интервалов; $n_{кз}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя задним фронтом; $n_{кп}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя передним фронтом.

Эти поправки оцениваются для фиксированного (известного) значения порогового напряжения. В случае использования адаптивного порога поправки оцениваются для всего диапазона изменений порогового напряжения. Формирование адаптивного порога осуществляется на основе измерения текущего уровня шума.

Измеритель амплитуды сигнала и уровня шума был реализован на базе ПЛИС XILINX (XC3S200-5VQ100), структура которого представлена на рис. 2.

Измерения амплитуды сигнала и шума происходят на разных временных интервалах. Сначала измеряется амплитуда сигнала на интервале, соответствующем максимально возможной дальности до объекта согласно выражению

$$U_{макс}(t) = \begin{cases} U_{i+1}(t), если U_{i+1}(t) \geq U_i(t) \\ U_i(t), если U_{i+1}(t) < U_i(t) \end{cases}, \quad (7)$$

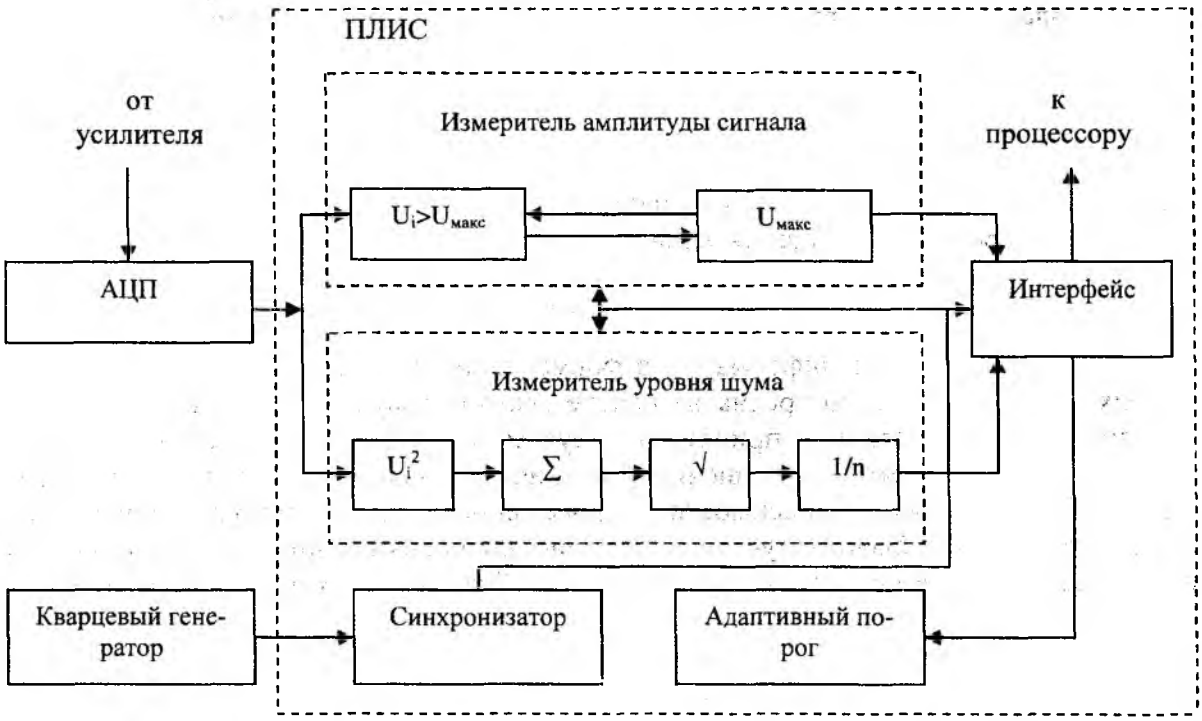


Рис. 2. Структура измерителя амплитуды сигнала и уровня шума

После этого измеряется уровень шума на временном интервале в отсутствии отраженного сигнала согласно выражению

$$\sigma_ш = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^{n} (U_{iш} - m_ш)^2}, \quad (8)$$

где $\sigma_ш$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) шума; $U_{iш}$ – текущее значение шумового напряжения; $m_ш$ – МОЖ шумового напряжения.

Измеренные значения амплитуды и уровня шума поступают в микропроцессор для формирования поправок. Кроме этого, текущее значение шума используется в качестве адаптивного порога для временного дискриминатора.

Измеритель длительности сигнала в режиме насыщения усиления был реализован на базе высокоточного время-цифрового преобразователя TDC-GP2 с разрешением 50 *пс*, структура которого представлена на рис. 3.

Для измерения длительности импульса в режиме насыщения усилителя используют двухканальный режим работы TDC, который запускается СТАРТ-импульсом. При этом в одном канале счет останавливается передним фронтом Стоп-импульса, а в другом канале – задним фронтом Стоп-импульса. Разность значений двух измеренных интервалов соответствует длительности импульса согласно выражению

$$\tau_и = T_0 \cdot (n_{кз} - n_{кп}), \quad (9)$$

Полученные данные поступают в микропроцессор для формирования поправок.

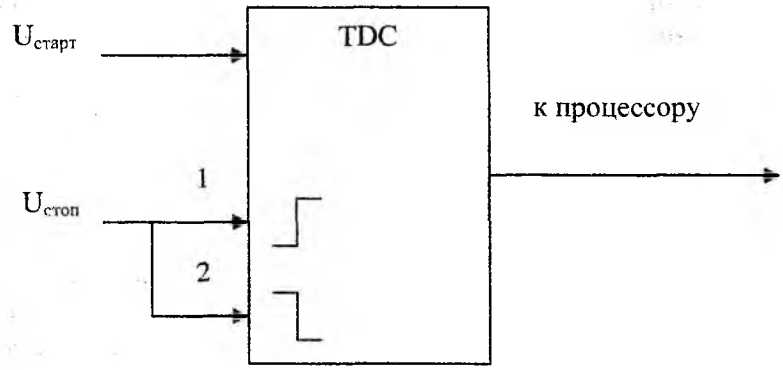


Рис. 3. Измеритель длительности сигнала в режиме насыщения усиления

Кроме этого, для обеспечения устойчивого функционирования лазерного сканера в условиях значительных колебаний уровня фона было реализовано адаптивное управление параметрами фотоприемного устройства. С этой целью производилось управление усилением лавинного фотодиода (ЛФД). Структурная схема контура управления усилением ЛФД представлена на рис. 4.

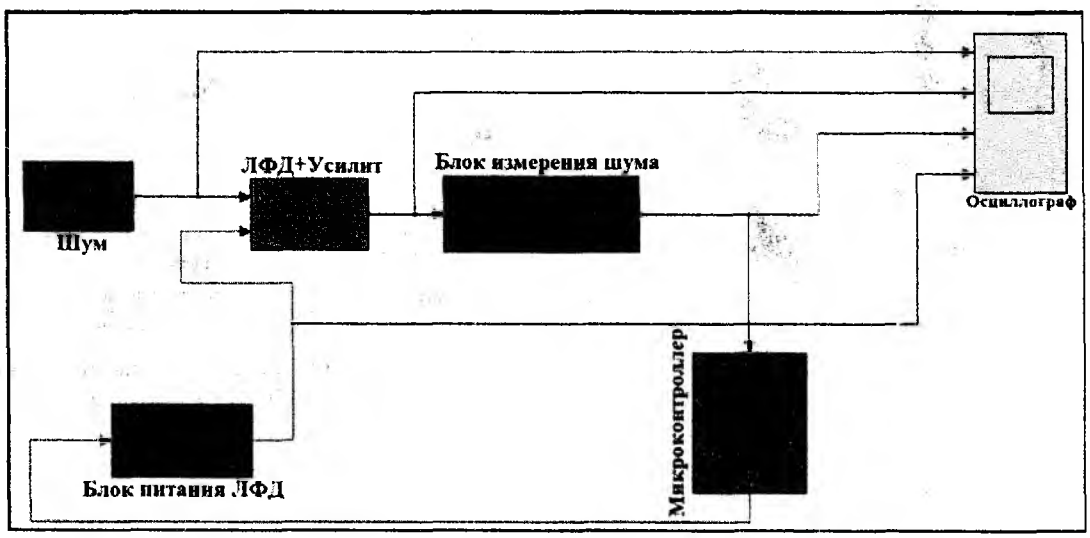


Рис .4. Структурная схема контура управления усилением ЛФД

Процесс управления усилением основан на изменении напряжения источника питания ЛФД в случае изменения уровня шума. При этом управляющий сигнал формируется в микроконтроллере на основе результатов измерения шума и изменяет коэффициент усиления K(Uiш) согласно выражению

$$K(U_{i_{ш}}) = \begin{cases} 1, \text{если } U_{i_{ш}} < U_{гр} \\ K_i, \text{если } U_{i_{ш}} \geq U_{гр} \end{cases}, \qquad (10)$$

где $U_{гр}$ – граничное значение порога, которое рассчитывается из соотношения

$$U_{гр} = q(D,F) \cdot \sigma_{ш}, \qquad (11)$$

где $q(D,F)$ – отношение сигнал/шум, которое обеспечивает заданные значения вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги.

Экспериментальные результаты

На основе разработанных методов была синтезирована имитационная модель и разработан макет лазерного дальномерного устройства (ЛДУ). Макет собран на едином шасси, а его

габаритные размеры определяются конструкцией оптических модулей и размерами печатных плат. Измеритель амплитуды сигнала и уровня шума был размещен на плате оптоэлектронного приемного модуля, а измеритель длительности ограниченного по амплитуде сигнала в режиме насыщения усиления – на микропроцессорной плате. Управление напряжением питания ЛФД осуществлялось на плате питания.

Экспериментальные исследования макета заключались в оценке точности определения калиброванных расстояний до различных объектов с локально неоднородной поверхностью в условиях реальной турбулентной атмосферы и вариациях освещенности. При этом влияние атмосферы и изменения отражательных характеристик локальных участков протяженных объектов приводили к флуктуациям амплитуды принимаемых сигналов, а наличие «зеркальных» областей и отражений от близких объектов обусловливали ограничение сигнала по амплитуде в режиме насыщения усиления.

Внешний вид макета ЛДУ и его основные элементы представлены на рис. 5. Осциллограммы ограниченного по амплитуде отраженного сигнала и СТОП импульса представлены на рис. 6.

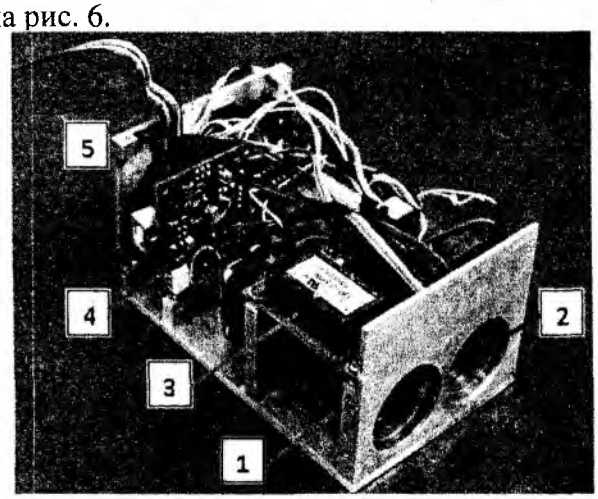


Рис. 5. Макет ЛДУ

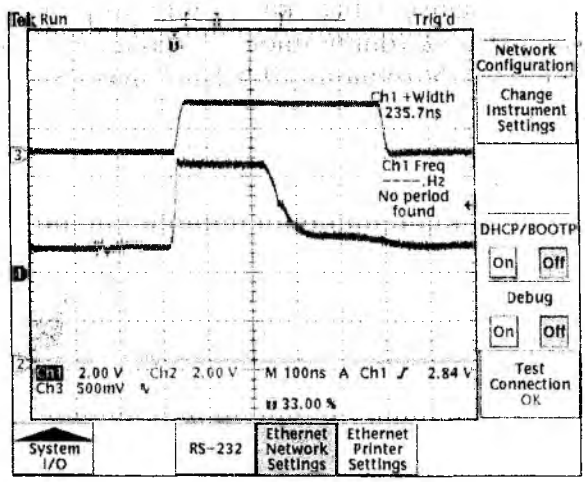


Рис. 6. Осциллограммы отраженного сигнала и СТОП импульса

В состав макета входят:

1. Лазерный передающий модуль.
2. Оптоэлектронный приемный модуль.
3. Плата питания.
4. Плата микропроцессора.
5. Интерфейс.

Были проведены испытания и получены экспериментальные зависимости ошибок измерения от амплитуды сигнала и от длительности ограниченного по амплитуде сигнала в режиме насыщения усиления согласно выражениям (5) и (6). При этом изменения амплитуды и длительности сигнала осуществлялись с помощью калиброванных отражательных пленок, применением набора нейтральных светофильтров и вариацией расстояния между лазерным излучателем и объектом. Построение экспериментальных зависимостей проводилось для различных значений уровня порога от 50 до 216,4 *мВ*.

Результаты построения таких зависимостей представлены на рис. 7 и 8 соответственно.

Данные зависимости сохраняются в микропроцессоре и используются в качестве поправок для компенсации ошибок измерения лазерного сканера в условиях флуктуаций амплитуды сигнала и искажений формы в режиме насыщения усиления.

Были проведены исследования контура управления усилением ЛФД. Диаграммы, поясняющие этот процесс, представлены на рис. 9.

Алгоритм работы контура управления ЛФД состоит в следующем. Изменения уровня шума (граф. 2), которые обусловлены вариациями внешнего фона, флуктуациями параметров устройств или изменениями температуры, фиксируются в блоке измерения шума, где определяется СКО шума на заданном временном интервале (граф. 3). На основе этого в микро-

контроллере формируется управляющий сигнал для изменения напряжения источника питания ЛФД (граф. 4). При этом с увеличением уровня шума напряжение питания ЛФД уменьшается и, следовательно, уменьшается коэффициент усиления согласно соотношениям (10) и (11). Это позволяет обеспечить устойчивую работу ФПУ в условиях возрастания шума.

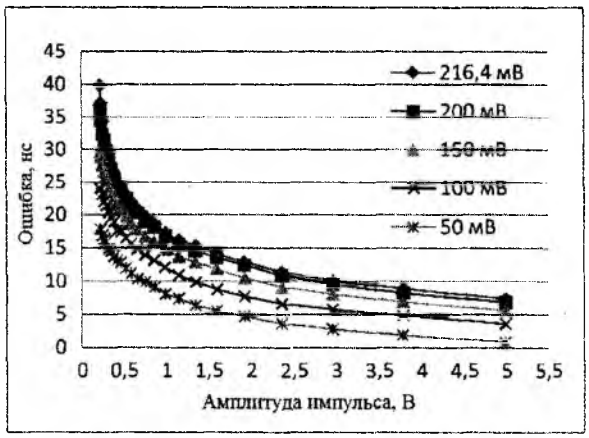


Рис. 7. Зависимость ошибок измерения от амплитуды сигнала

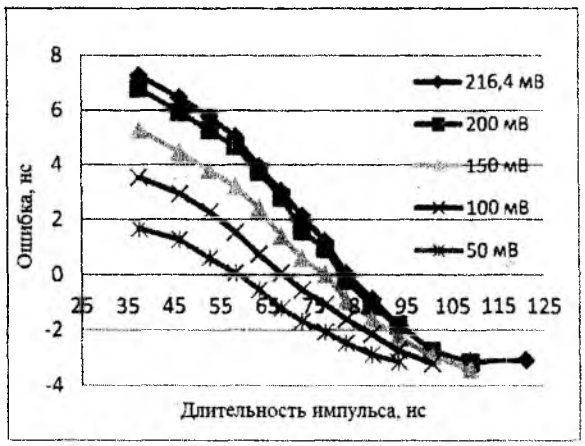


Рис. 8. Зависимость ошибок измерения от длительности сигнала

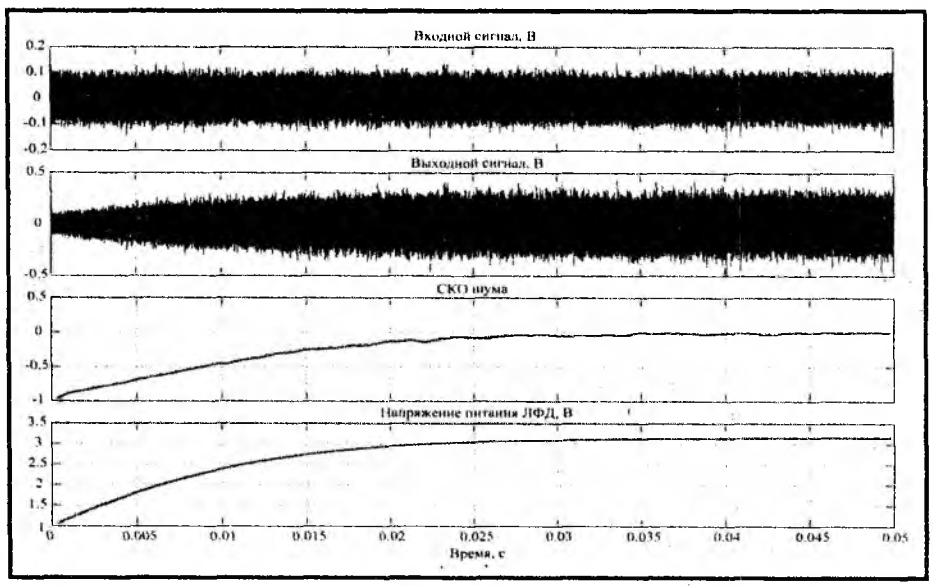


Рис. 9. Выходные сигналы контура управления усилением ЛФД

Оценка эффективности разработанных методов заключалась в сравнении ошибок измерения дальности, полученных в ходе проведения экспериментальных исследований макета и тестирования модели при идентичных параметрах и условиях измерений. Результаты оценки измерительных ошибок при моделировании и полевых испытаниях макета, а также в условиях возрастания шума представлены на рис. 10 и 11.

Заключение

Анализ результатов проведенных исследований показал, что применение методов компенсации ошибок измерений позволяет существенно повысить точность измерений лазерного дальномерного устройства в условиях флуктуаций амплитуды принятого сигнала и искажений его формы в режиме насыщения усиления. При этом ошибки измерения дальности макета и модели с использованием коррекции не превышают ±1 *см* во всем диапазоне изменений параметров внешних воздействий. Ошибки измерений модели без коррекции для идентичных условий существенно больше и находятся в пределах – 7 +17 *см*. При использовании ЛФД без управления усиления ошибки измерений существенно возрастают в случае незначительного превышения установленного граничного порогового значения напряжения

(200 *мВ*). Дальнейшее неконтролируемое возрастание уровня шума для такого ЛФД приводит к срыву процесса измерений.

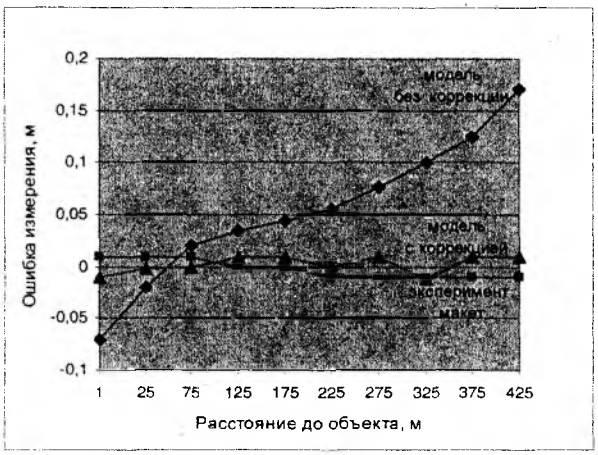


Рис. 10. Ошибки измерения модели и макета ЛДУ

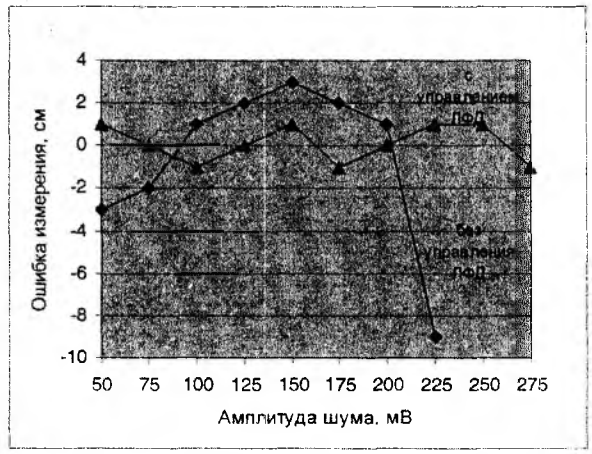


Рис. 11. Ошибки измерений в условиях возрастания уровня шума

Применение разработанных методов обеспечивает:

– адаптацию ЛДУ к любым динамическим изменениям внешних условий при быстром сканировании объектов;

– эффективную компенсацию ошибок измерений практически в неограниченном динамическом диапазоне, что устраняет необходимость применения средств АРУ;

– повышение быстродействия ЛДУ за счет коррекции каждого из результатов измерений;

– высокую точность измерений, которая практически ограничивается только разрешением используемого измерителя временных интервалов (для TDC-GP2 ошибка составляет ±1*см*, а для TDC-GPX – ±1*мм*).

Список литературы: 1. *Everett, H.* Robotic Security Systems. IEEE Instruments and Measurements Magazine. – 2003. – Vol.6, No.4. – P.30-34. 2. *Lacroix, S., et al.*, Autonomous Rover Navigation on Unknown Terrains: Functions and Integration // International Journal of Robotics Research. – Vol.21, No. 10 – 11. – P. 917 – 942, 2002. 3. *Cole, D.M., Newman, P.M.* Using Laser Range Data for 3D SLAM in Outdoor Environments. In Proceedings of the IEEE International Conference on Robotic and Automation (ICRA-06), Orlando, Florida, USA, May 2006. 4. *Шульц, Р.* Аналіз методів та моделей калібрування наземних лазерних сканерів // Сучасні досягнення геодезичної науки та виробництва. – 2011. – Вип. II(22). – С.128-133. 5. *Коваль, В.* Злиття структурованого світла і відеокамери для управління мобільним роботом // Штучний інтелект. – 2004. – №1. – С.52-59. 6. *Данилин, И.М., Медведев, Е.М., Мельников, С.Р.* Лазерная локация земли и леса. – Красноярск, 2005. – 182 с. 7. *Kilpelä, A., Ylitalo, J., Määtta, K., Kostamovaara. J.* Timing discriminator for pulsed time-of-flight laser rangefinder measurement // Review of Scientific Instruments. – 1998. – Vol. 69, №5. – P. 1978-1984. 8. *Вильнер, В., Ларюшин, А., Рудь, Е.* Методы повышения точности импульсных лазерных дальномеров // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №3. – С. 118-123.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012

УДК 621.37: 004.891.3: 616-07

Л.Ф. САЙКОВСКАЯ, канд. техн. наук

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦНС ЧЕЛОВЕКА

Введение

Новые технологии получения и обработки информации, особенно с использованием современных персональных компьютеров (ПК), предъявляют возрастающие требования к организму человека в плане наблюдения, распознавания и быстрого реагирования на изменяющуюся ситуацию. Одной из временных характеристик центральной нервной системы (ЦНС) человека является скорость рефлекторной реакции, в частности – скорость зрительно-моторной реакции (ЗМР), которая существенно зависит, как от функционального состояния организма, так и от характера решаемых задач и способа предъявления информации [1]. Для проведения профессионального отбора, оценки функционального состояния человека в динамике деятельности, разработки режимов труда и отдыха используются показатели ЗМР. Несмотря на относительную стабильность показателей ЦНС, они способны изменяться в интервалах индивидуальной нормы реакции под действием внешних факторов, например, умственного или физического труда.

Для оценки скорости ЗМР человека используются приборы под названием «Рефлексометры», позволяющие определять основные параметры рефлекса и степень проявления рефлекторных реакций. Простое время сенсомоторной реакции измеряется с момента включения сигнала до момента выполнения заданной ответной реакции. Более полную информацию о функциональном состоянии ЦНС можно получить, определяя время сложной реакции или простой и сложной в комплексе.

Цель данной работы – разработка и реализация приборов для исследования ЗМР.

Приборы и методы для определения ЗМР человека

Для определения скорости ЗМР человека были разработаны три вида рефлексометров. Эти приборы позволяют оценить скорость реакции на световой/звуковой раздражитель, скорость дифференцированной ЗМР, количество правильных/неправильных реакций на предъявляемые стимулы. На функциональной схеме (рис. 1) показаны основные узлы устройств.

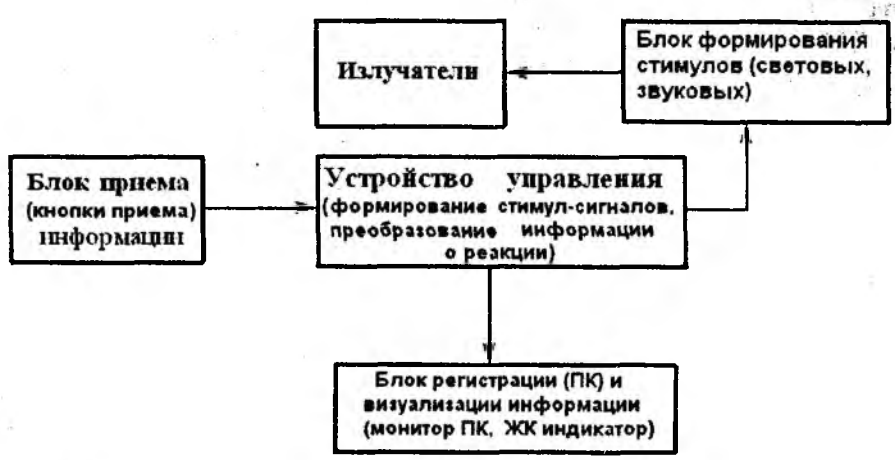


Рис. 1

Техническая реализация всех рефлексометров сходная. Все приборы построены на основе программно управляемого микроконтроллера, выполняющего функции генерирования стимул-сигналов, проверки ответной реакции испытуемого, временного хранения и выведения информации на ЖКИ, если прибор работает не в автоматическом режиме, или передачи

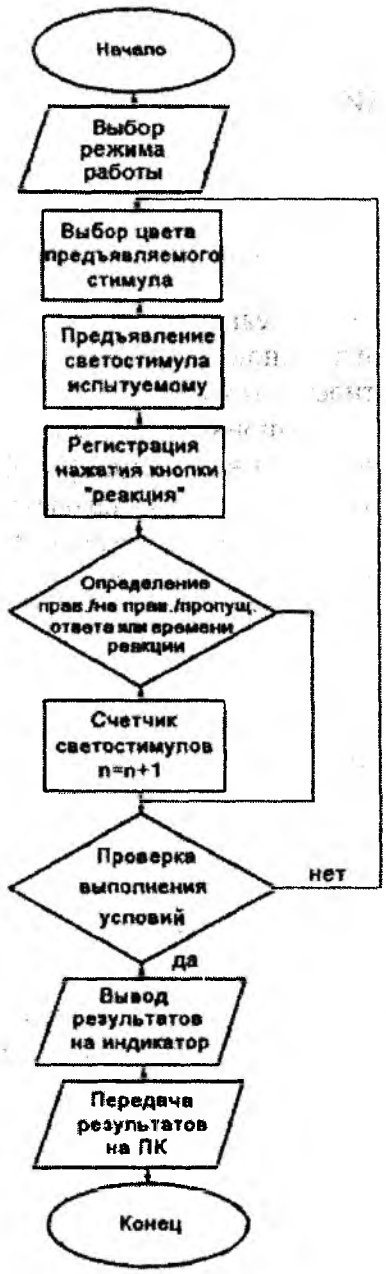


Рис. 2

результатов измерений в ПК. Обобщенный алгоритм их работы представлен на рис. 2. Различия между приборами состоят в способах предъявления тестирующей информации (последовательность световых стимулов разных цветов, интервалы между ними) и ее первичной обработки.

Рефлексометр «Реакция» дает возможность определить скорость простой рефлекторной реакции на световой (светодиод красного цвета) или звуковой (пьезоизлучатель) раздражители [2]. После установки режима работы (свет или звук) выдаётся стимул-сигнал длительностью 20 *мс*. Испытуемый должен отреагировать на каждый предъявленный стимул нажатием рабочей кнопки. Особенностью программы является то, что случайным образом происходит выбор межстимульного интервала и при помощи цикла формируется пауза между стимулами. После предъявления стимула устройство переходит в режим ожидания реакции испытуемого. Проверка и подсчёт времени реакции производится через каждые 10 *мс*. Если кнопка нажата за время, менее 500 *мс*, то время реакции суммируется с прошлым значением и счетчик правильных ответов увеличивается на единицу. В другом случае на единицу увеличивается значение счетчика ошибок. После проведения 20 измерений происходит усреднение времени реакции, вывод результата на индикатор и передача данных в ПК.

Принцип дифференцированной ЗМР основан на определении зрительно-двигательного реагирования на комплекс световых сигналов (возбуждающих и тормозящих) [2]. Для этого был разработан специальный прибор, который в случайном порядке предъявляет стимулы разного цвета: красного, желтого, зеленого или синего. На первом этапе испытуемый выбирает режим работы, установив максимальное время реакции (300, 400 или 500 *мс*) и выбрав «правильный» цвет светостимула. После этого программно генерируется случайное число, происходит случайный выбор цвета и его предъявление. Испытуемый должен отреагировать на заданный цвет нажатием рабочей кнопки и не реагировать на стимулы другого цвета. Время свечения светодиода составляет 100 *мс*, после чего происходит его отключение и устройство переходит в режим ожидания ответа и подсчета времени до тех пор, пока не произойдет реакция испытуемого на стимул или не закончится установленное в начале программы допустимое время реакции. После этого происходит анализ реакции испытуемого: определение правильной/неправильной реакции, подсчет количества правильных/неправильных ответов и определение времени реакции. Эксперимент заканчивается после предъявления десяти заданных стимулов из общего количества предъявленных. Заключительной частью программы является вывод результатов исследования из массива на ЖКИ модуль и передача данных в ПК.

Для определения количества правильных/неправильных ответов был разработан хронорефлексометр. Принцип его работы заключается в том, что во время проведения эксперимента испытуемому в случайном порядке предъявляют раздражители разного цвета (светодиоды красного, желтого или зеленого цвета) [2]. Испытуемый должен отреагировать нажа-

тием кнопки, цвет которой соответствует цвету раздражителя. Допустимое время реакции в этом приборе задано программно, не может быть изменено в процессе исследований и составляет 200 *мс*.

Кнопки, соответствующие цветам раздражителей, размещены под светодиодами в произвольном порядке, не под своим цветом, что усложняет задачу для испытуемого. После нажатия кнопки начала эксперимента программно происходит выбор цвета светостимула и его предъявление испытуемому. По произведенной реакции в ответ на предъявляемый стимул устройство определяет ее правильность и фиксирует результат: зачисляется правильный или неправильный ответ. Если реакция испытуемого не была произведена в течение допустимого времени реакции, то такой ответ считается неправильным. Когда количество правильных или неправильных ответов достигнет 10, устройство прекращает предъявлять светостимулы и происходит передача результатов исследований в ПК.

Программы работы микроконтроллеров рефлексометров написаны на языке программирования Ci.

Представленные рефлексометры включены в программно-аппаратный комплекс для оценки функционального состояния оператора зрительного профиля [3].

Результаты и их обсуждение

Для проверки работоспособности разработанных приборов с их помощью были проведены исследования ЗМР с участием студентов-добровольцев. В исследованиях принимали участие студенты 3 – 5 курсов Харьковского национального университета радиоэлектроники, средний возраст которых составил $21{,}9 \pm 0{,}6$ года (21 человек). Определение ЗМР осуществлялось дважды: до и после зрительного труда. В качестве зрительной нагрузки было выбрано чтение текста с экрана ПК в течение 45 *мин*. По результатам проведенных исследований были получены такие показатели:

- средняя скорость ЗМР, рассчитанная по 10 предъявлениям стимулов, на четыре цвета, полученная в результате использования дифференциального рефлексометра;
- средняя скорость ЗМР на красный цвет, рассчитанная по 20 предъявлениям стимулов и количество неправильных ответов, полученные в результате использования рефлексометра «Реакция»;
- количество правильных и неправильных ответов, полученных в результате использования хронорефлексометра.

Полученные результаты исследований были объединены в матрицы, в столбцах которых находятся исследуемые показатели, а в строках – показатели каждого испытуемого. По полученным результатам была проведена оценка текущего функционального состояния испытуемых с использованием показателя мультиколлинеарности М. Под мультиколлинеарностью понимают тесную корреляционную взаимосвязь между отбираемыми для анализа параметрами, совместно воздействующими на общий параметр [4]. На значение М существенное влияние оказывает наличие сильной корреляции между исследуемыми показателями. В физиологии показатель М характеризует степень напряжения функциональной системы. Было установлено, что напряжение функциональной системы сопровождается активацией ее функций, что, в свою очередь, приводит к росту тесноты связей между показателями, характеризующими состояние системы, и, следовательно, к росту показателя М [5]. Таким образом, показатели М матриц исходных и конечных состояний позволяют описать состояние системы до и после зрительного труда.

Параметр М зависит от величины выборки каждого из анализируемых показателей n, количества показателей m и определителя матрицы коэффициентов парной корреляции между анализируемыми показателями D. Для расчета параметра М до и после зрительного труда была использована стандартная формула [4]:

$$M = -\left(n - 1 - \frac{(2m+5)}{6}\right)\ln(D).$$

Нами был предложен показатель степени утомления S, определяемый как отношение мультиколлинеарностей после и до зрительного труда:

$$S = \frac{M_{после}}{M_{до}}. \quad (1)$$

По полученному коэффициенту S проводится классификация функционального состояния испытуемых.

По результатам проведенных исследований согласно (1) был рассчитан показатель степени утомления S. Расчеты показали, что значение параметра S для представленной группы испытуемых составило 1,15, что находится в пределах от 1 до 1,5 и соответствует низкой степени утомления [6].

Для подтверждения полученных результатов был проведен расчет коэффициента визуального влияния (КВВ) каждого испытуемого по формуле [7]:

$$КВВ = \frac{k1 \cdot k2 + k2 \cdot k3 + ... + kn \cdot k1}{n},$$

где k_1, $k_2 ... k_n$ – отношения значений показателей после действия нагрузки к их значению до нагрузки; n – количество показателей.

Результаты расчетов показали, что у 95 % испытуемых значение КВВ находится в пределах 0,8 – 1,2. Это свидетельствует о том, что такая зрительная нагрузка, как чтение текста с экрана ПК в течение 45 *мин* не является визуально агрессивным фактором [7].

Выводы

Предложенные в статье приборы позволяют проводить комплексную оценку временных характеристик центральной нервной системы человека. При их разработке использован единый принцип построения приборов, состоящий в генерировании тестовых сигналов, проверке ответной реакции испытуемого, хранении и выведении информации на индикатор, передаче результатов измерений в персональный компьютер, разработаны оригинальные алгоритмы работы микроконтроллеров, позволяют получать информативные показатели зрительно-моторной реакции человека.

Оценка функционального состояния группы испытуемых позволила выявить низкую степень утомления (показатель степени утомления S равен 1,15) для случая чтение текста с экрана ПК. На основании применения коэффициента визуального влияния было установлено, что такая нагрузка, как чтение текста с экрана ПК, является визуально оптимальной для 95 % испытуемых. Совпадение результатов, полученных с использованием различных методик, указывает на корректную работу разработанных устройств.

Список литературы: 1. *Дудел, Дж., Циммерман, М. Шмидт,Р., Грюссер,О. и др.* Физиология человека : пер. с англ. – Т.2. – М. : Мир, 1985. 2. *Макаренко, Н.В.* Психофизиологические функции человека и операторский труд / Н.В. Макаренко. – К. : Наук. думка, 1991. – 216 с. 3. *Кочина, М.Л., Сайковская, Л.Ф.* Атоматизированный комплекс для диагностики функционального состояния пользователей ПК // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2006. – Вып.146. – С. 49 – 54. 4. *Ферстер, Э.* Методы корреляционного и регрессионного анализа / Э. Ферстер, Б. Ренц. – М. : Финансы и статистика, 1983. – 302 с. 5. *Кальниш, В.В.* Изменение напряжения подсистем организма у лиц, работающих посменно // Медицина труда и промышленная экология. – 1994. – №11. – С. 36 – 39. 6. *Навакатикян, А.О., Крыжановская, В.В., Кальниш, В.В.* Физиология и гигиена умственного труда. – К. : Здоров'я, 1987. – 152 с. 7. *Деклараційний* патент 45815 A UA, МПК A 61 B 10/00. Спосіб діагностики характеру впливу візуально діючих факторів / М.В. Кривоносов, Л.В. Подрігало, М.Л. Кочина, О.В. Яворський, І.О. Ішкова, М.І. Ковтун. – Харків : Харк. держ. мед. ун-тет. – № 2001074837; заявл. 10.07.01; опубл. 15.04.02, Бюл. № 4. – 6 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.05.2012

УДК 621.396.74

А.А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, канд. техн. наук, А.А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, В.С. ВАСИЛЬЧЕНКО

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МОБИЛЬНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ Wi-Fi – 3G

Введение

Одним из направлений развития современных радиотехнических систем является создание информационно-измерительных систем с мобильными каналами связи, позволяющими осуществлять передачу информации с места чрезвычайной ситуации в корпоративную сеть соответствующих служб (МВД, МЧС, СБУ, скорой помощи) через Интернет.

В настоящее время рядом фирм выпускается много разнообразного оборудования, позволяющего с помощью малоразмерных носителей создать мобильные Wi-Fi каналы связи [1 - 3]. Примерами таких устройств являются (рис. 1): беспроводная Интернет-камера D-Link DCS-5220, *а* – система наблюдения с возможностью беспроводного соединения по протоколу IEEE 802.11g, разработанная как автономная система, оснащенная светочувствительными линзами, моторизированным приводом наклона/поворота, возможностью цифрового увеличения; две точки доступа протокола: *б* - IEEE 802.11g D-Link DWL-3200 и *в* - IEEE 802.11n D-Link DAP-2553 с увеличенной мощностью передатчика; *г* - 3G–Wi-Fi модем Novatel MiFi 2200. MiFi – это компактный (59 г) беспроводной маршрутизатор со встроенным аккумулятором (время автономной работы до трех часов), работающий как Wi-Fi точка доступа. Модем позволяет с одной стороны реализовать подключение через сотовую сеть мобильного оператора, а с другой – через Wi-Fi сеть.

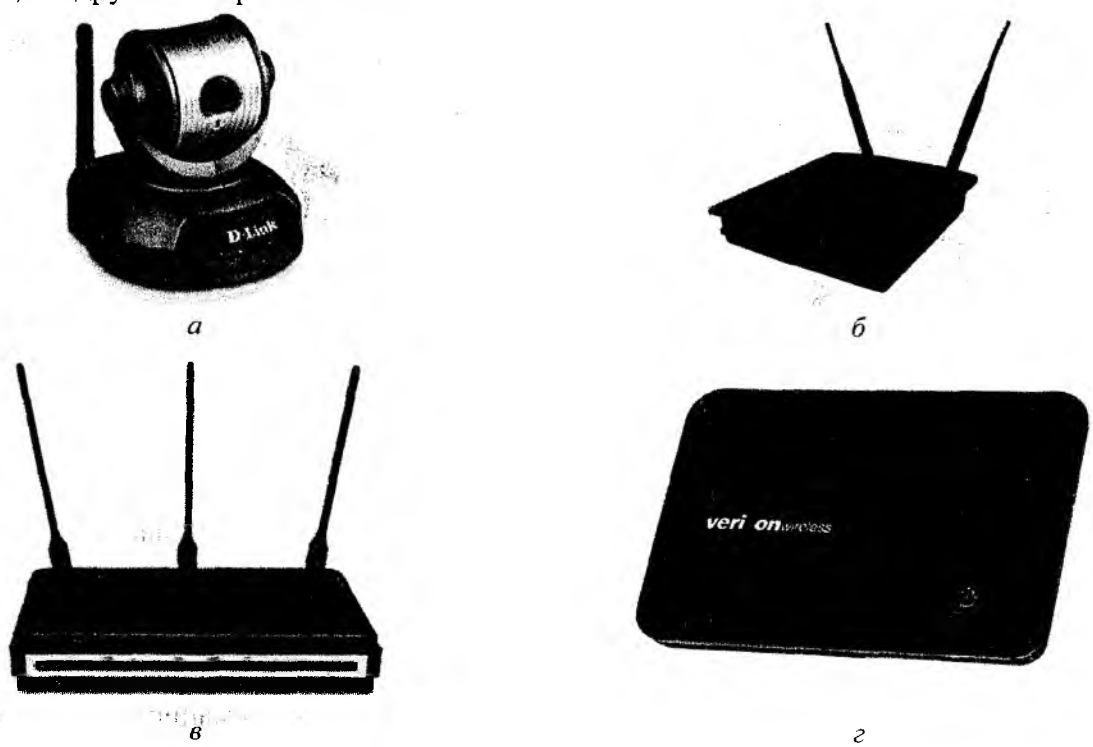


Рис. 1

В научно-технической литературе отсутствуют сведения о характеристиках перечисленных устройств, а также схемы построения мобильных каналов связи с их применением.

Цель данной работы – частичное устранение данного пробела.

Экспериментальные исследования мобильных каналов связи

Рассматриваемые в данной статье мобильные каналы связи предназначены для передачи видеоинформации с места чрезвычайной ситуации (ЧС) на удаленный сервер какой-либо из служб МВД, МЧС, СБУ или скорой помощи. Для построения таких каналов можно использовать малоразмерные радиоуправляемые носители примеры, которых показаны на рис. 2: *а* – квадрокоптер, *б* – колесная тележка, *в* – гусеничная платформа). Эти малоразмерные носители разработаны на кафедре основ радиотехники Харьковского национального университета радиоэлектроники (ОРТ ХНУРЭ).

На рис. 2 также приведен возможный вариант структуры мобильного радиоканала.

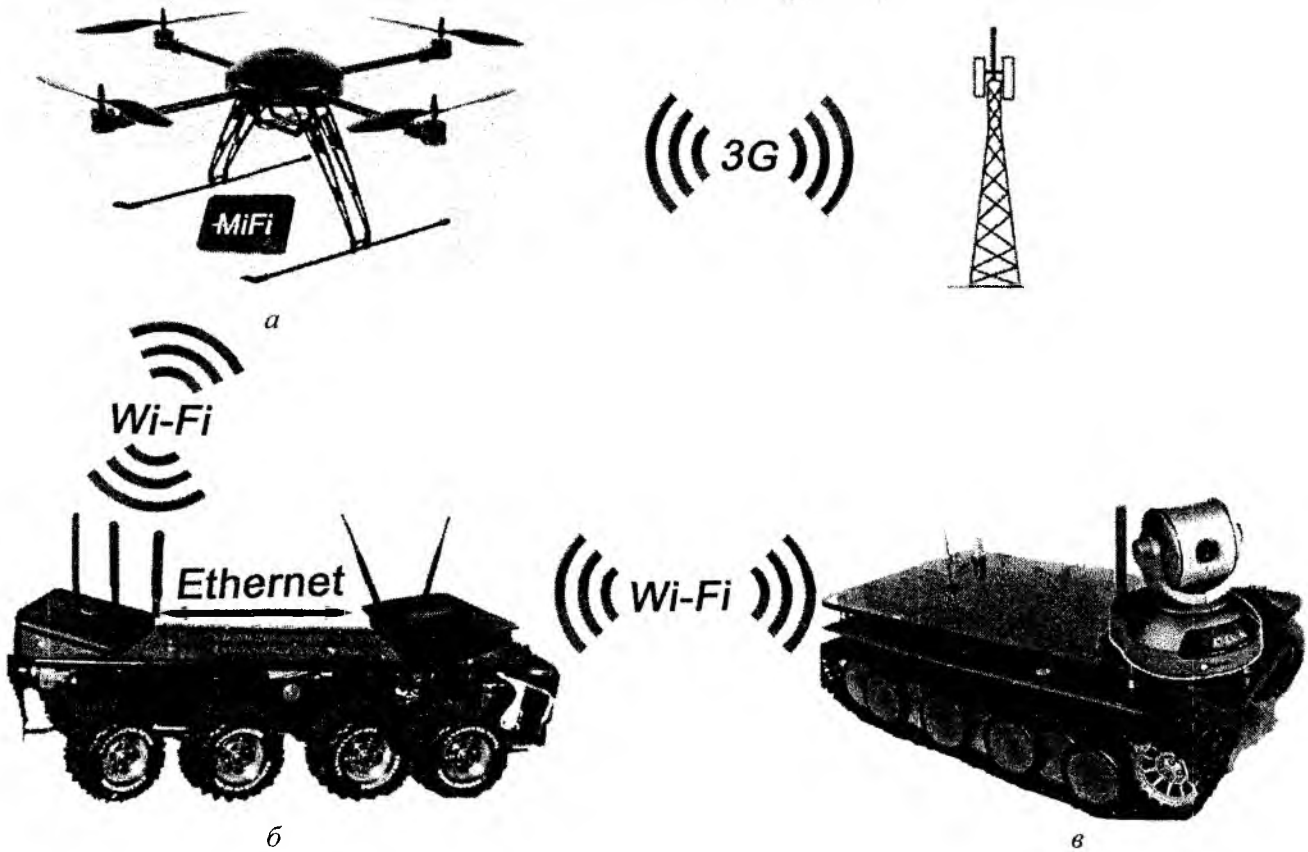


Рис. 2

На подвижной гусеничной тележке устанавливается Wi-Fi видеокамера, с помощью которой осуществляется видеонаблюдение в зоне ЧС. Полученная информация транслируется на удлинитель, находящийся на колесной тележке, а затем на Mi-Fi модем, установленный на квадрокоптер. Питание оборудования осуществляется от бортовой сети носителя. Высота квадрокоптера определяет дальность передачи информации по GSM/CDMA каналу связи (мобильный Интернет 3G). Описанная схема позволяет быстро организовать надежную трансляцию информации об очаге ЧС на центральный сервер информационно-аналитической системы службы 112.

Были проведены экспериментальные исследования характеристик описанного радиоканала с целью выяснить возможности обеспечения высококачественной связью с доступом в Интернет любых мобильных групп, нуждающихся в оперативной связи. Вначале были изучены характеристики направленности MiFi модема (рис. 3).

На рис. 3 указана ненормированная диаграмма направленности (ДН), измеренная на расстоянии 10 *м* от передатчика в помещении. Знание ДН позволило уточнить направление максимума излучения и правильно поместить модем MiFi на квадрокоптер.

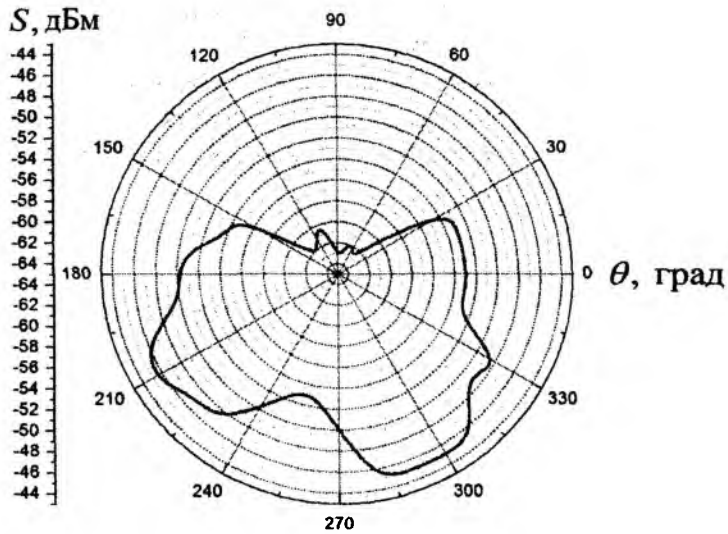


Рис. 3

Следующий опыт состоял в определении дальности функционирования MiFi модема. Состав экспериментальной установки: MiFi модем и нетбук, которые удалялись друг от друга. Результаты опытов показаны на рис. 4. Первичные данные измерений усреднялись и сглаживались с помощью программного пакета "Microcal Origin 6.1".

Если считать, что предельный уровень сигнала на входе модема MiFi для уверенной передачи видеоинформации не должен быть менее -70 *дБм*, то из графика рис. 4 следует, что MiFi модем обеспечивает качественную связь на расстоянии до 40 *м*. Это расстояние можно увеличить за счет применения ретранслятора.

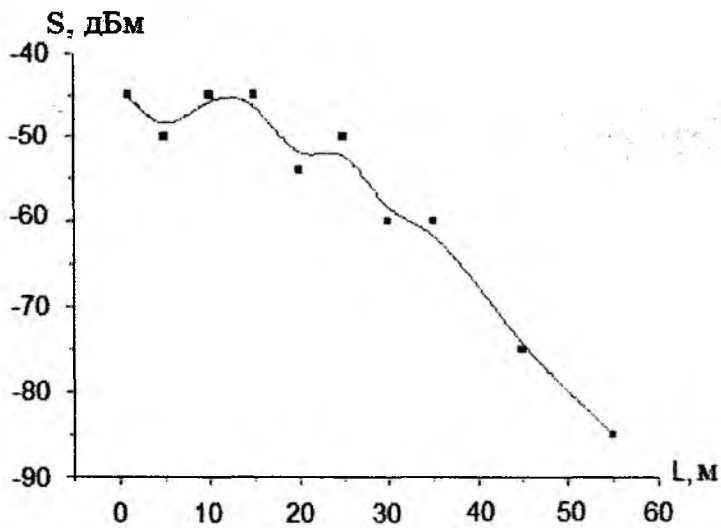
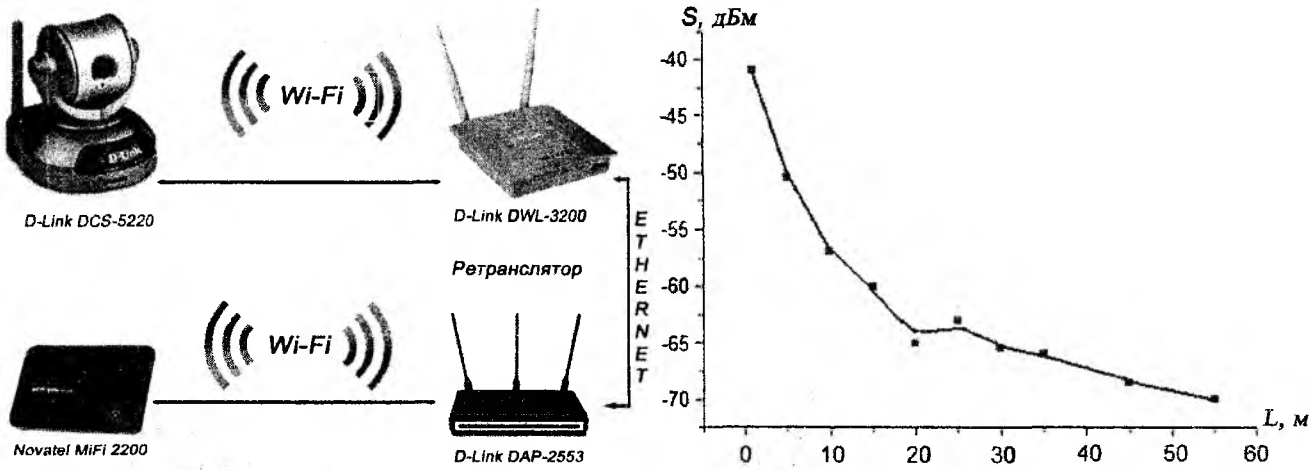


Рис. 4

Для обеспечения передачи информации с места ЧС с высоким качеством на расстояние более 40 *м* предлагается строить ретранслятор из двух точек доступа (рис. 5, *а*). Это решение предопределено тем, что производители используют разные платформы. Одна из точек доступа подключается к MiFi модему клиентом, а вторая является точкой доступа для остальных устройств радиоканала. Проведенные опыты показали, что с помощью описанного ретранслятора можно удлинить канал связи примерно на 55 *м* (рис. 5, *б*).

Другим вариантом структуры мобильного радиоканала, например, для подразделения МЧС, может быть структура, приведенная на рис. 6. Здесь для организации внутренней локальной сети временного штаба в каком-либо здании, удаленном от места ЧС, предлагает-

ся воспользоваться уже существующей электроосветительной линией и сетевыми адаптерами D-Link PowerLine W306AV и D-Link PowerLine 307AV. Такое оборудование [4] позволяет объединить каналы передачи данных в единую сеть: беспроводной (Wi-Fi), проводной (Ethernet) и проводной (PowerLine). Дополнив конфигурацию сети 3G USB модемом и программно-реализуемым прокси-сервером можно обеспечить временную сеть широкополосным доступом в Интернет.



а *б*

Рис. 5

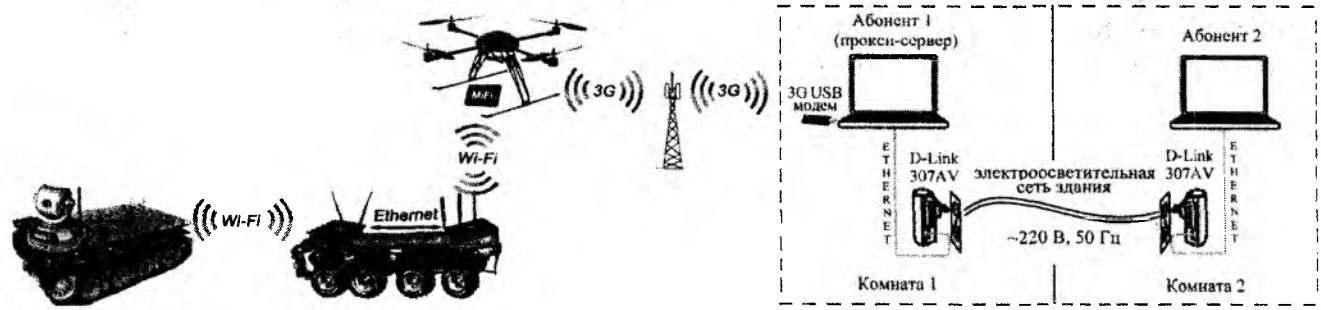


Рис. 6

В таблице приведены экспериментально измеренные характеристики сети, построенной с помощью сетевых адаптеров D-Link серии PowerLine и электроосветительной линии лаборатории антенн кафедры ОРТ ХНУРЭ.

Расстояние, *м*	0	1	8	50	58	200
Скорость обмена данными, *Мбит/с*	200	194	150	135	131	6

Описанная выше установка (рис. 6) была собрана в лаборатории без носителей. Был проведен эксперимент, который показал возможность применения предложенного варианта построения широкополосного мобильного канала связи для передачи потокового видео. На рис. 7 изображен скриншот видеопотока с Wi-Fi камеры, который транслировался на нетбуке абонента канала подключенного к нему по электроосветительной сети.

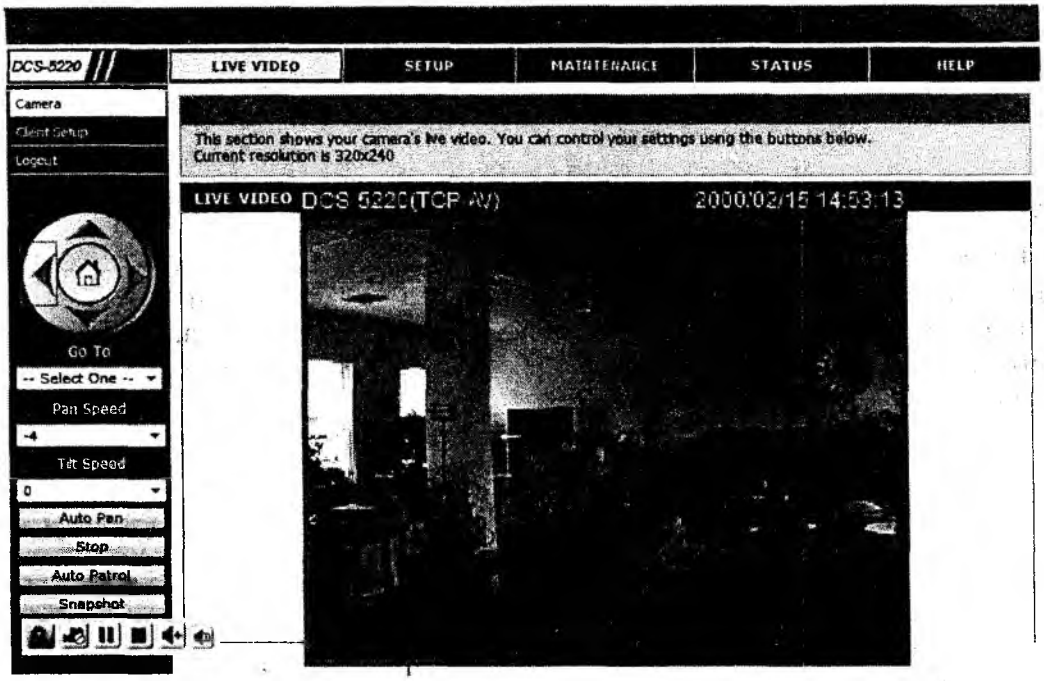


Рис. 7

Выводы

1. Предложен вариант построения мобильного радиоканала с использованием малоразмерных носителей, ретранслятора и MiFi модема.
2. Предложено использовать аппаратуру D-Link серии PowerLine в паре с 3G USB модемом, для построения временных локальных сетей с целью приема потокового видео высокого качества.
3. Проведен эксперимент по передаче потокового видео. Получены положительные результаты подтверждающие целесообразность применения разработанной структурной схемы мобильного радиоканала на практике.

Список литературы: 1. *Novatel* MiFi 2200/ MiFi intelligent mobile hotspot. http://www.nvtl.com/-content/pdf/MiFi2200Datasheet.pdf/. – 01.03.2012. 2. *D-Link* wireless / D-Link products. http://dlink.ru/ru-/products/2/. – 01.02.2012. 3. *Mobile* products/ Wireless products/. - http://www.dlink.com/serviceprovider-/wireless_3g.aspx/ – 01.04.2012. 4. *Powerline/* Powerline AV Wireless N extender/ http://www.dlink.com/products/?pid=776/. – 01.05.2012

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.04.2012

УДК 621.396.9

С.В. ЮДИН, В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, Д.Б. ЕВСЕЕВ, канд. техн. наук, О.А. СОЛЯНИК, канд. техн. наук

ПРИМЕНЕНИЕ ЗАЩИТНОЙ БЛЕНДЫ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ЗЕМНОЙ ПОМЕХИ В АТМОСФЕРНОЙ РЛС ВЗ

РЛС ВЗ S-диапазона Харьковского национального университета радиоэлектроники, предназначена для исследования вертикальной структуры облачности, осадков, скорости и направления ветра с высоким временным и пространственным разрешением. Для уменьшения влияния отражений от подстилающей поверхности и местных предметов на получаемую информацию, в РЛС ВЗ используются помехозащищенные прямофокусные параболические антенны. Подавление отражений от наземных объектов в антенной системе РЛС обеспечивается при помощи конических бленд. В работе рассмотрены вопросы оптимизации конструкции защитной бленды, приведены результаты моделирования и экспериментального исследования антенной системы с конической блендой.

Системы метеорологического обеспечения становятся обязательным компонентом автоматизированных систем управления воздушным движением, для обеспечения работы которых необходима своевременная, достоверная и детальная информация о динамическом состоянии атмосферы, включая данные о скорости и направлении ветра на разных высотах. Такую информацию можно получить с использованием атмосферной станцией вертикального зондирования (РЛС ВЗ). В США [1], Европе [2] и Японии [3] созданы сети радиолокационных станций вертикального зондирования атмосферы .

Наибольшее распространение на сегодняшний день получили РЛС ВЗ, работающие в метровом или дециметровом диапазонах длин волн. Для обеспечения необходимого высотного диапазона (до 18 *км* [4]) они имеют высокий энергетический потенциал, что обеспечивается антенными системами неприемлемо больших размеров и мощными передающими устройствами [4]. Источниками информации о динамических параметрах атмосферы являются отражения от масштабных границ изменения диэлектрической проницаемости атмосферы, вызванной турбулентными процессами.

Атмосферные РЛС, работающие в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн, имеют существенно меньшие размеры по сравнению с аналогичными системами метрового и дециметрового диапазонов. Такие системы позволяют получать информацию о динамических параметрах атмосферы только при наличии гидрометеоров.

В последнее время проявляется интерес к атмосферным РЛС, работающим в диапазоне 3 *ГГц* (S-диапазон). На этих частотах достаточно хорошо регистрируется структура облаков, осадков, крупных атмосферных образований, при этом еще сохраняется возможность работы по отражениям от ясного неба (по турбулентным неоднородностям), что позволяет получать профиль скорости и направления ветра.

РЛС ВЗ S-диапазона Харьковского национального университета радиоэлектроники предназначена для изучения вертикальной структуры облачности, осадков, измерения скорости и направления ветра с высоким временным и высотным разрешением. Имеется возможность проведения поляриметрических измерений.

Основные технические характеристики РЛС ВЗ:

- Рабочая частота — 2.45 *ГГц*
- Импульсная мощность — 0.5 *кВт*
- Диаметр приемной и передающей антенн — 1.8 *м*
- Длительность зондирующего импульса — 0.4 *мкс*
- Разрешение по высоте — 60 *м*
- Высотный диапазон зондирования:
  работа по атмосферным неоднородностям — до 4 – 5 *км*
  работа по гидрометеорам — до 12 – 16 *км*

В антенную систему РЛС входят две прямофокусные параболические однозеркальные антенны с рупорными облучателями. Эти антенны используются для передачи и приёма рассеянного сигнала. Ширина диаграммы направленности антенн по уровню 3 *дБ* составляет 4.5°, коэффициент усиления 30.5 *дБ*. Антенная система установлена на крыше здания, на высоте 20 *м* от поверхности земли.

Объектом исследования РЛС ВЗ являются метеообъекты и турбулентные неоднородности атмосферы, эффективная площадь рассеивания (ЭПР) которых на несколько порядков меньше ЭПР подстилающей поверхности и местных предметов. Наличие в антенных системах побочных каналов излучения и приёма по боковым лепесткам диаграммы направленности приводит к возникновению помехи, вызванной отражением от подстилающей поверхности и местных предметов – так называемой земной помехи (ЗП) [5].

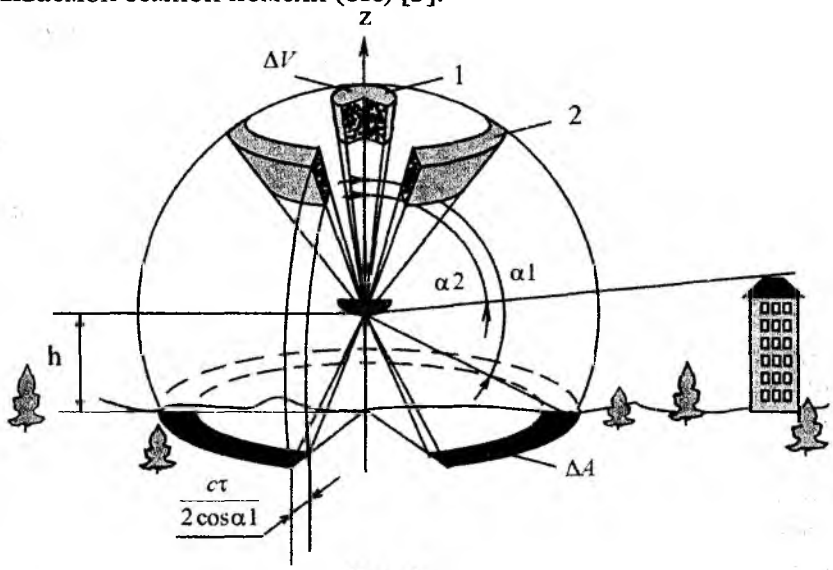


Рис. 1

Особенности формирования отраженного сигнала в РЛС ВЗ проиллюстрированы на рис. 1, где 1 – главный лепесток ДН, 2 – первый боковой лепесток, ΔV – импульсный объем главного лепестка ДН антенны, ΔA – участок поверхности земли, на котором формируется сигнал земной помехи. Полезный сигнал формируется отражениями от неоднородностей диэлектрической проницаемости атмосферы, которые заключены в импульсном объеме главного лепестка ДН антенны ΔV, высота которого определяется длительности зондирующего импульса. Некоторый вклад при отражении от атмосферных неоднородностей вносят боковые лепестки, так первый боковой лепесток при уровне – 12,8 *дБ* дает вклад 2 %) [4]. Сумма ЭПР σ_j по рассеивающему объему, нормированная на ΔV, определяет единичную эффективную площадь рассеивания:

$$\eta = (\Delta V)^{-1} \cdot \sum_{\Delta V} \sigma_j. \qquad (1)$$

Отраженный сигнал, принятый из импульсного объёма ΔV, может являться комбинацией различных видов и условий рассеяния: брэговское рассеяние, френелевское, рассеяние на одной или нескольких неоднородностях.

Сигнал земной помехи формируется отражающими объектами, расположенными на поверхности земли, которые находятся на площади кольца ΔA шириной $\frac{c\tau}{2\cos\alpha 1}$, рис.1.

Единичная эффективная площадь рассеивания вызывающая земную помеху, определяется как

$$\eta_n = (\Delta A)^{-1} \cdot \sum_{\Delta A} \sigma_i. \qquad (2)$$

где σ_i – ЭПР переотражателей, находящихся на площади ΔA в пределах действия длительности зондирующего импульса.

Мощность сигнала, отраженного от наземных объектов, убывает обратно пропорционально третьей степени расстояния, в то время как мощность сигнала, отраженного от метеообразований, убывает пропорционально квадрату расстояния [5]. Воздействие ЗП наиболее сильно проявляется на малых расстояниях, и для подавления ЗП необходимо уменьшать уровень боковых лепестков ДН в секторах воздействия ЗП.

При обработке рассеянного сигнала в РЛС ВЗ оцениваются три первых момента спектра: мощность отражённого сигнала, средняя доплеровская частота и ширина спектра. Наличие земной помехи, принятой по боковым лепесткам ДН, приводит к смещению оценок моментов спектра доплеровского сигнала. Снижение степени воздействия ЗП возможно путём применения цифровых режекторных фильтров, настроенных на подавление сигналов нулевой частоты [6].

Следует отметить, что воздействие ЗП на входные цепи приёмного устройства приводит к уменьшению его динамического диапазона, при этом увеличивается минимальная высота зондирования. Подавление боковых излучений антенны позволяет уменьшить воздействие ЗП на радиоприёмное устройство, повысить эффективность цифровой обработки рассеянных сигналов.

Влияние бленд на боковое излучение зеркальных антенн рассмотрено в [7 – 9], где применение бленд приводит к снижению уровня излучения в теневом направлении и повышает электромагнитную совместимость систем связи. Для решения задачи подавления ЗП в РЛС ВЗ требуется подавление в сравнительно небольшом секторе углов ДН от 75° до 100°.

В работе [7] дан качественный анализ и приведены результаты эксперимента по проверке эффективности действия цилиндрической бленды, которые показали, что цилиндрические бленды позволяют уменьшить на 10 *дБ* уровень ДН в задней полусфере.

Согласно результатам, полученным в исследованиях [7 – 9], антенна с конической блендой обладает преимуществом перед антенной с цилиндрической блендой, поскольку в ней происходит меньшее количество переотражений от внутренней поверхности бленды.

Эскиз прямофокусной параболической антенны с конической блендой изображен на рис.2.

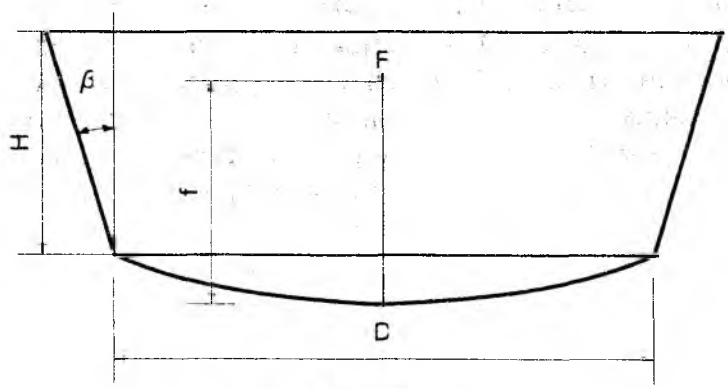


Рис. 2

Моделирование бленды для прямофокусной параболической антенны

Определение оптимальных параметров бленды для подавления земной помехи в атмосферной РЛС ВЗ проведено с помощью метода компьютерного моделирования с использованием пакета программ Ansoft HFSS 11, в котором методом конечных элементов производится расчет интегральных уравнений электромагнитного поля для трехмерных структур произвольной формы.

Коэффициент защитного действия антенны (КЗД) выразим как отношение интенсивности излучения $P_{зп}$ в секторе воздействия земной помехи к интенсивности излучения $P_{гл}$ в направлении главного лепестка ДН:

$$КЗД = \frac{\int_{\alpha 1}^{\alpha 2} F^2(\theta,\varphi)\theta d\theta}{\int_{-\delta/2}^{\delta/2} F^2(\theta,\varphi)\theta d\theta}, \quad (3)$$

где δ – ширина диаграммы направленности по уровню -3 *дБ*, а $F^2(\theta,\varphi)$ нормированная ДН антенны, α_1 , α_2 (рис. 1) – границы сектора, в котором проявляется действие ЗП.

Коэффициент эффективности подавления земной помехи будем определять как отношение коэффициента защитного действия антенны с блендой $КЗД_{бл}$ к коэффициенту защитного действия антенны без бленды $КЗД_{пар}$:

$$К_{эпзп} = КЗД_{бл} / КЗД_{пар}$$

При моделировании использовалась параболическая антенна диаметром 3.69 λ с фокусным расстоянием 1.54 λ. Моделирование проводилось для конической бленды высотой *H*, основание которой совпадало с краем параболического зеркала. Исследование характера поведения уровня боковых лепестков проводилось для сектора углов α_1 =75°… α_2=100°. Выбранный сектор углов определяется высотой установки антенны, минимальной высотой зондирования (мёртвоё время) и особенностью высот рельефа ландшафта и местных предметов в месте расположения РЛС ВЗ.

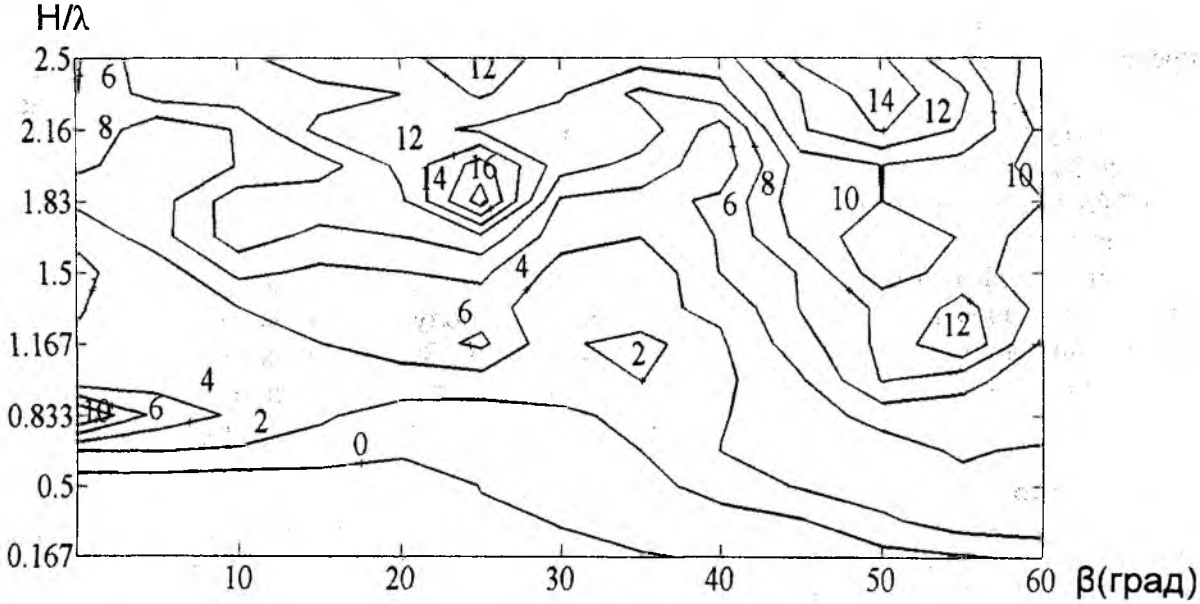


Рис. 3

Получена зависимость коэффициента эффективности подавления земной помехи $К_{эпзп}$ в функции её высоты *H* и угла раскрыва *β*, рис.3. Зависимость носит многомодальный характер, максимальный $К_{эпзп}$ параболической антенны с блендой достигается при высоте бленды $H = 1.8\ \lambda$ и угле раскрыва бленды $\gamma = 25°$ и составляет 16 *дБ*.

Эффективность подавления ЗП на РЛС ВЗ S диапазона проверенна экспериментально, для чего проведена серия сеансов зондирования. Отраженный сигнал (рис. 4), полученный на РЛС ВЗ содержит отражения от наземных объектов, которые сосредоточены в основном на расстоянии до 1 *км*. Но и на более дальнем расстоянии также присутствуют единичные отражения, например отражение от телевизионной мачты (4) находящейся на расстоянии 3,4 *км* от РЛС. Сеансы зондирования проводились с различной конфигурацией антенной

системы: антенны без бленд (1), с блендой на приёмной антенне (2), с блендами установленными на передающую и приёмную антенны (3).

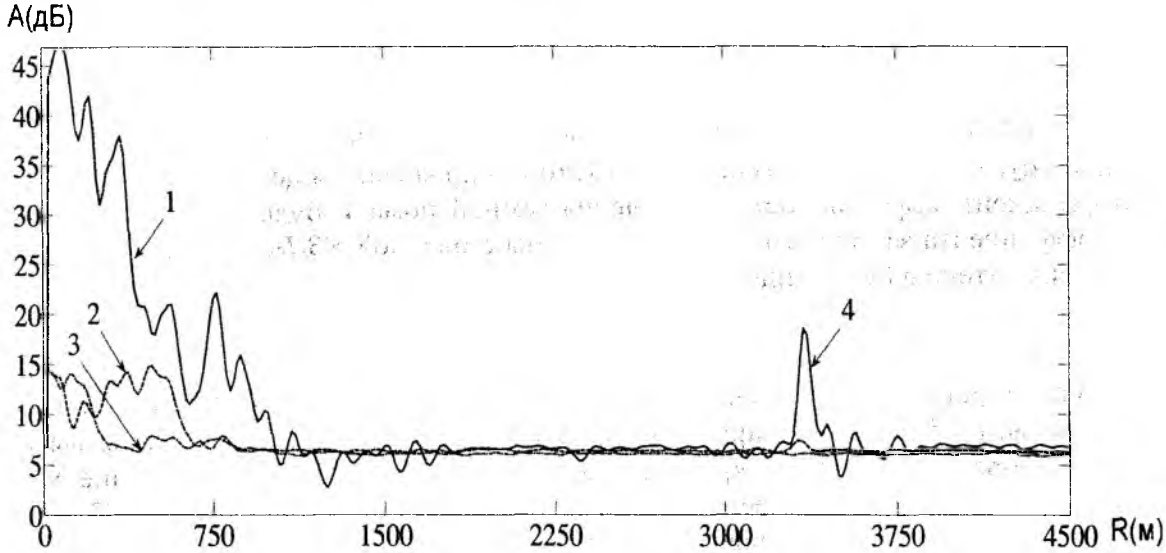


Рис. 4

Применение бленд на приёмной и передающей антеннах РЛС ВЗ приводит к перерас пределению боковых лепестков ДН антенн, поэтому коэффициент эффективности подавления ЗП для разных расстояний зондирования различен. Это приводит к тому, что по результатам натурных экспериментов коэффициент эффективности подавления ЗП, изменяется от -5 до 34 *дБ*. Средний коэффициент эффективности подавления ЗП для случая применения одной бленды составил 15 *дБ*, для двух бленд 17.5 *дБ*.

Результаты натурных экспериментов подтверждают результаты математического моделирования, и эффективность этого метода подавления земной помехи в РЛС ВЗ. Коэффициент эффективности подавления земной помехи, полученный экспериментальным путём меньше полученного по результатам моделирования. Это объясняется наличием в экспериментальной антенной системе конструктивных элементов не описанных в модели, неточностью изготовления бленд, и взаимным влиянием передающей и приёмной антенн.

Список литературы: 1. *Margot H. Ackley* NOAA Profiler network technical review. – 2004. – 164 с. 2. *WINPROF Programme*: Final Report Meteorologisches observatorium Lindensberg may 4, 2005. 3. *Long term* observation using L – band wind profiler in Asia. Ohno Yichi, Nipha Leelaruji, Atma R. Jain . Journal of the Communications Research Labaratory. Vol.49, № 2.– 2002. – С. 217-224. 4. *Дистанционные* методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред.. Кащеева Б.Л., Прошкина Е.Г., Лагутина М. Ф. Харьков : ХНУРЭ; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 5. *Довиак, Р., Зрнич, Д.* Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. – Л. : Гидрометеоиздат, 1988. – 512 с. 9. *Литвин-Попович, А.И., Олейников, В.Н.* Применение вейвлет-фильтрации для подавления земной помехи в РЛС вертикального зондирования атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. – 2008. – Т. 7, № 1. – С. 30-36. 10. *Нарбут, В.П.* О влиянии противофоновых отражающих экранов на боковое излучение зеркальных антенн // Радиотехника и электроника. – 1976. – № 10.- С. 2205-2210. 11. *Ямпольский, В.Г., Фролов, О.П.* Антенны и ЭМС. – М. : Радио и связь, 1983. – 272 с. 12. *Вуд, П.* Анализ и проектирование зеркальных антенн : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1984. – 208с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.03.2012

УДК 519.246.8: 519.254: 621.396.1: 51-74

А.И. ЛИТВИН-ПОПОВИЧ, канд. техн. наук

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

В радиотехнических системах различного назначения часто встречается задача обработки узкополосных сигналов на фоне шумов [1, 2]. В применении к таким сигналам ставятся задачи обнаружения, распознавания, измерения параметров и фильтрации. В большинстве случаев, результативность решения этих задач зависит от отношения сигнал/шум (ОСШ), вследствие чего применяются процедуры фильтрации, предназначенные для повышения ОСШ. Введем следующие обозначения: x – полезный сигнал, n – аддитивный шум, s – смесь сигнала с шумом, x' – оценка сигнала, полученная по выборке смеси «сигнал+шум», q_0 – отношение сигнал/шум для выборки s. Процедура фильтрации может быть записана в виде

$$s(t) = x(t) + n(t), \tag{1}$$

$$x'(t) = F(s(t)). \tag{2}$$

Под метрикой погрешностей будем понимать среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки полезного сигнала от его истинного значения:

$$M = \sigma(x'(t) - x(t)). \tag{3}$$

В качестве критерия эффективности процедуры фильтрации примем требование минимального СКО оценки (3).

Для узкополосных сигналов характерна концентрация энергии в пределах малой относительной полосы частот ($\Delta f / f_0 << 1$). В то же время, спектральная плотность мощности шума в большинстве случаев может быть принята равномерной в пределах полосы пропускания системы. Вследствие этого, отношение сигнал/шум является непостоянным в пределах полосы пропускания радиотехнической системы, достигая максимальных значений в пределах полосы частот полезного сигнала. Применение согласованного фильтра позволяет получить максимально возможное отношение сигнал/шум [2]. Это возможно при условии наличия полной априорной информации об обрабатываемом сигнале, но такая информация не всегда доступна.

Для узкополосного сигнала с относительной полосой $\varphi = \Delta f_C / \Delta f_T$, где Δf_C – полоса частот сигнала, а Δf_T – полоса пропускания тракта, согласованная фильтрация дает предельный энергетический выигрыш в

$$\Delta q_{\max} = 20\log(1/\varphi) \quad (дБ). \tag{4}$$

Такой выигрыш достижим при условии полного согласования фильтра с сигналом.

Постановка задачи

В большинстве реальных радиотехнических систем обрабатываемый сигнал известен не полностью. В этом случае эффективность одноканального согласованного фильтра будет непостоянной. Одним из возможных решений в этом случае являются многоканальные системы. Например, при априорно неизвестной частоте входного сигнала или нескольких возможных значениях его частоты, может использоваться набор параллельных фильтров, отличающихся центральной частотой полосы пропускания. Подобное решение является достаточно громоздким и дорогостоящим.

При отсутствии полной априорной информации о сигнале могут также применяться адаптивные фильтры [3]. Такое решение обеспечивает большую гибкость по сравнению с многоканальной системой фильтров, но обладает меньшей эффективностью за счет конечного времени адаптации фильтра.

Рассмотрим нелинейный фильтр, структурная схема которого приведена на рис. 1.

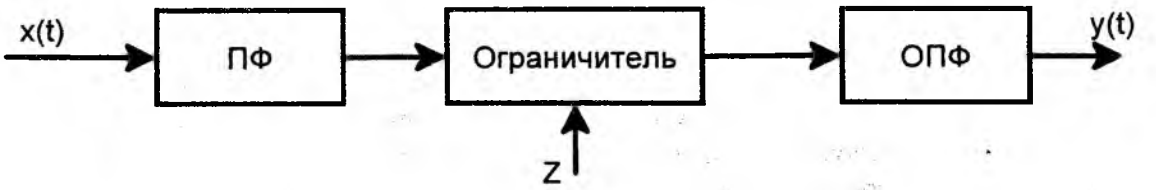


Рис. 1. Структурная схема нелинейного фильтра узкополосных сигналов

В состав фильтра входят блоки прямого и обратного преобразования Фурье (ПФ, ОПФ), а также ограничитель. Принцип действия фильтра основан на том, что энергия узкополосного сигнала сосредоточена в пределах его полосы частот, в то время как энергия шума распределена по всей полосе пропускания тракта радиотехнической системы. Характеристики нелинейного фильтра зависят от выбора порога. Из эмпирических соображений порог выбирается таким, чтобы по-возможности мало искажать полезный сигнал и наиболее эффективно подавлять аддитивный шум. Рассмотрим вопрос о выборе порога более строго. Для этого примем предположение о том, что характеристики шума априорно известны, и шум является аддитивным белым с гауссовым законом распределения.

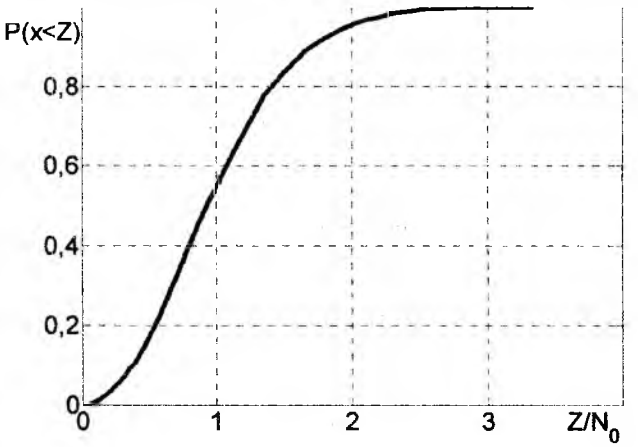


Рис. 2. Закон распределения амплитуд шума после преобразования Фурье

Обозначим через N_0 спектральную плотность мощности шума, и нормируем значение порога к этой величине, в дальнейшем упоминая его относительную величину.

Закон распределения амплитуд шума после преобразования Фурье является рэлеевским (рис. 2) [1]. При значении порога, большем 3, плотность вероятности асимптотически стремится к 1. Таким образом, вероятность того, что весь шум окажется под порогом и будет подавлен фильтром, также стремится к 1.

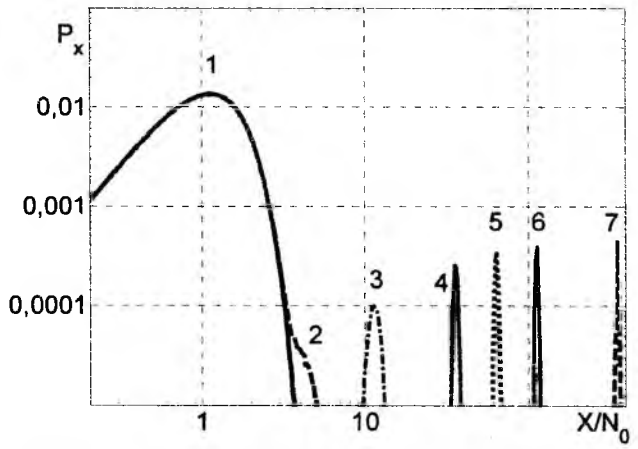


Рис. 3. Плотность вероятности распределения напряжения после преобразования Фурье (1 – реализация шума, 2 – q=-20*дБ*, 3 – q=-10*дБ*, 4 – q=0 *дБ*, 5 – q=5 *дБ*, 6 – q=10 *дБ*, 7 – q=20 *дБ*)

На рис. 3 приведен график плотности вероятности значений напряжения после преобразования Фурье. Кривая 1 соответствует наличию только шума на входе, кривые 2…7 – смеси сигнала и шума. По полученной плотности вероятности можно оценить значение порога ограничения.

По мере снижения отношения сигнал/шум, различение сигнала и шума затруднено, т.к. плотности вероятности начинают перекрываться. В данном примере это происходит при отношении сигнал/шум менее – 10 *дБ* (кривые 2, 3). В этих условиях нелинейный фильтр будет обеспечивать меньшую эффективность.

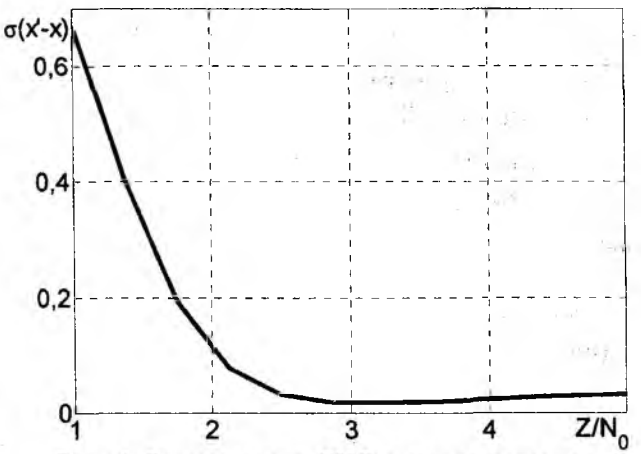


Рис. 4. Зависимость СКО оценки сигнала от значения порога

Наименьшая величина погрешности аппроксимации сигнала достигается при значении порога, равного 3 (рис. 4). При меньших значениях порога не происходит эффективного подавления шума, а при больших значениях начинают сказываться искажения формы полезного сигнала. Исходя из приведенных рассуждений, в дальнейшем примем порог ограничения, равный 3.

Основные положения работы

Проведем сравнительный анализ эффективности процедур фильтрации узкополосных сигналов. Для этого воспользуемся процедурой имитационного моделирования. В качестве альтернативного метода фильтрации узкополосных сигналов рассмотрим метод, основанный на применении согласованного фильтра. Частотная характеристика такого фильтра комплексно сопряжена с частотным спектром полезного сигнала [2, 4]. Постановку модельных экспериментов иллюстрирует рис. 5.

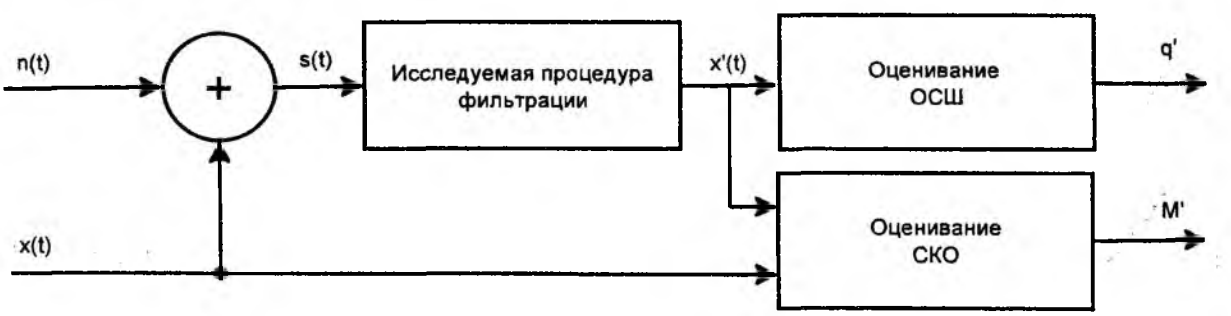


Рис. 5. Структурная схема, поясняющая процесс моделирования

Оценивание отношения сигнал/шум проводится по формуле $q' = 10\log\left(\frac{R_0}{1-R_0}\right)$, где R_0 – коэффициент корреляции сигнала: $R_0 = r(0)/r(1)$ [5]. СКО оценки сигнала

$$M' = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - x_i')^2}\,. \qquad (5)$$

Для всех методов фильтрации, СКО нормируется к СКО зашумленной реализации:

$$M_0 = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - s_i)^2}\,. \qquad (6)$$

В данной работе в качестве тестовых рассматриваются следующие сигналы:

1. Гармоническое колебание с фиксированной частотой.
2. Узкополосный случайный процесс.

При этом для узкополосного случайного процесса используется фильтр, согласованный по полосе (формирующий фильтр данного процесса используется и в процедуре согласованной фильтрации).

Введем обозначение: $f_N = f_S / 2$ – частота Найквиста, равная половине частоты дискретизации сигнала. При постановке модельного эксперимента примем, что полоса пропускания тракта рассматриваемой радиотехнической системы составляет $0....f_N$.

Для гармонического сигнала, ограниченного во времени, ширина полосы частот составляет $\Delta f = 2/\tau$ [4]. Отсюда, $\varphi = 4/\tau \cdot f_S$. Здесь и далее, на графиках кривая 1 соответствует согласованному фильтру, а кривая 2 – нелинейному фильтру.

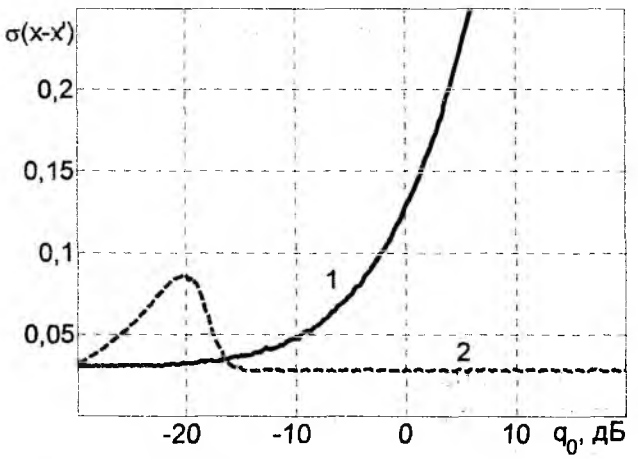


Рис. 6. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от соотношения сигнал/шум

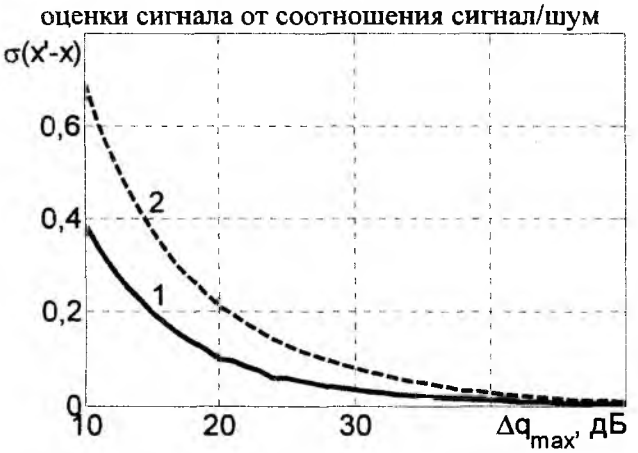


Рис. 7. Зависимость относительного СКО оценки от предельного энергетического выигрыша

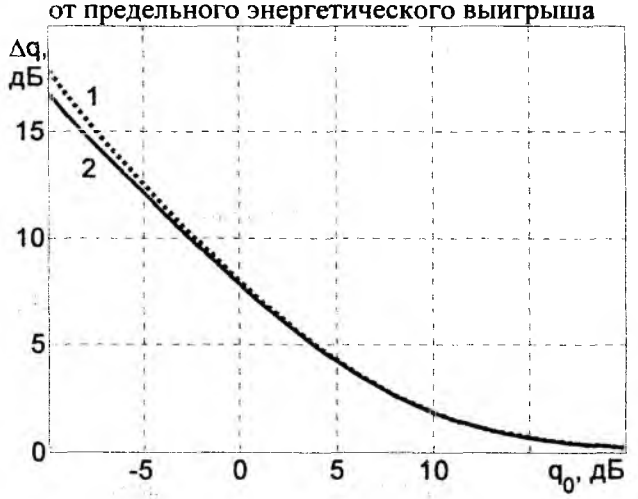


Рис. 8. Зависимость энергетического выигрыша от исходного соотношения сигнал-шум

На рис. 6 приведена зависимость относительного СКО оценки сигнала от соотношения сигнал/шум для случая $\Delta q_{max} = 30\,дБ$. Для нелинейного фильтра (кривая 2) наблюдается стабильно малое значение СКО вплоть до отношения сигнал/шум – 15 *дБ*. При более низких отношениях сигнал/шум наблюдаются аномальные ошибки, вызванные искажением формы полезного сигнала в процессе пороговой обработки.

Для узкополосного случайного процесса предельный энергетический выигрыш также определяется выражением (4). На рис. 7 приведена зависимость относительного СКО от предельного энергетического выигрыша, для случая $q_0 = -10$ *дБ*. В данной задаче согласованный фильтр оказывается более эффективным.

На рис. 8 приведена зависимость энергетического выигрыша от соотношения сигнал/шум. Эффективность нелинейного фильтра при отношении сигнал/шум выше 0 *дБ* фактически не уступает аналогичному показателю согласованного фильтра.

Рассмотрим вопрос о сравнении робастности процедур фильтрации. Для этого проведем моделирование для случая расстройки фильтра, тем самым имитируя наличие неполной или неточной априорной информации о характеристиках обрабатываемого сигнала. Результаты моделирования представлены на рис. 9 – 10. При расстройке формирующего фильтра по центральной частоте, погрешности оценивания для метода нелинейной фильтрации остаются постоянными (рис. 9). В то же время, для полосового фильтра они возрастают почти линейно с увеличением относительной расстройки.

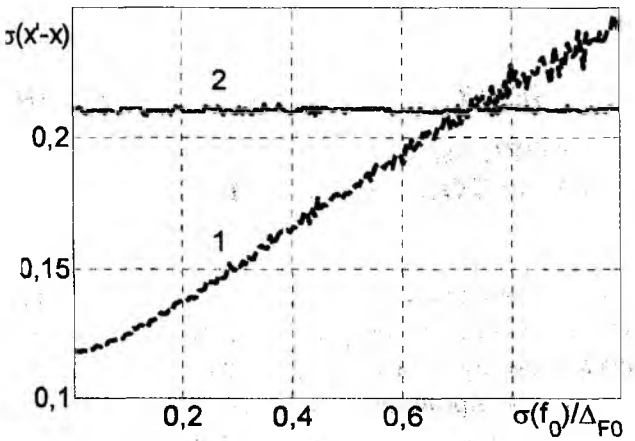


Рис. 8. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от расстройки по центральной частоте

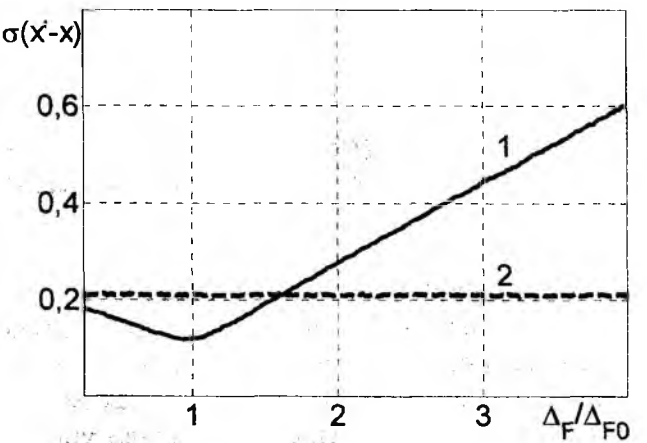


Рис. 9. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от расстройки по полосе пропускания фильтра

При изменении полосы пропускания формирующего фильтра результаты для метода нелинейной фильтрации также остаются постоянными (кривая 2 на рис. 10). Эффективность полосового фильтра существенно зависит от соотношения полос пропускания.

Выводы

Рассмотренный в работе нелинейный фильтр обеспечивает возможность повышения отношения сигнал/шум для узкополосных сигналов на фоне нормального белого шума, при этом не используя априорной информации об обрабатываемом сигнале. При наличии полной априорной информации эффективность согласованного фильтра оказывается выше по сравнению с нелинейным фильтром.

Список литературы: 1. *Тихонов, В.И.* Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов – М. : Сов. радио, 1966. – 678с. 2. *Тихонов, В.И., Харисов, В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 3. *Коуэн, К.Ф.Н.* Адаптивные фильтры / К.Ф.Н. Коуэн, П.М. Грант. – М. : Мир, 1988. – 388 с. 4. *Баскаков, С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. Изд-е 5-е. – М. : Высш. шк., 2005. – 462с. 5. *Айфичер, Э.С.* Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э.С. Айфичер, Б.У. Джервис ; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.04.2012

УДК 534.23

А.Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Н. И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, ЛЮ ЧАН

АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ СОДАРНОМ ЗОНДИРОВАНИИ УСТОЙЧИВОГО АПС

Введение

Современные теоретические задачи описания физических объектов обычно формулируются в прямой постановке. Но для получения практических результатов более ценными являются решения обратных задач. Поэтому обычный путь имеет два этапа. На первом решается прямая задача, а затем каким-либо способом проводят обращение полученного решения. Если при решении не было упрощений, то переход от прямой задачи к обратной будет эквивалентным. Но сложность физических объектов не позволяет избежать упрощений уже при решении прямой задачи. Поэтому при обращении все приближения, как правило, переходят в постановку обратной задачи. Это существенно снижает практическую ценность полученных решений.

Для развития метода акустического зондирования (АЗ) атмосферы наиболее актуальным является решение задач извлечения информации [1]. Традиционные теоретические наработки основывались на решениях прямых задач [2 – 5].

Цель работы – определение состава спектральных компонент принимаемого сигнала на основании решения обратной задачи при минимизации неэквивалентности перехода к ней от прямой. Это позволит дать более точную оценку информационным параметрам сигнала.

Постановка задачи

Обратная задача АЗ атмосферного пограничного слоя (АПС) предполагает определение пространственно-временного распределения коэффициента отражения акустических волн $k(\vec{r}, t)$. В постановке задачи можно ограничиться однолучевым содаром. Поэтому постановка обратной задачи может производиться на плоскости в координатах пространства-времени (рис.1). Анализ работы многолучевого содара можно провести на основании полученных соотношений для однолучевого. В постановке не будем рассматривать поперечные эффекты, так как современные теории не дают их подробного описания, а сделанные предположения требуют экспериментальной проверки [6, 7]. Поэтому будем считать, что при движении по трассе зондирующий пакет акустических волн не меняется, но он движется вместе со средой, поэтому трассы прямого и отраженного луча будут отличаться даже при совмещенном и неподвижном относительно поверхности земли приемо-передатчике.

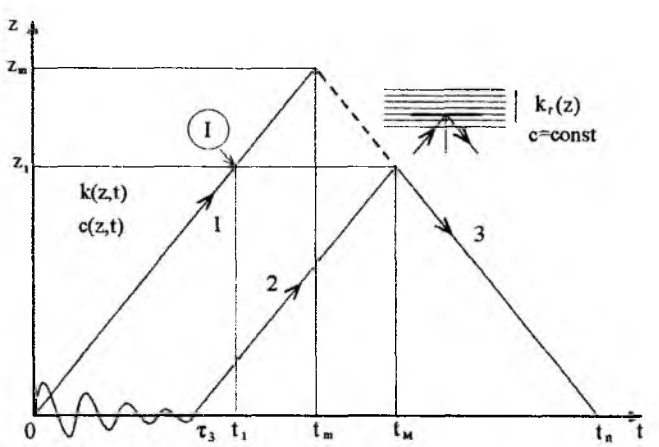


Рис. 1. Схема движения акустического луча

Каждая точка пространства будет характеризоваться скоростью движения акустических волн – $c(z,t)$, и коэффициентом отражения – $k(z,t)$. В стратифицированном АПС при вертикальном зондировании отраженный сигнал каждого элемента зондирующей посылки определяется распределением коэффициента отражения по вертикали $k_z(z,t)$. Тогда результирующий сигнал

$$u = \sum_{m=1}^{M} U(t_m) k_z(z(t_m)) \Delta z, \qquad (1)$$

где

$$z(t) = \int_0^t c(z(t), t)dt. \qquad (2)$$

Однако распределение скорости $c(z(t), t)$ здесь тоже неизвестно. Для устойчивых слоев $k(z)$, $c(z)$ связаны через абсолютную температуру T. Но в общей постановке задача не имеет решений.

Обоснование допустимых приближений

В задачах зондирования АПС используется приближение однократного рассеяния. Кроме того можно пренебречь, во-первых, изменением k и c за время прохождения пакетом пространственно-временной области, соответствующей его протяженности, во-вторых, при устойчивой стратификации можно считать $v_z = 0$. Тогда при вертикальном зондирования скорость звука в вертикальном направлении равна $c = 20.05\sqrt{T}$ [*м/с*], где T – абсолютная температура (^{O}К).

В такой постановке задача имеет решение, но требует увеличения вычислительных затрат. Поэтому необходимы дальнейшие приближения. Точная величина абсолютного значения высоты отражения не несет существенной информации. Температура в АПС изменяется не более, чем на 10…15^{O}С. Вследствие этого вертикальная скорость изменится не более, чем на 1…2 %. Вертикальные токи даже при 10 *м/с* внесут погрешность <3%. Эти факторы внесят погрешность только в определение абсолютной высоты отражения. Но 2 – 3 % погрешности определения высоты для метеорологии не имеют особого значения. Поэтому в объеме пакета при движении поля звуковых волн «вверх» и «вниз» вертикальную скорость можно считать постоянной $c(t) = \text{const}$.

Влияние вертикального изменения $c(z)$ рассмотрим сначала в объеме пакета, а затем вдоль трассы Для оценки погрешности переместим начало координат в точку 1 (рис.1) и представим схему суммирования сигнала для устойчивой стратификации, при которой вертикальная производная температуры положительна $T'_z > 0$ и скорость звука $c(z)$ увеличивается с высотой (рис.2). Сначала оценим погрешность, обусловленную изменением модуля отраженного сигнала.

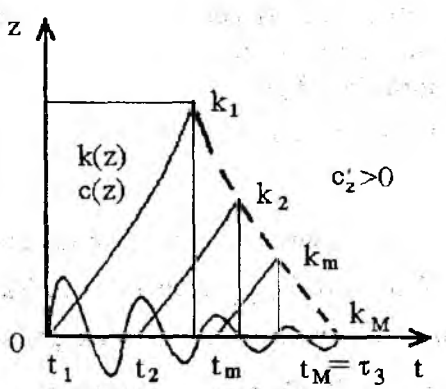


Рис. 2. Суммирование отраженного поля

Коэффициент отражения при малом скачке температуры $\Delta T << T_0$: $k_T = -0{,}25\Delta T/T_0$. Для плавного изменения $T(z)$ имеем

$$k_T(z) = -T'_z \frac{\Delta z}{4T_0}. \qquad (3)$$

В области, занятой зондирующим пакетом, изменение температуры можно представить степенным рядом:

$$T(z) = T_0 + T'z + \frac{1}{2!}T''z^2 + \frac{1}{3!}T'''z^3 + \frac{1}{4!}T^{IV}z^4 + \ldots. \qquad (4)$$

Если задать $T_0 = 283\ ^{O}$К (10^{O}С), длительность посылки $\tau_3 = 0{,}1$ с и $T'_z = 0{,}1$ град/м, то, опуская несложные расчеты, получим, что в первом приближении изменение высоты отражения, условие (2), вызванное изменением скорости, составит менее чем $\Delta z' = 5$см.

Очевидно, что изменение модуля коэффициента отражения при изменении $\Delta z' = 5$см в любых условиях будет столь незначительным, что его влиянием на результат суммирования амплитуд поля можно пренебречь. Но, чтобы получить основное соотношение для устойчивого АПС, нужно рассмотреть влияние Δz на фазовые соотношения, так как $\Delta z' = 5$см соответствует ~0,5λ.

Отраженное поле в устойчивом АПС

В условиях устойчивого АПС за время движения пакета вверх и отраженного поля вниз, в сумме равном τ_3 (рис.2), модификации трассы не произойдет. То же можно сказать и о наклонном бистатическом зондировании при небольших углах. Поэтому момент отражения точно равен половине интервала между входом элемента зондирующего сигнала t_m в пространственно временную область рис.2 и моментом τ_3. А высоту отражения с учетом малости $\Delta z'$ можно выбрать на основании $z(t_m) = 0{,}5c_0(\tau_3 - t_m)$. Тогда сомножители $k_z(z(t_m))$ и Δz в (1) можно взять в виде $k_z(z(t_m)) = k_z(0{,}5c_0(\tau_3 - t_m))$, и $\Delta z = -0{,}5c_0\Delta t$.

Подставляя зависимость коэффициента отражения от изменения температуры (3) и переходя к интегралу, для сигнала в момент окончания зондирующего пакета получаем выражение

$$u = \frac{c_0}{8T_0}\int_0^{\tau_3} U(t)\cdot T_z'(0{,}5c_0(\tau_3 - t))dt \ . \qquad (5)$$

Это выражение записано в координатах пространства-времени рис.2. Чтобы перенести его в координаты общей схемы зондирования (рис.1), достаточно произвести замену момента приема сигнала на t_n. Тогда окончательно получим

$$u(t_n) = \frac{c_0}{8T_0}\int_0^{\tau_3} U(t)\cdot T_z'(0{,}5c_0(t_n - t))dt \ , \qquad (6)$$

где $t_n = \tau_3 ... \infty$.

Обратная задача определения $T(z)$ сводится к определению градиентов $T_z'(t_n)$ в каждый момент времени с последующим интегрированием, начиная с приземного значения.

Выделение информации в зондирующих системах наиболее эффективно, в случаях, когда ее разрешающая способность выше, чем расстояние корреляции параметров среды. В этом случае можно уверенно принять, что в выражении (5) $T_z'(0{,}5c_0(T_3 - t)) = \text{const}$ и выделение информации возможно только при модулированных сигналах.

Оценка ширины информационного спектра

Ограничение высоты зондирования Z_{max} наступает вследствие того, что интенсивность сигнала уменьшается и становится ниже уровня шумов. Обычно Z_{max} менее 1 *км*. Таким образом, время существования сигнала τ_{max} не более 6 *с*. Поэтому оценку спектральных компонент можно проводить не чаще, чем через $\Omega_1 = 2\pi(\tau_{max})^{-1}$. Отдельная реализация (6) принятого сигнала существует все время движения зондирующего импульса по трассе. Поэтому плотность спектра можно определить как для случая бесконечного неповторяющегося сигнала:

$$S_m = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\tau_{max}} u(t_n)\cdot\exp(i0{,}5\Omega_1 m t_n)dt_n \ ,$$

Подставляя в это выражение $u(t_n)$ из (6), получаем

$$S_m = \frac{c_0}{16\pi T_0} \int_0^{\tau_{max}} \int_0^{\tau_3} U(t) \cdot T'_z\left(0{,}5c_0(t_n - t)\right) \cdot \exp(i0{,}5\Omega_1 m t_n) dt dt_n \ .$$

Меняя порядок интегрирования, имеем

$$S_m = \frac{c_0}{16\pi T_0} \int_0^{\tau_3} U(t) \int_0^{\tau_{max}} T'_z\left(0{,}5c_0(t_n - t)\right) \cdot \exp(i0{,}5\Omega_1 m t_n) dt_n dt \ , \qquad (7)$$

Внутренний интеграл представляет собой спектр функции $T'_z\left(0{,}5c_0(t_n - t)\right)$, – S_m^T. В качестве аргумента в нем может быть представлено время, как в (7), или высота z. Обозначая вертикальную координату внутри области, занятой зондирующим пакетом (рис.2) как z', получаем выражение для пространственного спектра температурного профиля АПС:

$$S_m^T = \int_0^{Z_{max}} T'_z(z - z') \cdot \exp(i0{,}5\Omega_z m z) dz \ , \qquad (8)$$

где $\Omega_z = 2\pi(Z_{max})^{-1}$ – первая пространственная гармоника.

В этом выражении нумерация гармоник сохраняется аналогичной нумерации в (7), поскольку в процессе измерений более точного деления получить невозможно.

Заметим, что если $T'_z(z - z')$ в (7) не меняется в области, занятой пакетом, – $T'_z(z - z') = T'_z(z)$, то при зондировании прямоугольными импульсом с монохроматическим заполнением компоненты спектра равны нулю. Таким образом, выражения (7) и (8), так же как и (5), (6) указывают на то, что при зондировании атмосферы необходимо использовать модулированный сигнал.

Выводы

Информация содержится в спектре T'_z, представляющем собой либо внутренний интеграл в (7), либо выражение (8). Для определения хода T'_z достаточно использовать обратное преобразование Фурье от S_m^T. Спектр S_m^T не может быть шире, чем единицы герц. Более широкая полоса пропускания приемника необходима только для прохождения компонент модулированного зондирующего импульса, которые позволяют выделить сигнал на фоне шумов, и лишь дополняют энергию информационных компонент.

Проведенная оценка показывает, что можно существенно сузить полосу пропускания приемного устройства содаров, что позволит повысить их энергетический потенциал.

Список литературы: 1. *Красненко, Н.П.* Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя / Н.П. Красненко. – Томск : Изд. СО РАН, 2001. – 277 с. 2. *Блохинцев, Д.И.* Акустика неоднородной движущейся среды / Д.И. Блохинцев. – М. : Наука, 1981. – 208 с. 3. *Монин, А.С., Яглом, А.М.* Статистическая гидромеханика / А.С.Монин, А.М.Яглом. – М. : Наука, 1965. – Ч. 1. – 640с. ; 1967. – Ч. 2. – 720с. 4. *Татарский, В. И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере / В. И. Татарский. – М. : Наука, 1967. – 548с. 5. *Осташев, В.Е.* Распространение звука в движущихся средах / В.Е. Осташев. – М. : Наука, 1992. – 208 с. 6. *Панченко, А.Ю.* Анализ физических факторов, формирующих параметры отраженного сигнала при акустическом зондировании атмосферного пограничного слоя // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 160. – С. 184-188. 7. *Панченко, А.Ю.* К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С. 53-57.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.05.2012

УДК 621.391

С.С. КОЗЛОВ, В.А. ПУЛЯЕВ, д-р техн. наук

ВЫБОР СТРУКТУРЫ БАЗЫ ДАННЫХ ДЛЯ ХРАНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ХАРЬКОВСКОГО РАДАРА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

Введение

Все увеличивающийся объем ионосферной информации, получаемый в обсерватории Института ионосферы (г. Харьков) [1] в процессе функционирования радара некогерентного рассеяния (НР) и ионосферной автоматической станции (АИС), обусловливает необходимость создания специализированной базы ионосферных данных (БИД), полученных над украинским регионом. База будет способствовать улучшению информационного обеспечения, повышению быстродействия процесса обработки ионосферной информации, даст возможность пользователям иметь доступ к информационным ресурсам через локальную сеть, сеть Internet или через внутрикорпоративную сеть на базе Intranet.

В настоящее время ионосферная информация с данного исследовательского радиолокационного комплекса записывается на CD- и DVD-диски. При этом имеет место проблема преобразования и упорядочивания информационных массивов значительной продолжительности. Для дальнейшей оптимизации систем хранения и дальнейшей обработки данных требуется учет сложности процедур преобразования информации, накапливаемой в большей части в on-line режиме. Так как в результате дистанционного радиозондирования ионосферы образуются большие информационные объемы (до 10 *ГБайт/сутки*), то для организации их оптимального размещения в БИД с целью долгосрочного хранения необходимы классификация получаемых результатов и оптимизация их структуры. Также требуется ввод в действие системы управления базой с учетом специфики геофизической обработки и визуального анализа экспериментальных данных [2].

Таким образом, целью исследований является анализ данных, получаемых в Институте ионосферы, и рассмотрение возможности организации электронной БИД, которая позволила бы существенно оптимизировать процедуры систематизации результатов, записи и последующего представления ионосферной информации.

Анализ состояния вопроса

Рассмотрим общие подходы, связанные с созданием подобной системы хранения данных.

Одним из этапов проектирования любых баз данных (БД) является даталогическое проектирование, представляющее собой создание логической информационной структуры [3]. Первыми такими системами стали иерархические, сетевые модели, а также модели на основе инвертированных списков. Однако сложности их практического использования, увеличенные объемы и структурная сложность хранимых данных привели к появлению и широкому распространению новых разработок – реляционных баз хранения информации [4].

Реляционная модель состоит из трех составляющих, относящихся к разным аспектам реляционного подхода: структурной части, а также манипуляционной и целостной частей. Преимуществом реляционных БД является наличие мощного и в тоже время простого языка SQL – Structured Query Language, позволяющего пользователям выполнять многие необходимые операции.

Одним из недостатков реляционной базы невозможность хранения в ней сложных типов информации (в виде рисунков, графиков, диаграмм и т. п.), а также информации абстрактного типа, который бы определялся самим пользователем.

Попытка встроить семантику в механизм управления БД подтолкнула исследователей к созданию объектно-ориентированной модели, в основу которой были заложены принципы,

характерные для объектно-ориентированного программирования: инкапсуляция, полиморфизм и наследование. Преимуществом таких объектно-реляционных СУБД является сохранение преемственности с системами предыдущего поколения, а также возможность применения уже зарекомендовавших себя методов хранения информации, возможность использования новых объектно-ориентированных механизмов, повышающих эффективность хранения и представления данных.

Анализ ионосферной информации

Как было сказано выше, если рассматривать функционирование базы данных применительно к специфике работы радара НР, в данном случае ее структура должна учитывать особенности метода ионосферного радиозондирования. Так, в базе должны храниться [2] исходная радиофизическая информация, получаемая в процессе проведения экспериментов, рассчитанные высотно-временные зависимости автокорреляционных функций (АКФ) и спектров сигнала НР, вычисленные параметры ионосферы, результаты их анализа и последующей геофизической интерпретации. Помимо компьютерных файлов, образуемых на выходах корреляторов, и файлов, содержащих ионограммы, БИД должна хранить и служебную информацию, содержащую комментарии к файлам, сведения об условиях проведения экспериментов, техническом состоянии аппаратуры и др.

Проведенный анализ показал, что получаемые в результате зондирования ионосферы данные, которые предполагается хранить в БИС, по содержанию условно можно разделить на три основные группы:

– исходные радиолокационные данные, которые системами (корреляторами) первичной обработки формируются в виде статистических характеристик сигнала рассеяния, поступающего на вход радиоприемного устройства радара НР [1], и блоком цифрового преобразования отраженного сигнала формируются на выходе автоматической ионосферной станции [5];

– выходные данные, которые являются результатом радиофизической обработки уже статистических характеристик и представляют собой рассчитанные высотно-временные распределения значений ряда геофизических параметров ионосферной среды;

– служебная информация о состоянии аппаратуры, режимах ее функционирования, алгоритмах обработки данных и т.д.

Подробнее рассмотрим структуру *исходных данных*, которые образуются на выходе системы первичной обработки. Эти данные представляют собой набор *S*-файлов, содержащих результат корреляционной обработки сигнала рассеяния. Внутренность каждого файла (рис. 1) состоит из поля заголовка, отражающего дату и время проведения эксперимента, номер сеанса и количество излученных зондирующих импульсов, определяющих период статистического накопления результатов. Поле данных содержит рассчитанные вдоль развертки дальности 680 значения АКФ сигнала НР по 19 ординат в каждой, причем полученных одновременно с выходов четырех канальных приемников. Кроме того, в файле содержится высотный профиль мощности сигнала НР, а также высотный профиль усредненных значений напряжения этого сигнала, позволяющий контролировать уход “нуля” АЦП. Имеется также набор служебных меток – результат анализа данных на достоверность, проведенного программой фильтрации отражений от летательных объектов.

В исходных данных имеет место еще один набор информации – в виде *V*- и *C*-файлов, формируемых в чуть отличающемся формате [6] при функционировании двух корреляционных систем предыдущего поколения.

Все исходные файлы в процессе статистического (от развертки к развертке) усреднения информации формируются, как правило, в течение одной минуты, записываются в двоичном коде и имеют объемы от 0,02 до 0,2 *МБайт*.

<table>
<tr><td rowspan="10">Заголовок</td><td colspan="4">word</td><td>день</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>месяц</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>год</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>часы</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>минуты</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>секунды</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>номер сеанса</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>nr0</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>nr1</td></tr>
<tr><td colspan="4">word</td><td>резерв</td></tr>
<tr><td rowspan="19">Данные</td><td rowspan="11">1</td><td rowspan="4">1</td><td>1</td><td>dword</td><td rowspan="11">АКФ сигнала НР
(4 канала)</td></tr>
<tr><td colspan="2">...</td></tr>
<tr><td>19</td><td>dword</td></tr>
<tr><td colspan="3">...</td></tr>
<tr><td rowspan="3">680</td><td>1</td><td>dword</td></tr>
<tr><td colspan="2">...</td></tr>
<tr><td>19</td><td>dword</td></tr>
<tr><td>2</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td>3</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td>4</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td rowspan="4">1</td><td colspan="2">1</td><td>dword</td><td rowspan="4">«Ноль» АЦП
(2 канала)</td></tr>
<tr><td colspan="3">...</td></tr>
<tr><td colspan="2">680</td><td>dword</td></tr>
<tr><td>2</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td rowspan="5">1</td><td colspan="2">1</td><td>dword</td><td rowspan="5">Мощность сигнала НР
(2 канала)
«Ноль» АЦП
(2 канала)</td></tr>
<tr><td colspan="3">...</td></tr>
<tr><td colspan="2">680</td><td>dword</td></tr>
<tr><td>2</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td>3</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td>4</td><td colspan="3">–//–</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Служебная информация</td><td>1</td><td colspan="3">dword</td><td rowspan="3">Метки</td></tr>
<tr><td colspan="4">...</td></tr>
<tr><td>680</td><td colspan="3">dword</td></tr>
</table>

Рис. 1. Структура файла данных для случая работы четырехканального коррелятора

К исходным данным также относятся ионограммы, получаемые с помощью автоматической ионосферной станции. С использованием своего формата [5] они образуются каждые 15 *мин* и представляют собой файлы объемами по 12 *МБайт*.

Под *выходными данными* понимаются результаты расчета параметров среды [1], которые являются основой для дальнейшего геофизического анализа. Набор высотного распределения ионосферных параметров, представленных внутри этих файлов объемами по 0.1 *Мбайт* для сеансов длительностью 15 *мин* следующий:

– температура ионов $T_i(h)$;
– температура электронов $T_e(h)$;
– концентрация электронов $N_e(h)$;
– относительное содержание ионов кислорода $O^+(h)$;
– относительное содержание ионов водорода $H^+(h)$;
– относительное содержание ионов гелия $He^+(h)$;
– относительное содержание молекулярных ионов $M^+(h)$;
– радиальная составляющая скорости переноса плазмы $V_r(h)$.

Под *служебными данными* будем подразумевать сведения, поступающие из журналов операторной записи особенностей работы радиопередающего и радиоприемного устройств радара НР, а также сведения из журнала работы АИС. С этих журналов переносится информация о режимах аппаратурной работы и алгоритмах обработки, о помеховой обстановке, внештатных ситуациях, результатах экспресс-анализа. Также переносится указание условий проведения экспериментов (плановые измерения или измерения, связанные с затмением Солнца, со стартами ракет, прочее). Присутствуют и связывающие эксперимент данные время затмения, максимальное покрытие диска, время старта и характеристики ракетоносителя, расстояние до места старта), а также значения геофизических параметров (уровень солнечной активности, состояние магнитного поля Земли и др.). Подобная информация нужна при сопоставлении выходных данных для различных дней, сезонов и лет.

База данных

Таким образом, при проведении расчетов параметров ионосферной плазмы накапливаются большие объемы информации. Из результатов анализа следует, что существующий объем архивной информации, накопленный за период 1990 – 2011 гг., составляет приблизительно 70 *ГБайт*, причем плотность поступающих первичных данных достигла 8 *ГБайт/год*.

Основная задача базы данных заключается в унификации представления разнотипной ионосферной информации и устранении ее дублирования. То есть база должна, во-первых, производить периодическое накопление и хранение практически неограниченных объемов экспериментальных данных и сопровождающую их информацию. Во-вторых, она должна позволять осуществлять регулярные и оперативные расчеты и уточнения характеристик изучаемых ионосферных процессов. Как один из примеров, например, потребуются однородные высотно-временные выборки по ряду интересующих пользователя параметров с целью проверки выдвигаемых статистических гипотез.

На диаграмме развертывания (рис. 2) показана структурная реализация предлагаемых процедур передачи информации с использованием технических и программных средств, выполняющих роль организаторов движения потоков ионосферной информации в процессе ее накопления и анализа.

Генерализация файлов на основе заголовка, т.е. обобщение информации по времени, значительно упростит поиск по различным параметрам и ускорит доступ к ней. Для этого необходимо реализовать преобразование различных частей файла, содержащих информацию об одном параметре, в одномерные массивы. Предлагается процедура формирования пакетов исходных данных с последующей их передачей через ftp-server. Передача исходных данных в Харьков на основной proftpd-server предусматривает также и шифрование пакетов с последующей проверкой их целостности.

Предполагается функционирование модуля экспорта, который автоматически формирует пакеты установленного формата, в том числе и для Международной базы данных Madrigal (США, Колорадо), а также модулей обработки и визуализации исходных и выходных данных через WCF- и Web-servers.

Следует отметить, что имеет место некоторая сложность бесперебойного функционирования такой структуры, которая вызвана частичной территориальной разобщенностью радиолокационных систем Института ионосферы по отношению к системам последующей обработки и геофизического анализа. Когда возникает необходимость в оперативной передаче исходной информации при полевых условиях работы (окрестности г. Змиева, где отсутствуют ретрансляционные станции), не всегда удается обеспечить без сбоев функционирование сети Internet даже при скорости в 128 *КБайт/с*.

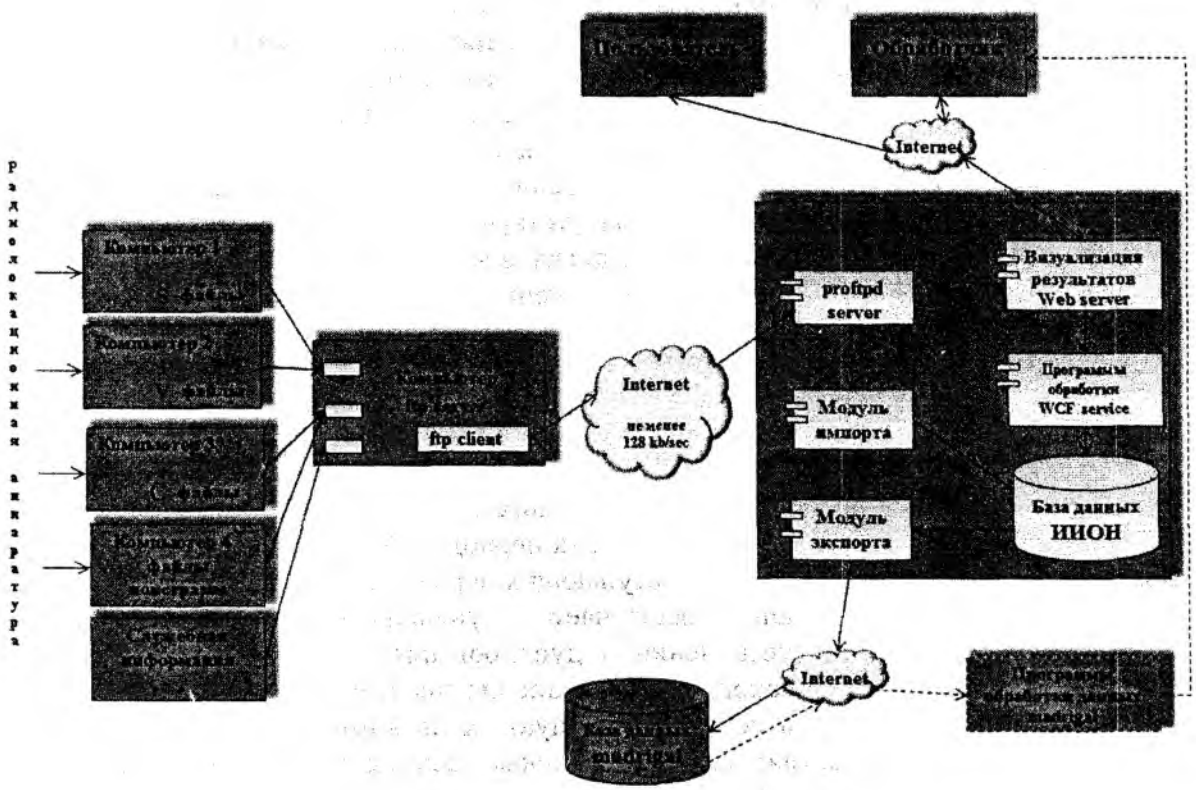


Рис. 2. Диаграмма развертывания ионосферной информации

Выбор системы управления базой данных

Все СУБД могут быть поделены на настольные и промышленные. Настольные СУБД такие как Access и FoxPro, предназначены для создания либо автономных информационных систем, либо систем файл-серверного типа. Большой интерес представляют промышленные СУБД, такие как Oracle, MS SQL Server, Postgress и другие, которые предназначены для построения клиент-серверных информационных систем и, как правило, предоставляют разработчику язык программирования, который включает в себя специализированный язык управления базами данных. Для наиболее распространенных баз данных реляционного типа таким языком является SQL.

В нашем случае использование СУБД при построении информационной ионосферной системы призвано реализовать физическую и логическую независимость прикладного программирования от хранимых данных. Физическая независимость от данных заключается в том, что работа программного обеспечения информационных систем не будет зависеть от изменений, которые могут происходить на внутреннем, физическом уровне. Эти изменения например, могут заключаться в том, что дальнейшая модернизация корреляторов вызовет усовершенствование структуры исходной файловой системы, или же смену наполнения выходных файлов базы данных. Достоинство же гибкого варианта управления позволит вводить новые элементы в структуру данных (к примеру, добавлять информацию о новом ионосферном параметре в виде еще одного столбца таблицы), никак не нарушая при этом функционирование программного обеспечения.

Основные требования, предъявляемые к СУБД для данного объекта (набор радиофизической и геофизической информации по результатам работы радара НР) предполагают наличие следующих возможностей:

– поддержка больших объемов ионосферных данных;

– поддержка индексирования данных;

– простота лицензирования, бесплатность, открытость исходных кодов, поддержка научным сообществом;

– поддержка механизма партиционирования (процедур разбиения информационных таблиц на подтаблицы на основе, например, дат проведения экспериментов);

– поддержка необходимых типов данных (массивов, бинарных файлов, графического вида ионограмм и пр.);

– наличие инструментов для работы с БИД (администрирования, конфигурирования, резервного копирования);

– компрессия данных для минимизации информационных объемов.

Исходя из таких требований, в качестве наиболее оптимальной была выбрана система PostgreSQL, представляющая собой свободную объектно-реляционную программу управления базами данных.

Выводы

В результате проведенных исследований по выбору электронной базы данных для хранения сведений о параметрах ионосферы, рассчитываемых при работе радиолокационных систем, использующих метод некогерентного рассеяния радиоволн, получены следующие результаты:

1. Проведен анализ объемов и внутренних структур файлов, содержащих исходные и модифицируемые результаты расчетов в процессе функционирования устройств обработки ионосферной информации,

2. Рассмотрена возможность преобразования и импорта радиофизической и геофизической информации в базу данных с целью типизации ее структуры.

3. Сформулированы основные требования к системе управления базой данных и произведен ее выбор.

Список литературы: 1. *Пуляев, В.А., Дзюбанов, Д.А., Домнин, И.Ф.* Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн. – Харьков : НТУ "ХПИ", 2011. – 240 с. 2. *Пуляев, В.А.* Программное обеспечение автоматизированной системы радара некогерентного рассеяния // Вестн. НТУ "ХПИ" : сб. науч. тр. – Харьков : НТУ "ХПИ", 2003. – № 26. – С. 91– 94. 3. *Гарсиа-Молина, Г., Ульма, Дж., Уидом, Дж.* Системы баз данных. Полный курс. – М. : Вильямс, 2008. – 1088 с. 4. *Чекалов, А.П.* Базы данных: от проектирования до разработки приложений. – СПб. : Питер, 2006. – 384 с. 5. *Богомаз, А.В., Козлов, С.С., Пуляев, В.А.* Данные для базы Института ионосферы // Конф. молодых ученых «Дистанционное радиозондирование ионосферы (ИОН-2011)» (Харьков, Украина, 12 – 15 апреля 2011 г.) : сб. тезисов. – 2011. – С. 47.6. *Богомаз, А.В.* Особенности процедуры накопления ионосферных данных, полученных с помощью многоканального корелятора // Програма XIX Міжнар. наук.-практ. конф. «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я». Секція 17. Навколоземний простір. Радіофізика та іоносфера. – 2011. – С. 184. 7. *Семенов, В.А., Морозов, С.В., Порох, С.А.* Стратегии объектно-реляционного отображения: систематизация и анализ на основе паттернов // Тр. Ин-та Системного Программирования РАН. – 2004. – Т. 8, ч. 2. – С. 53 – 92.

Национальный технический университет «ХПИ» *Поступила в редколлегию 02.04.2012*

УДК 621.396.6

О.Ю.МАЛИЙ, О.Ю.ФАРАФОНОВ, канд. техн. наук, О.А.ДЕМ'ЯНЕНКО

МЕТОД ОПИСУ ІНЖЕНЕРНИХ ЗАДАЧ ЗА ДОПОМОГОЮ УНІВЕРСАЛЬНОЇ МОВИ ПРОГРАМУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ

Вступ

Для створення кінцевого пристрою і написання програми керуючого мікроконтролера першим етапом є осмислення інженерного завдання і опис структури пристрою. Для цього інженер, який є користувачем системи автоматизації програмування, повинен першочергово осмислити який кінцевий результат він хоче побачити при проектуванні пристрою. Процес створення радіоелектронної системи на основі мікроконтролера, з точки зору осмислення принципів її роботи та опису для системи автоматизації проектування, можна розбити на три основних етапи:

1. Визначення вхідних і вихідних пристроїв, які будуть обмінюватися інформацією з кінцевим користувачем системи і навколишнім середовищем.

2. Визначення структури складових частин мікроконтролерної системи.

3. Визначення принципів взаємодії складових частин та загального алгоритму роботи системи.

Класифікація пристроїв, що підключаються до мікроконтролерів

Для визначення вхідних і вихідних пристроїв в першу чергу необхідно класифікувати периферійні пристрої, що підключаються до мікроконтролерів, та можуть бути виконані, як у вигляді зовнішніх пристроїв так і у вигляді вбудованої в мікроконтролер периферії. Класифікація пристроїв за принципами організації зв'язку з микроконтролером, а також по взаємодії з користувачем і навколишнім середовищем наведена на рис.1.

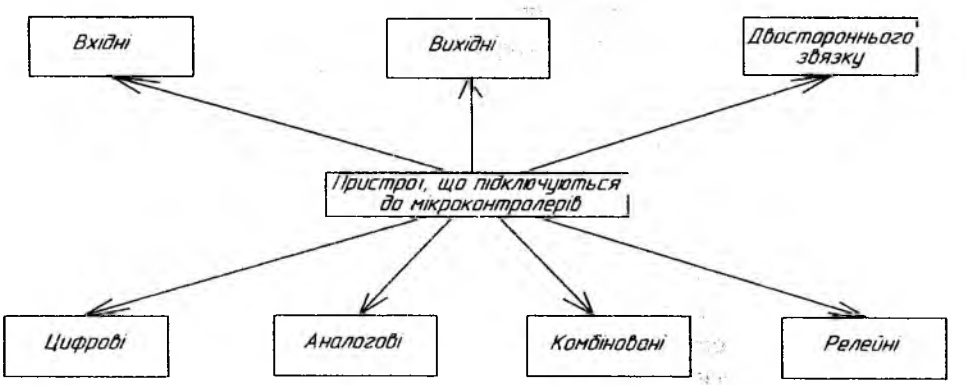


Рис. 1. Класифікація пристроїв, що підключаються до мікроконтролера

Як видно з рисунку пристрої, що підключаються до мікроконтролерів можна розділити на вхідні, вихідні та пристрої двостороннього зв'язку.

Вхідні пристрої здатні лише передавати будь-яку інформацію мікроконтролеру для подальшої обробки. До них можна віднести всі види датчиків, пристрої введення, такі як кнопки, клавіатура, до них можна також віднести компаратори, АЦП, ЦАП (у разі підключення їх виходів до мікроконтролера) і т.д.

До вихідних пристроїв відносяться пристрої здатні тільки виводити дані. До них відносяться різні типи індикаторів (світлодіоди, рідкокристалічні індикатори, сімисегментні індикатори, дисплеї), виконавчі пристрої (електромеханічні, електричні і т.д.), АЦП, ЦАП, регістри (у разі підключення їх входів до мікроконтролера) і т.д.

До пристроїв двостороннього зв'язку можна віднести різні види зовнішньої та вбудованої пам'яті і інші пристрої, які дозволяють проводити обмін даними з мікроконтроллером за стандартними шинами обміну [1].

Опис периферійних пристроїв за допомогою універсальної мови програмування мікроконтролерів

За допомогою запропонованих в [2 – 6] методів опису структури мікроконтролерів і периферійних пристроїв, що входять в його склад можна описувати будь-який тип периферійних пристроїв, що підключаються до різних мікроконтролерів. В кінцевому програмному комплексі для цих цілей використовується файл, що містить докладний опис принципів роботи периферійних пристроїв device.dat. Тому користувач/інженер може в програмному комплексі вибирати зі списку необхідний йому тип пристрою, а в разі необхідності конкретний пристрій для подальшого його підключення до мікроконтролера. Завдяки відкритій архітектурі файлу опису пристроїв, а також наявності вбудованих інструментів створення і редагування опису пристроїв, існує можливість додавання як нових типів пристроїв так і нових конкретних пристроїв, що випускаються різними виробниками.

Для вирішення завдання реалізації першого етапу процесу створення радіоелектронної системи на основі мікроконтролера, з точки зору осмислення принципів її роботи та опису для системи автоматизації проектування, тобто визначення вхідних і вихідних пристроїв, які будуть обмінюватися інформацією з кінцевим користувачем системи і навколишнім середовищем, у програмному комплексі передбачена можливість вибору і додавання пристроїв в проект. З точки зору програмної реалізації дана процедура відбувається шляхом додавання в проект нового об'єкта, що має певну архітектуру, властивості і функції для управління ним і реалізації взаємодії з мікроконтролером.

Наприклад, термопара, яка за запропонованою класифікацією відноситься до вхідного аналогового пристрою, описується таким чином:

Thermocouple:

Type, commands, tmin, Udt, tmax, gisteresise, dt, gisk, pins.

Після додавання в проект цей об'єкт має такі функції для процедури управління ним і реалізації взаємодії з микроконтроллером:

overload (true, false) – вихід за верхню межу t °

notload (true, false) – вихід ха нижню межу t °

work (true, false) – режим нормальної роботи

readtemp – функція читання t °

На другому етапі користувач / інженер вказує структуру взаємодії запропонованих пристроїв з мікроконтролером. З математичної точки зору це відбувається як присвоєння доступним для даного об'єкта параметрами і функціями певних значень, які необхідні для подальшого вибору мікроконтролера і створення блоків ініціалізації пристроїв у коді програми мікроконтролера, а також включення переривань.

Як приклад розглянемо підключення конкретного типу термопари (не задаючись конкретною моделлю даного пристрою для більшої гнучкості використання моделей в кінцевій мікроконтролерній системі) до мікрокотроллера для введення з навколишнього середовища значення температури, яка змінюється в діапазоні від 0 до 100°*C*. При цьому будемо вважати, що коефіцієнт термоЕРС даного типу термопари дорівнює 50 *мкВ/°C*, при мінімальній вимірюваній температурі (тобто при 0°C) вихідна напруга має значення 100 *мВ*, похибку вимірювання приймемо 0,1 °C для спрощення завдання будемо вважати, що ефект гістерезіса для

даної термопари відсутній. У цьому випадку об'єкт thermocouple буде мати наступні значення параметрів:

Type = analog
commands = no
tmin = 0
Udt =50(*мкВ/°С*)
tmax =100
gisteresise = none
u0=100(*мВ*)
dt =0.1
gisk = 0
pins = 2

На третьому етапі процесу створення радіоелектронної системи на основі мікроконтролера, з точки зору осмислення принципів її роботи та опису для системи автоматизації проектування користувач / інженер визначає принципи взаємодії складових частин та загальний алгоритм роботи системи.

Приклади реалізації введення інженерних задач в систему автоматизації програмування

Пропонується для опису функціонування розроблюваної мікроконтролерної системи використовувати описану в [2 – 6] універсальний алгоритмічний мову програмування мікроконтролерів шляхом вказання логічних взаємозв'язків між об'єктами прив'язаними до конкретних пристроїв підключеним користувачем на попередніх етапах планування завдання. Опис проводиться за допомогою встановлення чіткого взаємозв'язку вхідних і вихідних пристроїв з використанням, в якості посередника, мікроконтролера. Взаємозв'язок описується шляхом встановлення умовних зв'язків між об'єктами з допомогою, в першу чергу, оператора умови (if) і оператора присвоєння (=), а також за допомогою мінімального набору функцій і процедур універсальної алгоритмічної мови програмування мікроконтролерів. Як приклад розглянемо опис двох мікроконтролерних систем, в яких використовуються різні види вхідних і вихідних пристроїв.

Перша система, яка пропонується до розгляду як приклад, термометр з індикацією температури на текстовому однорядковому монохромному дисплеї. Система складається з чотирьох основних елементів:

- термопари (властивості, параметри і функції якої розглянуті вище);
- кнопки включення / виключення, яка описана у вигляді вхідного цифрового релейного пристрої з єдиним параметром pin_in дозволяє встановити в одиницю або скинути в нуль вхід порту мікроконтролера;
- монохромного однорядкового восьмісимвольного текстового дисплею, об'єкта типу display, який описаний у вигляді вихідного цифрового паралельного пристрою;
- безпосередньо керуючого мікроконтролера.

При цьому вважаємо, що система вимірює температуру від 0 до 100 ^{o}C з кроком 0,5 ^{o}C за допомогою термопари, значення температури виводиться на дисплей у вигляді числа з комою тобто у форматі від 1 до 3 цифр до коми, сама кома, одна цифра після коми і значок градуса Цельсія, який складається з двох символів "^{o}" і "C". Кнопка використовується для включення і виключення розроблюваної системи.

У цьому випадку алгоритм роботи даної мікроконтролерної системи матиме такий вигляд (рис. 2):

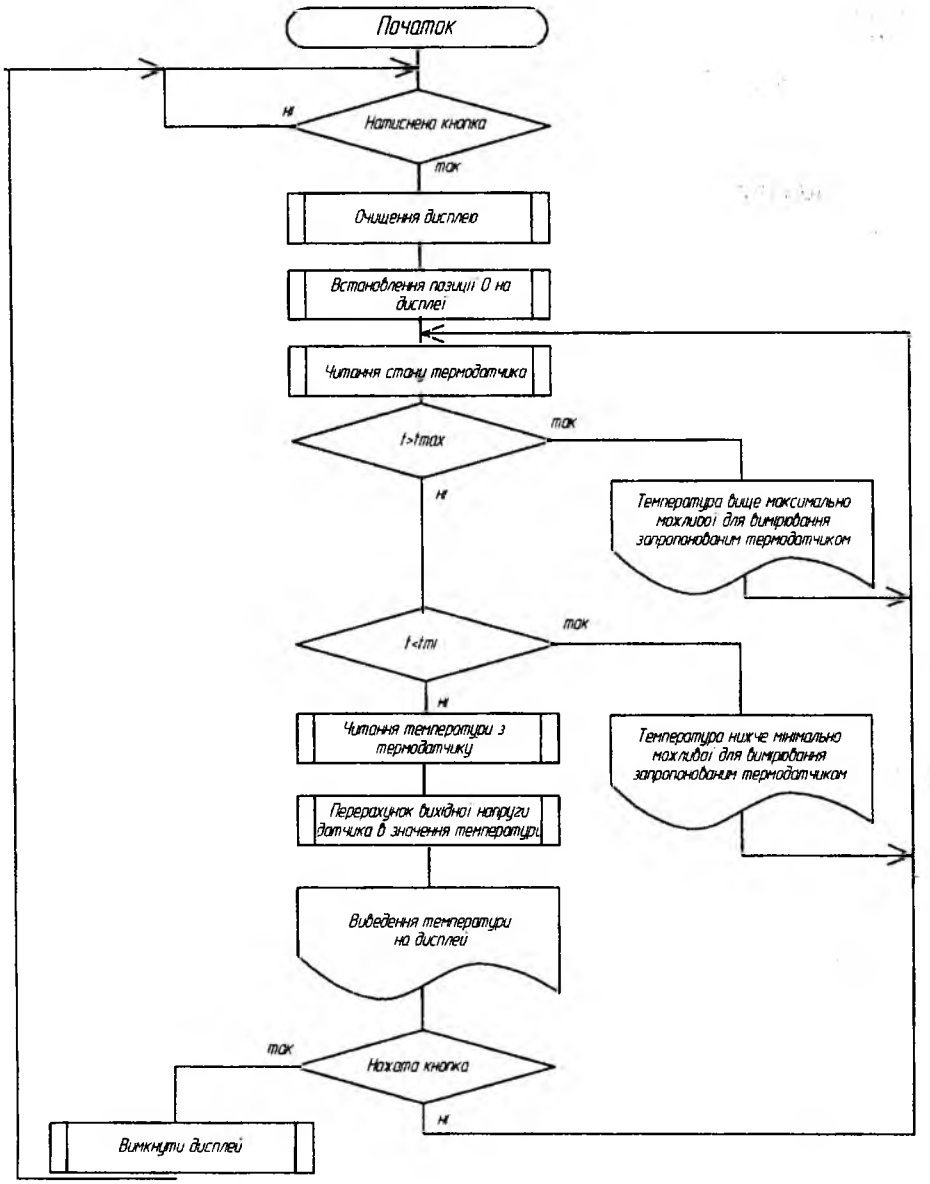


Рис. 2. Алгоритм роботи термометра з індикацією температури на текстовому однорядковому монохромному дисплеї

Універсальною алгоритмічною мовою програмування (УМП) даний алгоритм роботи пристрою з урахуванням введених пристроїв у вигляді об'єктів буде описаний інженером в наступному вигляді:

```
m2: if  sw1.swon = true  then
      pause(500)
      endif
      if sw1.swof = true  then
      display1.positionset = 0
m1: if thermocouple1.work then
      if thermocouple1.overload = true then
      display1.positionset = 7
      display1.load text = 'temp > max'
   goto m1
      endif
```

```
    if thermocouple1.notload = true than
  display1.positionset = 7
    display1.load text = 'temp < min'
       goto m1
       endif
       s =  thermocople1.readtemp
  temp = S/termocople1.Udt
  display1.positionset = 6
  If temp < 100 then
  Display1.setsimbol =' '
  endif
  t= int(temp/100)
  if t <>0 then display1.setsimbol = simb(t)
  endif
   display1.position set = 5
  If temp < 10 then
  display1.setsimbol = ' '
  endif
  temp = temp-t*100
  t=int(temp/10)
  if t >=10 then
  display1.setsimbol =simb(t)
  endif
  display1.positionset = 4
  temp = temp – t*10
  t = int (temp)
  display1.setsimbol = simb (t)
  display1.positionset = 3
  display1.setsimbol = '.'
  display1.positionset =2
  temp=temp – t
  t=int(temp*10)
  display1.setsimbol = simb (t)
  display1.positionset = 1
  display1.setsimbol = 'o'
  display1.positionset = 0
  display1.setsimbol ='C'
  endif
  if sw1.swon=true then
  display1.dispon=false
  pause(500)
  go to m2
  endif
  goto m1
```

З прикладу видно, що інженеру немає необхідності вникати в тонкощі перетворення аналогового сигналу з виходу термопари в значення температури, а також в особливості системи команд управління дисплеєм, а можна використовувати тільки функції об'єктів thermocouple і display.

Друга система, яку ми розглянемо в якості прикладу, представляє електронний замок, який працює з використанням електронних смарткарт і управляє електронним замком і двома світлодіодами (червоним і зеленим), які індицирують стан замку.

Система складається з п'яти основних елементів:

- картоприймача / роз'єму для підключення смарткартки з контактом визначальним наявність картки (в даному випадку не дивлячись на пасивність цього пристрою воно описується як цифрове послідовне пристрій двостороннього зв'язку т.к. увазі підключення смарткарти, яка як передає так і приймає цифрову інформацію з мікроконтролера) об'єкт smartcard;
- двох світлодіодів, які описані як вихідні цифрові релейні пристрої з єдиним параметром pin_out, що дозволяє включатися якщо вихід порту мікроконтролера дорівнює одиниці і вимикатися якщо вихід порту дорівнює нулю;
- електро-механічного замка, (в електронній схемі буде виконуватися тільки роз'єм для його підключення) який працює як реле і отже описаний у вигляді вихідного цифрового релейного пристрою єдиним параметром pin_out (зелений світлодіод за бажанням інженера можна запаралеліть із замком);
- енергонезалежної пам'яті, що зберігає набір дампів пам'яті дозволених карт, яка описана як послідовне пристрій двостороннього зв'язку, об'єкти типу eeprom (пам'ять може бути реалізована як всередині мікроконтролера так і зовні у вигляді окремої мікросхеми);
- безпосередньо керуючого мікроконтролера.

При цьому вважаємо, що в початковому стані загоряється червоний світлодіод, система в разі наявності картки в роз'ємі (це визначається наявністю сигналу на контакті картоприймача) виробляє читання дампа пам'яті картки, а також реалізує алгоритм аутінтіфікаціі карти challenge / response і порівнює зчитаний дамп з дозволеними дампами для доступу, які зберігаються в незалежній пам'яті. Якщо дамп, зчитаний з карти, збігається з яким-небудь дампом, що зберігаються в пам'яті, і карта пройшла алгоритм аутентифікації, то червоний світлодіод гасне, а загоряється зелений і разом з тим подається сигнал на вхід електромеханічного замка, який після цього відкривається. Після відкриття система відміряє 10 *с*, після чого замок закривається, зелений світлодіод гасне і спалахує червоний і система переходить в початковий стан.

У цьому випадку алгоритм роботи даної мікроконтролерної системи матиме такий вигляд (рис. 3):

Універсальною алгоритмічною мовою програмування даний алгоритм роботи пристрою з урахуванням введених пристроїв у вигляді об'єктів буде описаний інженером у вигляді

```
    lock1.pin_out=false
    vs1. pin_out=true
    vs2. pin_out= false
m:8
if   cardreader1.cardset =true then
    cardreader1. reset-
    byte = 0
m2:if bit<128 then
     bit=0
     byte=byte +1
     card =dump[byte]=0
m1: if <8 then
     card_dump[byte]=card_dump[byte]*2+cardreader1.read
     bit = bit+1
     goto m1
      endif
      goto m2
      endif
```

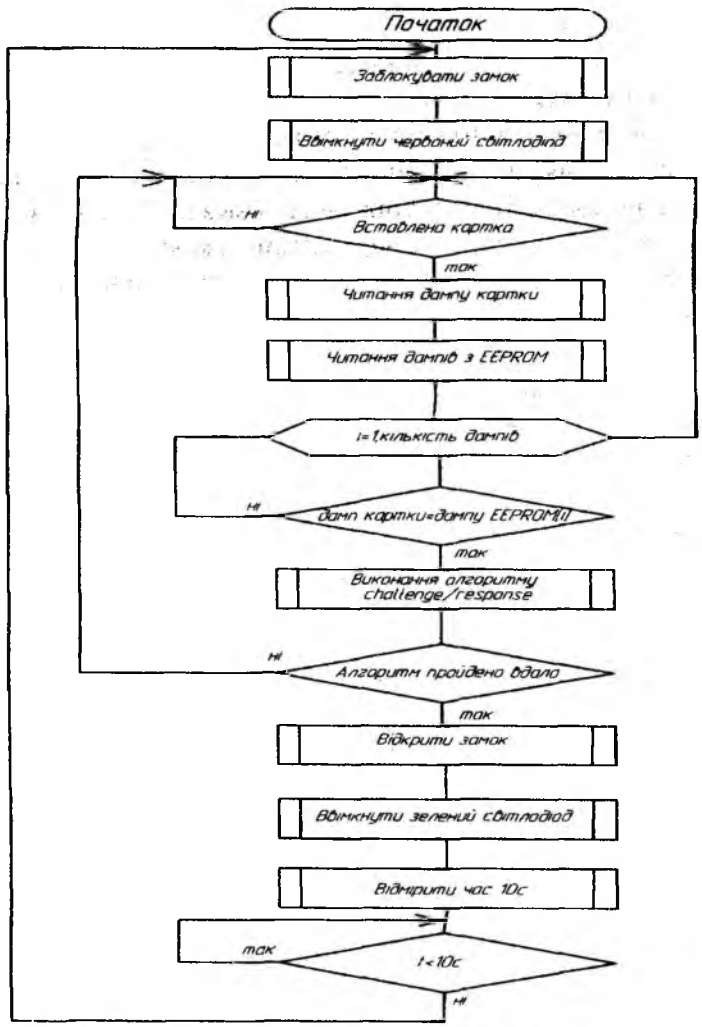


Рис. 3. Алгоритм роботи електронного замка

```
      num =0
      eeprom1.setadd=0
m4:  if num<16 then
      byte =0
      num=num+1
m3:  byte=byte<128 then
      byte=byte+1
      ee_dump[num,byte] =ocprom1.readword
      ee_prom1.set add=eeprom1.get add+1
      goto m3
      endif
      goto m4
      endif
m5:  if num<16 then
      byte =0
      num=num+1
m5:   if byte<128 then
       byte=byte+1
       if card_dump[byte]<>ee_dump [num,byte] then
```

```
        goto m5
        endif
        goto m6
        endif
        goto m7
        end if
        goto m8
m7:   byte =0
        cardreader1.next
m14:  if byte <14 then
         byte=byte+1
         bit=0
m13: if bit <8 then
         t=cardreader1.read
         if byte =13 then
         if byte =3 then
      cardreader1. write
     ch[1] =08
     ch[2]=12
     ch[3]=19
     ch[4]=81
      need[1]=22
      need[2]=06
      need[3]=19
      need[4]=41
       i=0
m10:  if i<4 then
        j=0
        i=i+1
m9:  if j<8 then
        t=ch[i] and 128
        cardreader1.pin[io]=t
        ch[i] =ch[i]*2
        j=j+1
        goto m9
        endif
        goto m10
        endif
         i=0
m12:  if i<4 then
         j=0
         i=i+1
         resp[i] =0
m11:  if j<8 then
         cardreader1.write
         t=cardreader1.pin[io]
         resp [i]=resp[i]*2+t
         j=j+1
         goto m11
         endif
         goto m12
```

```
        endif
        goto m13
        end if
        goto m14
        end if
      i=0
m15: if i<4 then
     i=i+1
     if resp[i]<>need[i] then
     goto m8
     endif
     goto m15
     endif
     lock1.pin_out=true
     vs1.pin_out=false
vs2.pin_out=true
pause(10000)
goto m8
```

З цього прикладу також видно, що інженеру немає необхідності вникати в тонкощі обміну даними між пам'яттю і микроконтроллером, а також процесом роботи мікроконтролера зі смарткарти, а просто використовуються функції об'єктів eeprom і smartcard.

Висновки

Запропонований метод дозволяє описувати інженерну задачу у вигляді програми на УМП, що дозволяє далі шляхом трансляції проводити автоматизовану генерацію тексту програми обраного мікроконтролера. На відміну від раніше запропонованих методів дозволяє не прив'язуватися до окремих фірм виробників периферійних пристроїв та мікроконтролерів, що, в свою чергу, дозволяє отримати оптимальне схемотехнічне рішення інженерної задачі з мінімальними витратами для виробника.

Список літератури: 1. *Сташин, В.В.* и др. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах / В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М. : Энергоатомиздат, 1990 – 223с. 2. *Vladimir Krischuk, Alexandr Maly.* Development of methods of designing of means of the automated creation of the programs of microcontrollers in difficult electronic systems // The expirience of disigning and aplication of CAD Systems in Microelectronic. – Lviv, Ukraine, 2005, p. 279-280 3. *В.М. Крищук, О.Ю. Малий.* Універсальна алгорітмічна мова програмуваннямікроконтролерів // Тези доповідей Міжнар. наук.-практ. конф. "Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіоелектроніки, телекомунікацій та інформаційних технологій", Запоріжжя, Україна, 2006. – С. 152-153 4. *Alexandr Maly, Volodimir Krischuk* The dynamic description of system of instructions of microcontrollers // CADSM-2007, Polyana, 21-25 Feb.2007 5. *Малий, О.Ю.*Універсальна алгоритмічна мова програмування мікроконтролерів / В.М. Крищук, О.Ю. Малий, О.Ю. Воропай // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2009. – №2. – С. 115-120. 6. *Малый, А.Ю.* Математическое обеспечение автоматизации разработки и проверки программ микроконтроллеров / А .Ю. Воропай, В.Н.Крищук, А.Ю. Малый // Радіотехніка. – 2009. –№3 – с. 165-169 11. *Малий, О.Ю.* Розробка методів універсалізації програмування мікроконтролерів різних сімейств / А.Ю. Малый // Радіотехніка. – 2009. –№4 – с. 210-225

Запорізький національний технічний університет *Надійшла до редколегії 11.04.2012*

УДК 537.87:621.372.8

С.В. МИЗРАХИ

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ В МНОГОКАНАЛЬНОМ КВАЗИОПТИЧЕСКОМ МИКРОКОМПАКТНОМ ПОЛИГОНЕ

Введение

Исследование характеристик рассеяния объектов радиолокационного наблюдения связано со значительными материальными и финансовыми затратами при организации натурных экспериментов. Поэтому большое значение представляют различные лабораторные методы электродинамического моделирования [1 – 4] (ЭДМ), использующие принцип электродинамического подобия [5].

В последние десятилетия успехи в развитии элементной базы и экспериментальной техники позволили продвинуть подобные исследования в область терагерцевых частот (0.1 – 10 *ТГц*) [6 – 8], где уже могут эффективно использоваться квазиоптические радиоизмерительные методы и аппаратура. С другой стороны, бурное развитие средств вычислительной техники, методов автоматизации измерений и обработки данных позволило приступить к решению задач ЭДМ, принципиально требующих автоматизации процессов измерений и обработки, из-за чрезвычайно большого объема измерительной информации. К таким задачам относится, например, определение поляризационных сигнатур [9].

Сравнительно недавно был предложен и развит новый экспериментальный метод изучения характеристик рассеяния физических объектов в БММ и СММ диапазонах – метод квазиоптического волноводного моделирования (КВМ) [10, 11] и средства для его реализации – микрокомпактные полигоны [12]. В методе КВМ используются уникальные электродинамические свойства квазиоптических структур класса «полый диэлектрический лучевод» (ПДЛ) [13, 14]. В методе КВМ в отличие от известных методов ЭДМ, формирование плоского амплитудно-фазового распределения поля облучающей волны в рабочем объеме осуществляется без использования специальных коллимирующих средств, требующих прецизионной точности выдерживания формы и чистоты рабочих поверхностей. Роль такого коллимирующего устройства выполняет ПДЛ.

Постановка задачи

В работе [12] был создан и испытан квазиоптический поляриметрический микрокомпактный полигон (ПМКП), реализующий метод КВМ и измеряющий поляризационные амплитудно-фазовые характеристики рассеяния как на отражение, так и на проход. Полигон сопрягался с ПК посредством устаревшего автоматизированного комплекса *CAMAC*. Указанная система автоматизации позволяет вести автоматизированные измерения в одноканальном режиме либо амплитудных характеристик прямого или обратного рассеяния, либо фазовых, что ограничивает возможности ПМКП. Кроме того, имеется ряд очевидных трудностей сопряжения системы *CAMAC* с современными PC, как на программном, так и на аппаратном уровне.

К существенным недостаткам представленного полигона можно отнести одноканальность аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) системы автоматизации и устаревшее программное обеспечение. Это усложняет измерение всех компонент ПМР и увеличивает погрешность измерений. Особенно важным моментом является одновременное измерение амплитудных и фазовых компонент ПМР, что является невозможным в одноканальном режиме. Ручная перестройка поляризации облучающей волны, которая осуществлялась поворотом проволочной поляризующей решетки, также вносила свою погрешность в процесс измерения. Кроме того, наблюдалась случайная угловая погрешность поворотного устройства от единиц до десятков градусов, связанная с люфтами механического редуктора,

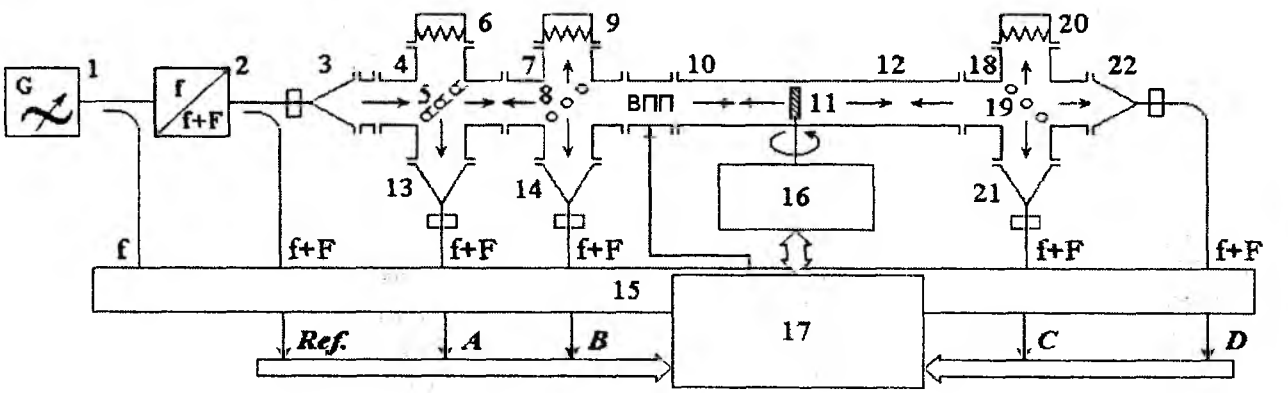
– в результате приходилось каждый раз масштабировать (растягивать по ракурсу) измеренные поляризационные диаграммы рассеяния.

Таким образом, необходимо создать новую систему автоматизации, чтобы улучшить качество измерений исследуемых объектов. Очевидно, что при исследовании сравнительно простых объектов (кубиков, пластин и т.п.), экспериментальные данные очень близки к теории, что и было показано в работе [12], а при исследовании более сложных объектов описанные недостатки могут привести к более значительным погрешностям – особенно это касается фазовых измерений.

Основная часть

Первым опытом в создании новой системы автоматизации стало освоение микроконтроллеров серии *MSP*430 фирмы *Texas Instruments* [15]. Микроконтроллер *MSP*430*F*135 обладает 12-разрядным АЦП, к которому можно подключить восемь аналоговых сигналов, а используя последовательный порт, входящий в состав микроконтроллера, можно передавать оцифрованные сигналы на компьютер. Кроме того, запрограммировав цифровые линии, можно управлять шаговым приводом, вращающим исследуемый объект, а используя алгоритмы *CORDIC* [16], можно вычислять тригонометрические функции. Такого типа система была создана и испытана для автоматической подстройки газоразрядного субмиллиметрового лазера [17]. Здесь общими с автоматизацией ПМКМ оказались задачи управления шаговым двигателем, оцифровки и обработки низкочастотного аналогового сигнала и его передача на ПК, поэтому планировалось перепрограммировать и расширить подобную систему для использования на микрокомпактном полигоне. Однако вскоре появилась возможность решить задачу автоматизации полигона, используя готовый модуль *E*14-140 [18].

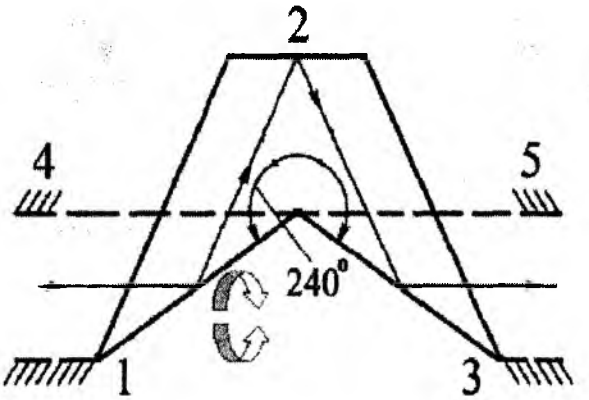
Для одновременного измерения всех компонент ПМР был создан и экспериментально испытан ПМКП [19, 20], упрощенная схема которого приведена на рис. 1.



Квазиоптический поляриметрический микрокомпактный полигон: 1 – генератор сигналов; 2 – фазовый сдвигатель частоты; 3, 13, 14, 21, 22 – возбудители ПДЛ; 4, 7, 18 – квазиоптические направленные делители мощности; 5, 8, 19 – поляризующие проволочные решетки; 6, 9, 20 – согласованные нагрузки; 10, 12 – секции ПДЛ; ВПП – вращатель плоскости поляризации; 11 – измеряемый рассеиватель; 15 – приемная система; 16 – позиционер; 17 – система управления, сбора, обработки и выдачи данных

Рис. 1

В отличие от работы [12] экспериментальная установка ПМКП была усовершенствована введением в секцию ПДЛ квазиоптического трехзеркального вращателя плоскости поляризации (ВПП) [21], схематически представленного на рис. 2, сопряженного с шаговым двигателем (ШД).



Квазиоптический трехзеркальный вращатель плоскости поляризации:
1,3 – входное и выходное зеркала; 2 – возвратное зеркало; 4,5 – ПДЛ
Рис. 2

Квазиоптический трехзеркальный ВПП позволяет регулировать положение плоскости поляризации линейно поляризованной волны. Он состоит из трех последовательно отражающих луч плоских металлических зеркал, расположенных перпендикулярно одной общей плоскости падения лучей. Зеркала установлены так, чтобы направление пучка сохранилось после прохождения через прибор. Вся система из трех зеркал совместно вращается вокруг оси лучевода. При повороте устройства на угол ϕ плоскость поляризации линейно поляризованной волны на выходе поворачивается на угол 2ϕ.

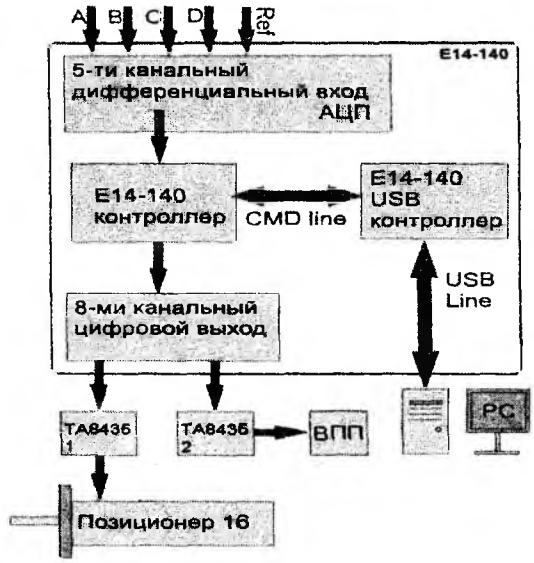
Поскольку промежуточная частота F, на которой ведется прием четырех измерительных синусоидальных сигналов A, B, C, D и опорного сигнала *Ref.* (см. рис. 1), составляет несколько сотен герц и обработка должна осуществляться одновременно по пяти каналам, мы посчитали целесообразным использовать в качестве устройства сбора и обработки информации относительно дешевый и производительный модуль *E*14-140 фирмы *L-Card* [18]. Устройство E14-140 (см. рис. 3) представляет собой модуль с интерфейсом *USB* 1.1. Модуль содержит 14-битный АЦП с частотой дискретизации 100 *кГц* и обладает возможностью синхронизировать АЦП, которая программно реализуется на уровне управляющего микроконтроллера.

Ранее были использованы мощные ключи на базе полевых транзисторов и сами формировали управляющие последовательности для ШД. Это вынуждало использовать механический редуктор для увеличения количества точек по ракурсу исследуемого объекта. В отличие от работы [19], в работе [20] было предложено использовать вместе с устройством сбора и обработки информации E14-140 современный контроллер на базе микросхемы TA8435 [22] для управления ШД. Это позволило легко менять азимут поляризации линейно поляризованной облучающей волны и таким образом измерять поляризационные диаграммы рассеяния объектов [23].

Применение контроллера TA8435 усовершенствовало систему управления экспериментом 17 (рис. 3). Для управления одним ШД можно использовать всего одну цифровую линию модуля E14-140 и один драйвер TA8435. Разработанная программа, управляющая процессом измерения, использует две цифровых линии модуля E14-140 и формирует тактирующие прямоугольные импульсы, поступающие на драйвера TA8435 1 и 2, а затем на ШД позиционера 16 и ВПП. Кроме того, TA8435 способен формировать ШИМ-сигнал для управления двигателем, а это позволяет дробить шаг ШД в восемь раз, тем самым в восемь раз увеличивая разрешающую способность измерительной системы в целом. Использование данного контроллера позволило исключить механический редуктор из устройства позиционера, и тем самым убрать погрешность, вносимую в ракурс исследуемого объекта.



а) внешний вид



б) структурная схема

Рис. 3

Для измерения поляризационных диаграмм рассеяния было разработано и испытано специальное программное обеспечение для измерения и визуализации экспериментальных данных (см. рис. 4).

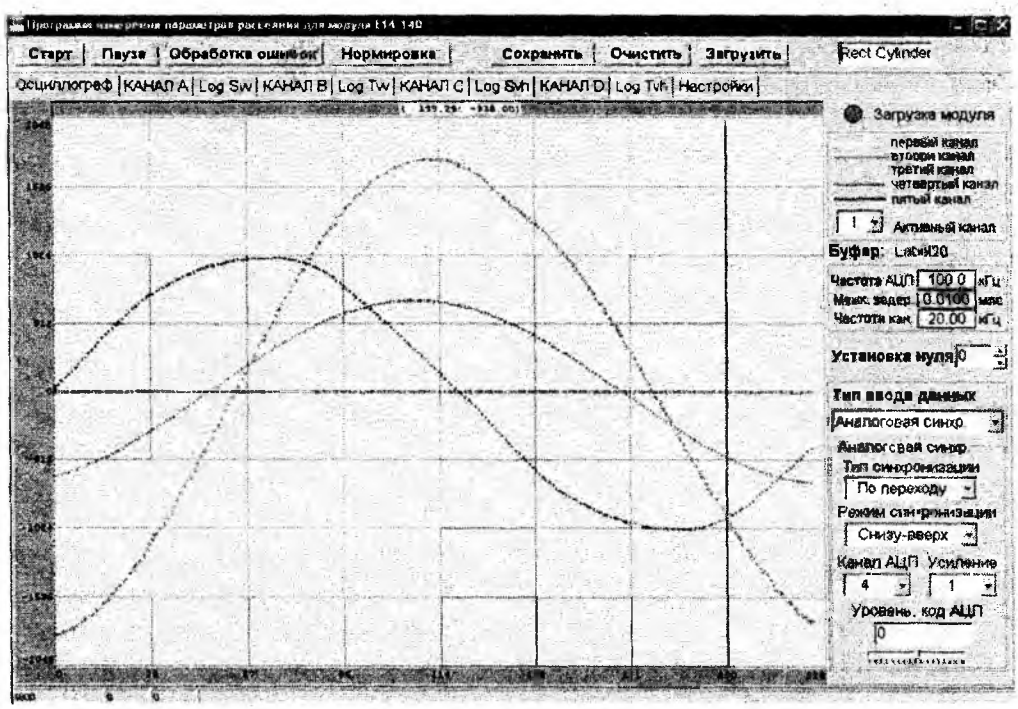


Рис. 4

Программа измерения поляризационных диаграмм рассеяния состоит из множества окон и подпрограмм и работает по принципу многоканального осциллографа. Она позволяет одновременно оцифровывать, измерять и обрабатывать четыре амплитудно-фазовые диаграммы обратного (ДОР) и прямого рассеяния (ДПР) при разных заданных поляризациях

облучающей волны. Измеренные амплитудные ДОР и ДПР программно нормируются на собственный максимум и переводятся в децибелы.

Для одновременного измерения фазовых диаграмм рассеяния в четырех измерительных каналах *A, B, C, D* (см. рис. 1.) разработан алгоритм, представленный в [19], где использован известный метод, применяемый для измерения разности фаз двулучевым осциллографом. Так как устройство *E*14-140 является многоканальным АЦП, то вначале измерений осуществляется синхронизация сигналов в каждом из каналов *A*, *B*, *C*, *D* по опорному сигналу канала *Ref*. Затем, вычисляя период T измеряемого сигнала и период опорного сигнала T_{Ref}, можно легко вычислить сдвиг фаз φ: $\varphi = k\frac{T}{T_{Ref}}360$, где k – коэффициент, определяемый при градуировке показаний программного фазометра.

Показания программного четырехканального фазометра прокалиброваны по лабораторному измерителю разности фаз Ф2-16. Калибровочная кривая приведена на рис. 5.

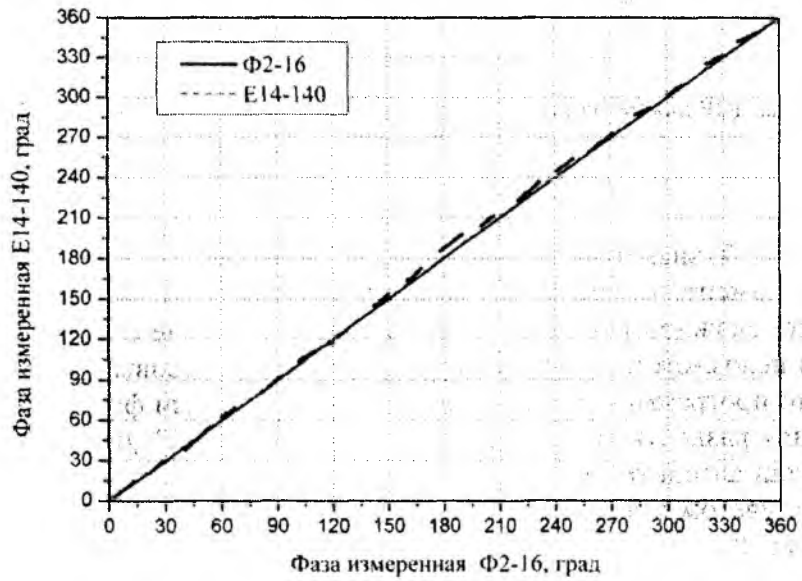
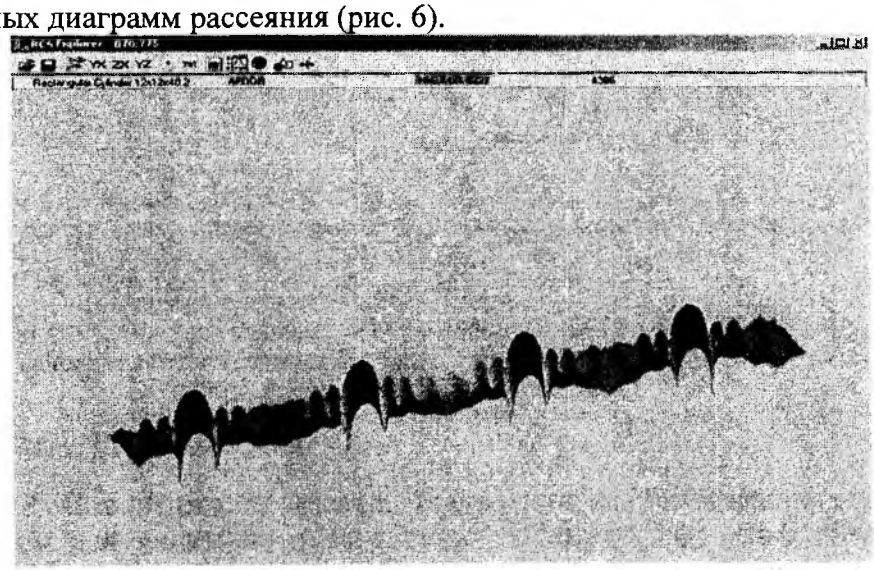


Рис. 5

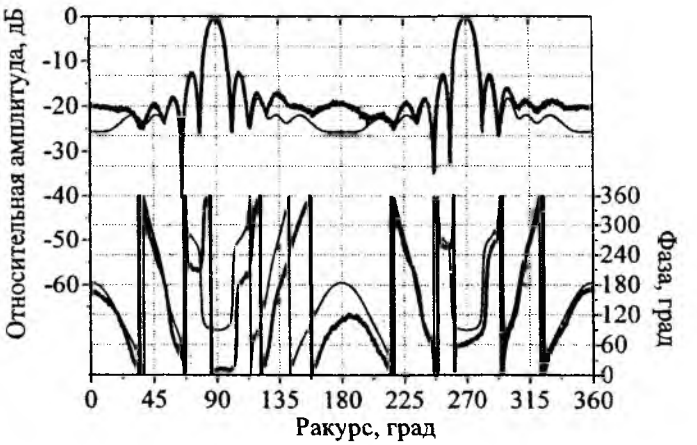
Для анализа и трехмерного отображения амплитудно-фазовых ДОР и ДПР при разных заданных поляризациях облучающей волны была разработана программа визуализации поляризационных диаграмм рассеяния (рис. 6).



Амплитудная поляризационная ДОР, 75 *ГГц*, кубик, латунь,12x12x12 *мм*

Рис. 6

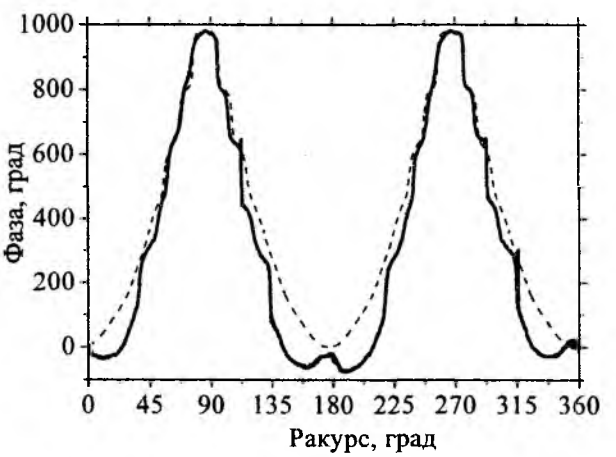
Для проверки разработанной системы автоматизации были измерены амплитудно-фазовые ДОР квадратных металлических пластин [19, 20], для которых задача рассеяния достаточно точно решена методом геометрической теории дифракции (ГТД), – рис. 7.



Амплитудно-фазовая ДОР для металлической пластины 10×10 *мм*, *VV*-поляризация, 75 *ГГц*: тонкая линия – теория, ГТД; толстая – эксперимент

Рис. 7

Как видно из рис. 7, зная начальную фазу из расчета ДОР пластины по методу ГТД, легко совместить эксперимент и теорию. Однако если необходимо исследовать характеристики рассеяния объекта сложной формы и состава, для которого не существует теории, то зачастую сложно или невозможно интерпретировать характер фазовых диаграмм рассеяния. Это связано с тем, что программно реализованный однопериодный фазометр [18] ограничен диапазоном измерения разности фаз, лежащим в области 0 – 360°. Для преодоления этого ограничения разработан алгоритм обработки ДОР [18], в котором происходит сшивание фазовой характеристики с учетом скачков фазы в пределах 360°. Пример измерений в таком режиме представлен на рис. 8.



Фазовая ДОР для пластины 13×13 мм, *VV*-поляризация, 75 *ГГц*: сплошная линия – экспериментально измеренная обработанная фазовая ДОР, пунктирная линия – обработанная теоретическая фазовая ДОР, метод ГТД

Рис. 8

Выводы

В результате проведенной работы создана новая автоматизированная пятиканальная система измерения амплитудно-фазовых характеристик рассеяния для микрокомпактного полигона, в которой программно реализованы алгоритмы измерения и обработки амплитудно-фазовых диаграмм рассеяния.

По сравнению с предыдущими работами при использовании метода квазиоптического волноводного моделирования появилась возможность проводить одновременные измерения диаграмм двух амплитудных и двух фазовых компонент поляризационной матрицы рассеяния, что позволяет повысить скорость и точность измерений. Устранена случайная ошибка в ракурсе объекта, связанная с люфтами редуктора поворотного устройства. Есть возможность автоматического измерения поляризационных диаграмм рассеяния при различных азимутах поляризации облучающей волны.

На примере сравнения (рис. 8 и 9) экспериментальных характеристик обратного рассеяния для квадратной пластины с теорией ГТД можно оценить достаточную точность измерений амплитудно-фазовых ДОР.

Разработанные программы измерения, обработки и визуализации амплитудно-фазовых диаграмм рассеяния и автоматизированный измерительный комплекс можно использовать в дальнейшем для проведения исследований с использованием ПМКП, например для получения новых экспериментальных данных по исследованию поляризационных сигнатур моделей объектов.

Автор выражает благодарность В.К. Киселеву, П.К. Нестерову и Л.И. Красникову за полезные обсуждения и техническую помощь.

Список литературы: 1. *Майзельс, Е.Н., Торгованов, В.А.* Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. – М. : Радио и связь, 1972. – 232с. 2. *Кобак, В.О.* Радиолокационные отражатели. – М. : Сов. радио, 1975. – 248с. 3. *Казаков, Е.Л., Бзот, В.Б., Казаков, А.Е., Павлов, В.Л., Шишкин, Ю.М.* Характеристики рассеяния радиолокационных целей. – Харьков, 2006. – 185 с. 4. *Балабуха, Н. П., Башарин, А.А.*. Исследование электромагнитных полей в рабочей зоне коллиматора МАК-5. Электронный Журнал Радиоэлектроники N 5, ISSN 1684-1719, 2009: http://www.jre.cplire.ru/ 5. *Sinclair, G.* Theory of Models of Electromagnetic Systems // Proc. of the IRE. – 1948. – Vol.36, No.11. – P.1364-1370. 6. *Anne Lönnqvist, Juha Mallat, and Antti V. Räisänen.* Phase-Hologram-Based Compact RCS Test Range at 310 GHz for Scale Models // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. – 2006. – Vol. 54, No.6. – P. 2391-2397. 7. *Portable, A.* Compact Range-based Antenna Measurement System: http://www.orbitfr.com. 8. Radar Cross Section or RCS measurements: http://www.mi-technologies.com/_MeasurementApplications/RCS.htm 9. *Rigger S. and Wiesbeck W.* Wide-Band Polarimetry and Complex Radar Cross Section Signatures // Proc. IEEE. – 1989. – 77, No. 5. – P. 19-29. 10. *Кісельов, В.К.* Квазіоптичний хвилеводний метод дослідження характеристик розсіяння фізичних об'єктів у субміліметровому діапазоні електромагнітних хвиль // Доповіді НАН України. – 1995. – №11. – С. 60-82. 11. *Kiseliov, V. K.*. Physical Modeling of Electromagnetic Scattering in the Terahertz Band Quasi-Optical Directional Structures // Telecommunications and Radio Engineering – 2010. – Vol. 69, No. 7. – P. 575-607. 12. *Kiseliov, V. K., Kushta, T.M. and Nesterov, P.K.* Quasi-Optical Waveguide Modeling Method and Micro-Compact Scattering Range for the Millimeter and Submillimeter Wave Bands // IEEE Transactions on Antennas & Propagations, AP-49, no.5, May 2001, p. 784-792. 13. *Ахиезер, А.Н., Горошко, А.И., Князьков, Б.Н., Кулешов, Е.М., Литвинов, Д.Д., Толмачев, Н.И., Щербов, В.А., Яновский, М.С.* Диэлектрический лучевод субмиллиметрового диапазона волн : А.с. 302054 СССР, МКИ Н 01 Р 3/00 / (СССР). – №1380503/26-9; Заявл. 28.11.69; Опубл. 1972, Бюл.№8. – 2с. 14. *Усиков, А.Я., Канер, Э.А., Трутень, И.Д. и д.р.* Электроника и радиофизика миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн / под ред. А.Я. Усикова. – Киев : Наук. думка, 1986. – С. 140-157. 15. *Processors:* http://www.ti.com. 16. *Мизрахи С.В.* Вычислительный алгоритм CORDIC в задаче дифракции. Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Т. 10. – №2. – 2005. – С.199-202. 17. *Мизрахи, С.В. Киселев, В.К.* Автоматическая стабилизация мощности субмиллиметрового лазера // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. – 2006. – Т. 11, №1. – С. 120-123. 18. *Модуль E14-140:* http://www.lcard.ru. 19. *Киселев, В.К., Мизрахи, С.В., Нестеров, П.К.* Квазиоптический микрокомпактный полигон для моделирования поляризационных характеристик рассеяния в ближнем миллиметровом диапазоне волн // Радиотехника : Всеукр.межвед.науч.- техн. сб. – 2007. – Вып. 150. – С.69-74. 20. *Мизрахи, С.В.* Алгоритмы измерения и обработки фазовых диаграмм рассеяния в многоканальной системе автоматизации квазиоптического микрокомпактного полигона // Радиофизика и электроника. – Харьков : Институт радиофизики и электроники НАН Украины.- 2009. – №3. – С. 401-404. 21. *Яновский, М С., Князьков, Б.Н.* Регулируемый делитель пучка для квазиоптической линии передачи // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – Т 19. №2. – С. 112-113. 22. Контроллер шагового двигателя TA8435: http://www.kosmodrom.com.ua/data/cncstepdriver/driver.php. 23. *Мизрахи, С.В.* Система автоматического измерения поляризационных диаграмм рассеяния объектов методом вазиоптического волноводного моделирования // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Материалы конф. – Севастополь : Вебер, 2010. – С. 1045-1046.

Институт радиофизики и электроники
НАН Украины

Поступила в редколлегию 12.04.2012

УДК 519.7

Д.А. БУЛАВИН, канд. техн. наук, Д.С. ДУРНЕВ

ТРЕХЭТАПНЫЙ МЕТОД РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Введение

В настоящее время существует тенденция к увеличению числа пользователей сотовой связи. Поскольку спектр частот не бесконечен, эффективное использование частот каналов становится все более и более сложной проблемой. В зависимости от эксплуатационных требований выделяемый спектр делится на каналы. Для поддержки большой нагрузки на услуги мобильной телефонной связи необходимо выделить каналы и минимизировать помехи при повторном их использовании. Параллельно эти каналы увеличивают пропускную способность системы, в связи с чем возникает задача распределения каналов (ЗРК), которая является NP-полной, т.е. размерность задачи увеличивается не полиноминально, а экспоненциально [2].

Существует несколько подходов к определению типов доступных каналов в беспроводной коммуникационной сети. Например, множественный доступ с разделением каналов по частоте FDMA, по времени TDMA и множественный доступ с кодовым разделением CDMA[3]. Частоты, временные интервалы или коды в различных каналах должны быть достаточно разделены, чтобы предотвратить интерференцию. Одним из вариантов увеличения эффективности использования частотного спектра является сотовый подход. Этот подход разделяет пространство беспроводной зоны обслуживания на гексагональные ячейки.

В рамках статьи рассматривается трехэтапный метод, основанный на эволюционных и эвристических алгоритмах.

Постановка задачи

В [1] был определен общий вид задачи распределения каналов в произвольной неоднородной сотовой радиосети. Согласно определению, ограничения электромагнитной совместимости (ЭМС) в n-сотовой сети описываются с помощью матрицы размером $n \times n$, которая называется матрицей совместимости C. Каждый недиагональный элемент c_{ij} матрицы C представляет собой расстояние минимального разнесения в частотной области между частотой, присваиваемой i-й ячейке, и частотой, присваиваемой j-й ячейке. Ограничения из-за помех в соседнем канале могут быть записаны как $c_{ij} = 1$. Запись $c_{ij} = 2$ указывает на то, что частоты, смежные в частотной области, не могут присваиваться смежным ячейкам, а значение $c_{ij} = 0$ – на то, что ячейкам i и j разрешается использовать одну и ту же частоту. Каждый диагональный элемент c_{ii} в C обозначает расстояние минимального разнесения между двумя любыми частотами, присваиваемыми i-й ячейке. При этом для удовлетворения вышесформулированных ограничений c_{ij} всегда должно удовлетворять ограничению $c_{ij} \geq 1$.

Требования, предъявляемые к частотному каналу каждой ячейки n-сотовой сети, описываются с помощью n-элементного вектора, который называют вектором спроса D. Элемент d_i вектора D обозначает число частот, которые должны присваиваться i-й ячейке. Обозначая через f_{ik}-ю частоту, присваиваемую i-й ячейке, ограничения по ЭМС можно записать следующим образом: $|f_{ik} - f_{jl}| \geq c_{ij}$, для $i = 1,....,n$, $j = 1,...,n$, $k = 1,...,d_i$ и $l = 1,...,d_j$, исключая $i = j$ и $k = l$.

Трехэтапный метод решения ЗРК

Ниже предложен метод решения проблемы ЗРК путем объединения эвристического и генетического алгоритмов. Такой тандем позволит устранить избыточные операции при поиске оптимального решения.

Предложенный алгоритм основывается на обнаружении подмножества частичных решений, которые в дальнейшем могут быть улучшены. Данный алгоритм состоит из следующих этапов:

1) определение интервала каналов;

2) поиск областей;

3) эволюционные стратегии.

На первом этапе выполняется назначение каналов соты, с помощью которой определялась нижняя граница общего числа каналов. У этой соты самое большое количество активных абонентов по сравнению с остальными. Назначение начинается с первого канала, каждый последующий канал назначается с одинаковым расстоянием от ранее выделенного канала с учетом межканальной помехи. На втором этапе определяются области сети с наибольшим количеством абонентов и выполняется присвоение им каналов. Такие области состоят из ячейки с высоким уровнем активных абонентов и соседних ячеек. Если на втором этапе возникают конфликты при распределении каналов, тогда алгоритм расширяет область, чтобы включить еще и соседние соты. Затем снова перераспределяются каналы, и если второй этап успешно завершается, переходим к распределению каналов с помощью эволюционных стратегий. В противном случае, все равно переходим к третьему этапу, основываясь только на информации, полученной на первом.

Входными данными алгоритма являются: матрица совместимости C, вектор спроса D, размер кластера N_c и ограничения по интерференции CCC, ACC и CSC.

Рассмотрим детально основные операции каждого этапа.

Этап 1. Определение интервала каналов. На первом этапе алгоритма назначают каналы для звонков в соте, которая определяет нижнюю границу числа каналов M. Как правило, это соты с наибольшей интенсивностью вызовов. Распределение каналов осуществляется разнесением через регулярные промежутки каналов.

Этап 2. Поиск областей. До рассмотрения деталей второго этапа, опишем некоторые методы, используемые в нем. В частности, рассмотрим, как определяется уровень упорядоченности сот и стратегия назначения каналов.

Метод упорядочивания по степени вершин графа выстраивает соты в порядке убывания величины d_i. Таким образом, первая сота получает наибольший приоритет при распределении каналов. Величина d_i характеризует сложность распределения каналов для i-й соты. Это выражается следующим образом

$$if\ d_i \neq 0\ \ d_i = \left(\sum_{1}^{N} d_j c_{ij} \right) - c_{ii}$$

$$else\ d_i = 0, \text{ где } 1 \le i \le N.$$

После того как соты упорядочены и каналы проранжированы в соответствии с несущими частотами, можно использовать две стратегии распределения: распределение по частотам или по требованиям.

Распределение по частотам начинается с первой соты из упорядоченного списка. Каждая сота с невыполненными требованиями по распределению каналов находит канал с наименьшим номером, так чтобы удовлетворить все условия предыдущего назначения. На рис. 1 проиллюстрирован псевдокод данной стратегии. В псевдокоде абоненты сначала упорядочены в каждой соте, а потом по номеру соты.

```
Цикл 1: для каждого абонента i из списка.
  Цикл 2: для каждого канала j из M доступных
    У1: Если (i не назначен) & (j может быть назначен)
        Назначаем j канал i абоненту
        Останавливаем Цикл 2
    Конец У1
  Конец Цикла 2
Конец Цикла 1
```

Рис. 1. Псевдокод распределения по частотам

С другой стороны, в распределении по требованиям первый канал присваивается всем сотам, у которых не обслужены абоненты, начиная с первой соты. Затем выполняются те же действия с оставшимися абонентами. Процедура повторяется, пока всем абонентам не предоставят каналы для связи. На рис. 2 проиллюстрирован псевдокод данной стратегии. Как и для предыдущей стратегии, абоненты сначала упорядочены в каждой соте, а затем – по номеру соты.

```
Цикл 1: для каждого канала j из M доступных
  Цикл 2: для каждого абонента i из списка.
    У1: Если (i не назначен) & (j может быть назначен)
        Назначаем j канал i абоненту
        Останавливаем Цикл 2
    Конец У1
  Конец Цикла 2
Конец Цикла 1
```

Рис. 2. Псевдокод распределения по требованиям

Для систем с равномерным распределением абонентов по сотам и небольшим отклонением количества абонентов в соседних сотах более важно увеличить количество совместно используемых каналов сот. И в этом случае вторая стратегия дает более высокую производительность. Для систем с большим количеством абонентов, неравномерно распределенным по сотам, важно сначала назначить каналы в самых загруженных сотах.

Теперь, когда рассмотрен метод упорядочивания сот и стратегии назначения каналов, можно перейти к рассмотрению процедуры выполнения второго этапа. Второй этап назначает каналы для сот, входящих в области. Процедура второго этапа заключается в следующем:

1) инициализация области, в которую входит сота с наибольшим d и ее 6 соседних сот;

2) создание списка абонентов из области в порядке возрастания индексов сот;

3) применение стратегии распределения по каналам.

Если каждый абонент из списка успешно получит канал, то завершаем процедуру второго этапа и приступаем к эволюционным стратегиям. В противном случае, необходимо расширить область за счет включения соседних сот. Если второй этап проваливается, то переходим к третьему.

Этап 3. Эволюционные стратегии (ЭС). После прохождения первых двух этапов случайным образом назначаем каналы оставшимся абонентам в сети. Как правило, ЭС являются эффективным методом поиска оптимального решения. Для ЗРК популяция представляет собой случайным образом распределенные каналы между абонентами. Далее происходит оценка приспособленности каждой особи. Для назначения каналов абонентам пользуемся стратегией распределения по частотам. Общее количество заблокированных пользователей характеризуют эффективность использования частот в списке абонентов. После этого выполняется цикл симуляции поколений. В каждом поколении выбираются особи случай-

ным образом в соответствии с их уровнем приспособленности. Гены отдельных особей могут быть мутированы или скрещены между собой, создавая новые особи для поддержания всей популяции.

Алгоритм продолжает итеративно повторяться в цикле, пока не сойдется к оптимальному решению или будет превышено максимальное количество поколений. В эволюционной стратегии рассматриваются не только абоненты в соседних сотах, но и решения из других сот, что значительно снижает вероятность попадания в локальный экстремум, которая возникает в других алгоритмах решения ЗРК.

На рис. 3 проиллюстрировано взаимодействие элементов на третьем этапе предложенного алгоритма со следующими входными параметрами: вектор спроса, матрицы совместимости, интервал частот и результаты первого и второго этапов. Стратегия распределения по частотам применяется только для абонентов, которым не предоставили частоты.

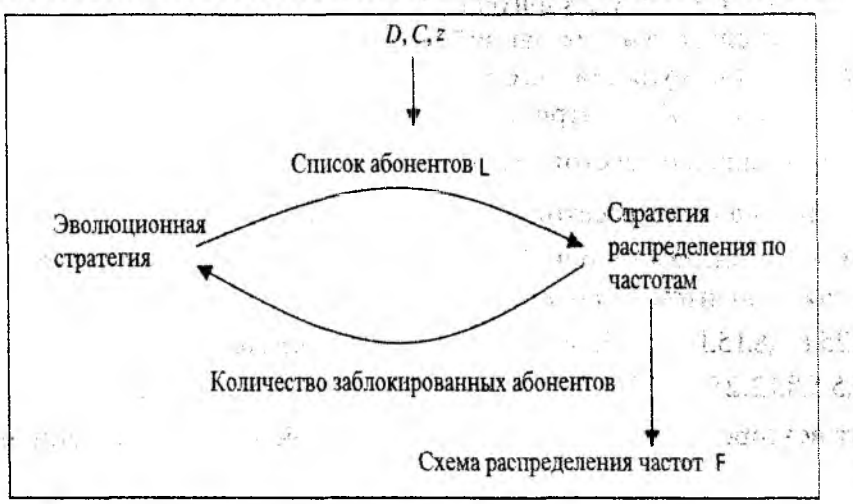


Рис. 3. Эволюционная стратегия и стратегия распределения каналов

Результаты симуляции

Алгоритм был реализован в MatLAB с помощью комплекта Genetic Algorithm Tool.

Выбор параметров. В эволюционных стратегиях есть несколько параметров, влияющих на процесс поиска оптимального решения. В частности, это показатель размера популяции, вероятность мутации, количество выбранных родителей и вероятность кроссовера [4 – 5]. В нашем приложении ЭС применяется для решения ЗРК: выбран размер популяции, вероятность мутации и кроссовера. На основании этих параметров проведено несколько тестов. Общая картина поведения ЭС показана на рис. 4 и 5.

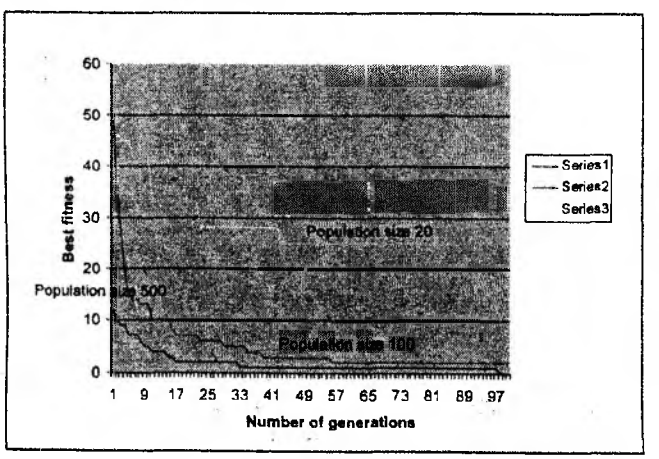


Рис. 4. Размер популяции и сходимость эволюционной стратегии

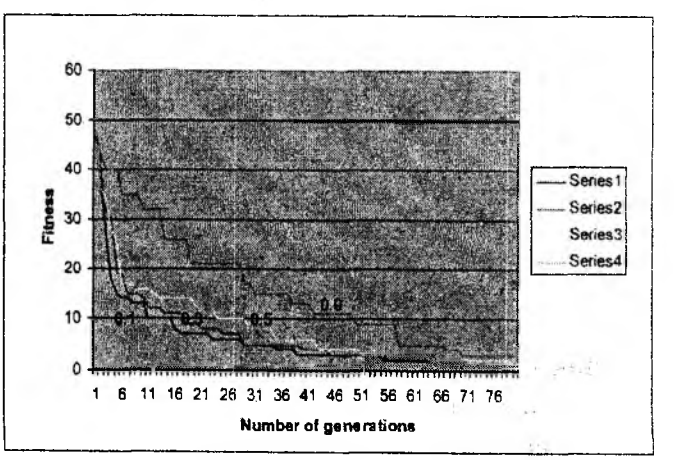


Рис. 5. Вероятность мутации и сходимость эволюционной стратегии

Можно наблюдать, что при манипулировании параметрами, скорость сходимости алгоритма увеличивается. Однако оптимальный выбор этих параметров существенно зависит от поставленной задачи. Не было выявлено точных закономерностей для определения лучших значений показателей. Кроме того, можно выбрать фиксированные параметры в соответствии с результатами теста и изменять его каждый раз, когда алгоритм не может найти оптимальное решение. Но, как видно по результатам, данный алгоритм не слишком чувствителен к параметрам настройки и получает те же результаты для всех выбранных параметров. Это является важным преимуществом по сравнению с существующими параметро-зависимыми алгоритмами, например «имитация отжига» [1].

Результаты симуляции. Моделирование алгоритма проходило на Intel Core 2 Duo processor T7500. Для сравнения было взято условие Филадельфийской ЗРК и проведено сравнение с результатами других алгоритмов. Так как в результате моделирования канонический генетический алгоритм для данной проблемы не нашел ни единого решения, то были выбраны результаты симуляции алгоритма Sivarajan и нейронной сети Funabiki [6], которые представлены в табл. 1. Для матрицы совместимости в таблице имеются: N_C – размер кластера, C_{ij} – минимальное расстояние между каналами сот в одном кластере, кроме сот соседей, ACC – минимальное расстояние между каналами соседних сот и C_{ii} – минимальное расстояние между каналами в одной соте. Номер условия представляет собой соответствующие требования абонентов из m_1 и m_2:

$m_1 = \{8,25,8,8,8,15,18,52,77,28,13,15,31,15,36,57,28,8,10,13,8\}$,

$m_2 = \{5,5,5,8,12,25,30,25,30,40,40,45,20,30,25,15,15,30,20,20,25\}$.

Элемент векторов m_1 и m_2 представляет собой количество абонентов, находящихся в одной соте.

Таблица 1

Номер задачи	N_C	C_{ij}	ACC	C_{ii}	Номер условия	Общее число абонентов
1	12	1	2	5	1	481
2	7	1	2	5	1	481
3	12	1	2	7	1	481
4	7	1	2	7	1	481
5	12	1	1	5	1	481
6	7	1	1	5	1	481
7	12	1	1	7	1	481
8	7	1	1	7	1	481
9	12	1	2	5	2	470
10	7	1	2	5	2	470
11	12	1	2	7	2	470
12	7	1	2	7	2	470
13	12	1	2	12	2	470

В табл. 2 представлены результаты моделирования различных алгоритмов ЗРК. Как видно из результатов, в 11 из 13 случаев удачно найдена нижняя граница решения.

Из тестов видно, что в простых случаях 3-8 и 10-13 можно найти оптимальное решение с помощью первых двух этапов предложенного алгоритма или с одним или тремя поколениями на третьем этапе. Производительность удовлетворительна. Кроме того, по времени это занимает не больше нескольких секунд. Но с другой стороны случаи 1, 2, 9, 10 на третьем этапе требуют не менее 200 000 поколений, чтобы найти оптимальное решение. Вычислительное время может дойти до 10 часов. Это объясняется тем фактом, что алгоритм реализован в MatLAB и не подхо-

дил к его матричной оптимизации, а использование распараллеливания не решило бы проблемы, так как среда оптимизирована под матричные вычисления.

Таблица 2

Номер задачи	Нижняя граница	Алгоритм Sivarajan	Нейронная сеть Funabiki	Предложенный алгоритм
1	427	460	427	432
2	427	447	427	432
3	533	536	533	533
4	533	533	533	533
5	381	381	381	381
6	381	381	381	381
7	533	533	533	533
8	533	533	533	533
9	253	283	258	253
10	253	269	258	253
11	309	310	309	309
12	309	310	309	309
13	529	529	529	529

Чтобы проиллюстрировать результаты, рассмотрим первый случай в качестве примера. В табл. 3 показан частичный вывод, всего 12 строк для каждой соты. В строке заголовка приведены номера сот для условия 1 m_1.

Таблица 3

1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**	**13**	**14**	**15**	**16**	**17**	**18**	**19**	**20**	**21**
1	5	10	3	13	1	5	3	1	14	1	3	5	3	1	5	53	3	3	11	1
7	19	25	8	18	7	19	9	7	19	6	8	10	34	7	19	58	8	9	16	6
12	29	53	23	35	12	24	14	12	29	11	23	15	65	12	24	63	36	14	21	13
17	36	58	37	40	17	29	34	17	34	16	28	20	70	17	29	69	41	34	26	18
22	43	63	42	45	22	36	39	22	39	21	33	25	76	22	36	76	46	39	31	23
27	48	69	47	50	27	41	53	27	44	26	38	30	83	27	43	83	51	45	41	28
32	65	76	67	55	32	46	58	32	49	31	43	36	89	32	48	89	56	52	50	33
50	74	83	72	65	38	55	63	41	65	60	48	41	94	50	65	113	67	57	55	38
0	79	0	0	0	43	74	69	46	74	70	53	46	99	60	74	119	0	62	60	0
0	85	0	0	0	48	79	76	51	79	76	58	51	105	67	79	130	0	69	67	0
0	101	0	0	0	53	85	83	56	85	81	63	56	110	72	85	137	0	0	72	0
0	106	0	0	0	58	101	89	61	94	87	68	61	117	81	101	143	0	0	81	0

Программа работает в два цикла. Первый цикл останавливается, когда каналы распределены во всех сотах с удовлетворением условия 1. Второй цикл будет назначать канал для каждого абонента так, чтобы учитывать все условия по помехам в радиосвязи. Если в соте все абоненты получили каналы, то выводится 0 в строке. Например, в первой соте 8 абонентов, поэтому начиная с 9 строки выводится только 0. Эволюционная стратегия создаст тысячи решений, но выведет на печать только то решение, которое подходит всем ограничениям.

В результатах отражается сочетание эвристических алгоритмов и эволюционных стратегий. Такой тандем позволяет получить практическое преимущество при поиске оптимальных решений и увеличить скорость поиска по сравнению с другими методами, например, нейронными сетями, которые требуют много вычислений даже в простейших случаях. Кроме того, этот алгоритм находит оптимальное или почти оптимальное решение в связи с использованием свойств

генетики на третьем этапе. Все это свидетельствует о том, что данный алгоритм является довольно эффективным и мощным инструментом для поиска решений в ЗРК.

Выводы

Рассмотрен алгоритм для решения NP полной задачи о распределении каналов в сотовой системе мобильной связи. Этот алгоритм сочетает в себе эвристические методы с генетическими алгоритмами. Трехэтапный алгоритм ищет оптимальное решение с помощью определения нижней границы частот, распределения каналов в самых загруженных сотах и улучшения полученных результатов с помощью эволюционных стратегий. На первом этапе каналы назначаются через определенные промежутки в соте, которая определяет нижнюю границу числа каналов. На втором этапе проводится поиск самых загруженных областей и распределение в них каналов. Если второй этап завершается неудачно, то следует переход на третий этап на основе результатов из первого этапа.

Тестирование проводилось в рамках задачи «Филадельфия», полученные результаты сравнивались с нейронной сетью Funabiki и алгоритмом Sivarajan. Алгоритм вычислил самую низкую границу в 11 из 13 случаев. По результатам алгоритм можно считать эффективным и довольно мощным инструментом для решения задачи распределения каналов.

С увеличением спроса на услуги мобильной связи следующее поколение сотовой связи будет представлять собой сотовую иерархическую систему. A bi-directional call-overflow scheme основана на передвижении абонентов в сотах иерархической системы связи. Трехэтапный алгоритм можно применить в данных сетях для уменьшения вероятности блокировки абонентов и увеличения эффективного использования каналов.

Список литературы: 1. *Методы* распределения каналов в системах мобильной связи / Д.А. Булавин, Д.С. Дурнев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.168. – С. 160-167. 2. *Agrawal, D.P. and Zeng, Q-A.* (2002) Introduction to Wireless and Mobile Systems, Brooks/Cole Publishing, August. - P.436. 3. *Akl, R.G., Hegde, M.V. and Naraghi-Pour.* - M. (2005) 'Mobility-based CAC algorithm for arbitrary call-arrival rates in CDMA cellular systems' // IEEE Transactions on Vehicular Technology, March, Vol. 54, No. 2. - P.639-651. 4. *Beckmann, D. and Killat, U.* (1999) 'A new strategy for the application of genetic algorithms to the channel-assignment problem' // IEEE Transactions on Vehicular Technology. - July, Vol. 48, No. 4, pp.1261-1269. 5. *Chakraborty, G. and Chakraborty, B.* (1999) 'A genetic algorithm approach to solve channel assignment problem in cellular radio networks' // IEEE Midnight-Sun Workshop on Soft Computing Methods in Industrial Applications. - Kusamo, Finland, 16-18 June. 6. *Sivarajan, K.N., McEliece, R.J. and Ketchun, J.W.* (1989) 'Channel assignment in cellular radio' // Proceedings of the 39th IEEE Vehicular Technology Conference, May. - P.846-850.

Харьковский национальный
университет им. В.Н.Каразина

Поступила в редколлегию 14.04.2012

УДК 681.326

В.Г.КОТУХ, канд. техн. наук, М.А. МИРОШНИК,канд. техн. наук,
С.Н. СЕЛЕВКО, канд. техн. наук

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Введение

Системы распределенной обработки, или распределенные системы (РС), функционирующие в компьютерных и телекоммуникационных сетях, являются одной из наиболее перспективных и быстро развивающихся областей информатики [1]. Такое место они заняли благодаря их существенным преимуществам по сравнению с изолированными системами, функционирующими на базе отдельных компьютеров. РС характеризуются потенциально более высокой надежностью, гибкостью использования вследствие представления пользователю широкого спектра информационных и вычислительных услуг, высокой степенью параллелизма обработки данных, то есть высокой производительностью. Однако достижение отмеченных достоинств сопряжено с решением комплекса проблем, связанных со значительным усложнением механизмов управления информационными процессами, особенно при децентрализации последнего. При этом особое значение имеет обеспечение целостности и непротиворечивости распределенных баз данных (РБД) – одного из основных функциональных компонентов РС [1].

Рассмотрим решение задачи диспетчеризации в распределенных телекоммуникационных системах. Для обеспечения практической применимости GRID систем должна быть решена проблема обеспечения качества обслуживания (Q_oS – quality of service) пользователей [2]. Качество обслуживания – многоаспектное понятие, включающее: безопасность участвующих в GRID ресурсов и безопасность выполняющихся заданий, надежность и постоянную доступность ресурсов, а также требуемую оперативность выполнения заданий. Системы диспетчеризации реализуются с помощью инструментальной среды Globus Toolkit [2], являющейся стандартом де-факто в области создания GRID систем. Globus Toolkit позволяет использовать систему диспетчеризации в имеющихся GRID -инфраструктурах. Так, например, рассмотрим программный комплекс GrAS (Grid Advanced Scheduler) [3] – разработанный в ИПМ им. М.В. Келдыша и реализующий централизованный подход к диспетчеризации заданий в GRID с использованием локального прогнозирования. GrAS создан с использованием инструментальной среды Globus Toolkit. Коммуникации распределенных компонентов друг с другом реализованы с помощью аппарата GRID -служб – стандартным средством дистанционного взаимодействия в GRID. GrAS состоит из трех основных компонент (рис.1):

– интерфейса пользователя, который позволяет отправить задание в GrAS, узнать статус уже отправленного задания, изменить его параметры, отменить его и получить результаты;

– кластерного Агента, который составляет прогноз занятия/освобождения ресурсов в кластере;

– серверной части GrAS, которая осуществляет прием сообщений от Агентов и пользователей, распределение заданий по ресурсам и их запуск.

Серверная часть GrAS в свою очередь содержит в себе:

– ядро, которое обрабатывает поступающие события и осуществляет планирование;

– утилиту запуска заданий в кластер и управления запущенными заданиями – Job Control;

– грид-службы, принимающие сообщения от Агентов и пользователей;

– базу данных, в которой хранится очередь заданий и информация о ресурсах;

– очередь сообщений.

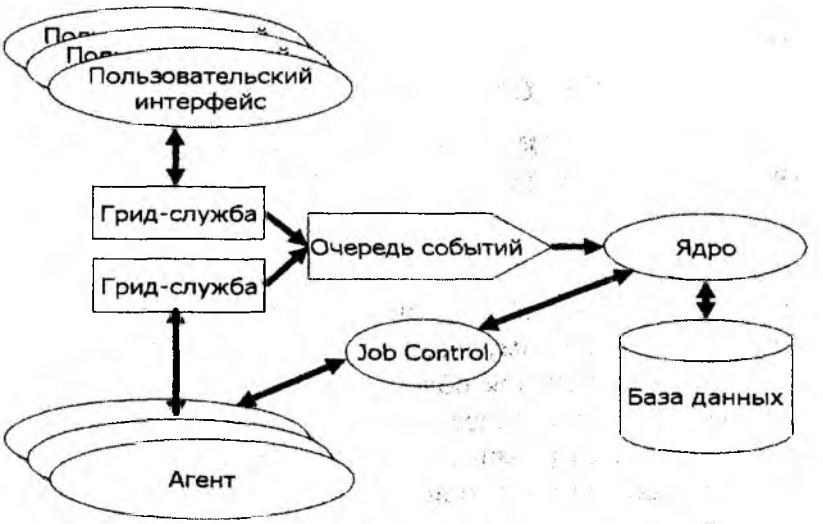


Рис.1. Структурная схема GrAS

Очередь предназначена для буферизации сообщений, приходящих от Агентов и пользователей, перед тем, как они будут обработаны ядром GrAS. Буферизация сообщений в очереди позволяет работать пользователям и Агентам с диспетчером в асинхронном режиме Информация в очереди хранится в порядке поступления, однако поддерживается механизм позволяющий выбрать из любого места очереди сообщения определенного типа. Все содержимое очереди физически хранится в базе данных.

В базе данных GrAS содержится информация, имеющаяся в распоряжении системы диспетчеризации. В качестве СУБД используется система PostgreSQL. Выбор в пользу данной СУБД был сделан по нескольким причинам. Во-первых, это открытость PostgreSQL, а во-вторых, поддержка механизма хранимых процедур, позволяющих повысить скорость работы с базой данных на несколько порядков. К тому же PostgreSQL является реляционной базой данных, что соотносится с характером хранящейся в ней информации. В GRID системах возможно возникновение пиковых нагрузок, а именно большого количества запросов на входе СУБД, возникают отказы в обслуживании запросов [4, 5]. Поэтому актуальным является разработка наиболее эффективного метода разрешения очереди запросов.

Формализация задачи обработки запросов в СУБД

В общем виде модель СУБД представлена на рис.2.

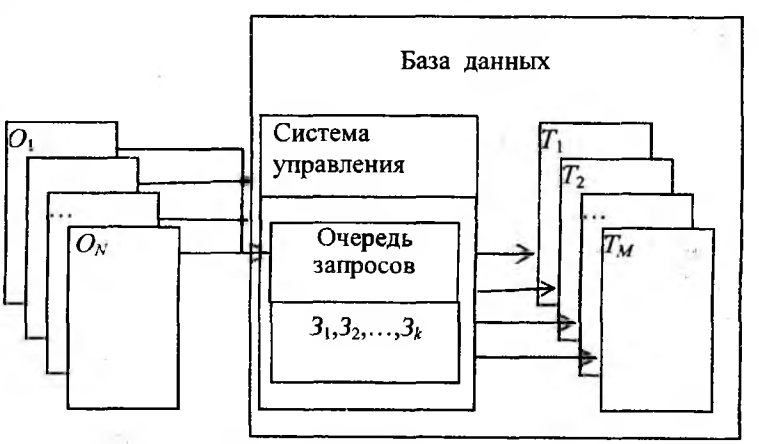


Рис. 2. Схема управления базой данных

База данных состоит из M таблиц T_i, $i=\overline{1..M}$, содержащих информацию и системы управления базой данных. К базе данных имеют доступ N клиентов O_j, $j=\overline{1..N}$, которые формируют запросы к базе данных [1, 4]. Каждый запрос $З_к$ от любого клиента O_j имеет свой приоритет $C_к$, зависящий от уровня привилегий клиента. Момент времени, в который от клиента поступает запрос, – величина случайная. Поэтому на входе системы управления при высокой интенсивности запросов образуются очереди запросов. Для математического описания указанной схемы управления базой данных целесообразно использовать теорию массового обслуживания, в которой под заявкой необходимо понимать запрос оператора к базе данных.

При наличии ограничений на размер хранимой очереди в системе управления может возникнуть ситуация, при которой очередной запрос, поступивший на вход системы управления, не будет принят к обслуживанию, что приведет к его потере или к задержке в обслуживании. Поэтому остро стоит вопрос разработки системы управления базой данных с приемлемой скоростью обслуживания запросов.

Следует отметить дополнительное требование к системе управления базой данных в GRID системах – СУБД имеет одновременный доступ к любому количеству таблиц. Наиболее перспективными вариантами метода обслуживания запросов являются [6 – 10]:

– метод групповой выборки;

– метод групповой выборки с индивидуальным сегментированием.

Метод групповой выборки – метод, при реализации которого из очереди запросов обслуживаются несколько запросов одновременно. Выбираются запросы, которые требуют информацию из разных таблиц и чтобы сумма их приоритетов была максимальной. В случае наличия равнозначных запросов выбирают более «старые».

Поэтому необходимо выбрать из очереди как можно большее количество запросов, которые обращаются к разным таблицам, и чтобы сумма приоритетов выбранных запросов была бы максимальна. Стремление к максимуму суммы приоритетов выбранных запросов является главным критерием при выборе запросов из очереди.

Пусть $\{\vec{X}\}$ – множество всех вариантов выбора запросов из очереди, $\vec{X}$ – один из вариантов выбора запросов. Причем $\vec{X}=\{x_1,x_2,...,x_k,...,x_p\}$, где $k=\overline{1..p}$, p – количество запросов в очереди, $x_к$ – булева переменная равная 1 если запрос $З_к$ выбран в этом варианте и 0 если нет, $C_к$ – приоритет запроса $З_к$.

Для описания суммы приоритетов выбранных запросов используем функционал

$$F=\sum_{k=1}^{p}C_k x_k \to max \tag{1}$$

Пусть A_{kg} – булева переменная равная 1, если $З_к$ использует таблицу T_g, и 0 – если нет. B_g – количество копий таблицы T_g. Тогда, исходя из условия, что в любой момент времени любая таблица может быть использована для одного запроса, получаем M ограничений вида

$$\sum_{k=1}^{p}A_{kg}x_k \le B_g,\ g=\overline{1..M} \tag{2}$$

Следовательно, необходимо найти такую выборку $\vec{X}$ из множества $\{\vec{X}\}$, для которой функционал (1) примет максимальное значение при выполнении всех ограничений (2). Таким образом, получили задачу линейного программирования с булевыми переменным.

Разрешение очереди запросов при такой формализации происходит поэтапно. Каждый этап состоит из нахождения оптимальной выборки $\bar{X}$, ее обслуживания и изменения функционала (1) и ограничений (2) с учетом изменений в очереди после обслуживания выборки.

Рассмотрим метод групповой выборки на следующей задаче:

Имеется очередь из 7 запросов, каждый из которых имеет свой приоритет и требует информацию из определенных таблиц. Эти исходные приведены в табл. 1.

Составим табл. 2 с обратными исходными данными по данным табл. 1, в которой покажем для каждой таблицы, какие запросы обращаются к ее данным.

1 этап. Запишем функционал (1) подставив значения из табл. 1.

$$F = З_1 + 3З_2 + 2З_3 + 2З_4 + 4З_5 + З_6 + З_7 \to max.$$

Ограничения (2) примут вид:

$$З_1 + З_3 + З_5 \le 1;\ З_1 + З_7 \le 1;\ З_3 + З_4 + З_7 \le 1. \qquad (3)$$

Таблица 1

Запросы	$З_1$	$З_2$	$З_3$	$З_4$	$З_5$	$З_6$	$З_7$
Приоритеты	1	3	2	2	4	1	1
Таблицы	$T_1\ T_3$	T_2	$T_1\ T_4$	T_4	T_1	T_5	$T_3\ T_4$

Таблица 2

Таблицы	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5
Запросы	$З_1\ З_3\ З_5$	$З_2$	$З_1\ З_7$	$З_3\ З_4\ З_7$	$З_6$

Ограничение (3) составлено для таблицы T_1, T_3, T_4 соответственно.

После решения полученной задачи линейного программирования с булевыми переменными получаем, что на первом этапе могут быть решены запросы $З_2, З_4, З_5, З_6$.

2 этап. Запишем функционал (1) с учетом результатов первого этапа:

$$F = З_1 + З_3 + З_7 \to max. \qquad (4)$$

Ограничения (2) примут вид:

$$З_1 + З_3 \le 1;\ З_1 + З_7 \le 1;\ З_3 + З_7 \le 1. \qquad (5)$$

По результатам решения данной задачи получаем, что необходимо обслужить запрос $З_3$.

3 этап. Аналогично получаем, что на третьем этапе необходимо обслужить запрос $З_1$.

4 этап. На четвертом – $З_7$.

Следовательно, этим вариантом очередь разрешится за четыре этапа.

Метод групповой выборки с индивидуальной сегментацией – это такой метод, при реализации которого запросы, находящиеся в очереди, разбиваются на подзапросы. Из очереди полученных подзапросов выбираются подзапросы, требующие информацию из различных таблиц и чтобы сумма их приоритетов была максимальной. При наличии равнозначных подзапросов выбирают более «старые».

Подзапрос – это часть запроса, которая запрашивает информацию из одной конкретной таблицы. Если запроса требует информацию из *R* таблиц, то он разбивается на *R* подзапросов.

В этом варианте нам надо выбрать из очереди как можно большее количество подзапросы, которые обращаются к разным таблицам, и сумма приоритетов выбранных подзапросов была бы максимальна.

Пусть $З_{kg}$ – подзапрос запроса $З_к$, обращающийся к таблице T_g. C_{kg} – приоритет запроса. $З_{kg}\{\vec{X}\}$ – множество всех вариантов выбора подзапросов из очереди, $\vec{X}$ – один из вариантов выбора подзапросов. Причем $\vec{X}=\{x_{11},x_{12},...,x_{kg},...,x_s\}$, где $k=\overline{1..p}$, $g=\overline{1..M}$, p – количество запросов в очереди, M – количество таблиц, x_{kg} – булева переменная равная 1, если соответствующий подзапрос $З_{kg}$ выбран в этом варианте, и 0 – если нет, тогда функционал (1) примет вид

$$F(x)=\sum_{j=1}^{p_1}C_{1j}S_1(C_n^1)+\sum_{j=1}^{p_2}C_{2j}S_2(C_n^2)+...+\sum_{j=1}^{p_k}C_{kj}S_k(C_n^k)+...+\sum_{j=1}^{p_n}C_{nj}S_n(C_n^n)\to max, \quad (6)$$

где $Sr(C_n^r)=S_1+S_2+...+S_{p_r}$ – сумма всех возможных сочетаний произведений переменных, содержащихся в каждом произведении $Sr=X_pX_к...X_m$ r различных переменных; $p_r=\frac{n!}{r!(n-r)!}$; C_{rj} – коэффициенты, стоящие в произведениях Sr содержащих r переменных.

Ограничения (3) примут вид

$$\sum_{k=1}^{p}A_{kg}x_{kg}\le B_g,\ g=\overline{1..M} \quad (7)$$

Получаем задачу нелинейного программирования с булевыми переменными. Метод разрешения очереди запросов при таком методе отличается только тем, что для решения соответствующей задачи линейного или нелинейного программирования с булевыми переменными используются разные методы.

Для рассмотренного ранее примера, функционал (6) примет вид

$$F=З_{11}+З_{13}+3З_2+2З_{31}+2З_{34}+2З_4+4З_5+З_6+З_{73}+З_{74}+З_{11}З_{13}+2З_{31}З_{34}+З_{73}З_{74}\to max,$$

а ограничения (3) и учетом (7) примут вид

$$З_{11}+З_{31}+З_5\le 1;\ З_{13}+З_{73}\le 1;\ З_{34}+З_4+З_{74}\le 1.$$

И при методе групповой выборки с индивидуальной сегментацией эта очередь разрешится за три этапа.

В результате проведенного анализа необходимо отметить:

1) использование метода групповой выборки с индивидуальной сегментацией позволяет сократить количество этапов, за которые разрешается очередь. Это позволяет уменьшить частоту отказов в обслуживании запросов на входе СУБД, при пиковой нагрузке;

2) для обеспечения эффективной работы предложенных методов необходимо в качестве математического аппарата использовать методы решения задач линейного и нелинейного программирования с булевыми переменными обладающие малой временной сложностью и погрешностью.

Формализация решения задачи нелинейного и линейного программирования с булевыми переменными

Обозначим через H множество всех функций, которое можно породить на основе $F(x)$, полагая равными нулю различные сочетания C_{lj} в (6). Множество H является полным в том смысле, что содержит в себе все возможные нелинейности, состоящие из всех возможных сочетаний переменных, образующих эти нелинейности, которые можно постро-

ить на основе данного подмножества переменных $\{X_1, X_2, ..., X_n\}$. Мощность данного множества очень велика, но конечна и равна 2^{p_Σ}, где

$$p_\Sigma = 1 + \frac{1}{2}[\frac{n!}{1!(n-1)!}(\frac{n!}{1!(n-1)!}+1) + \frac{n!}{2!(n-2)!}(\frac{n!}{2!(n-2)!}+1) + \frac{n!}{k!(n-k)!}(\frac{n!}{k!(n-k)!}+1) + ...$$

$$+ \frac{n!}{(n-1)!1!}(\frac{n!}{(n-1)!1!}+1)].$$

Следует отметить, что с помощью соотношения (6) может быть определен класс задач дискретной оптимизации, в которых решение определяется только сочетанием переменных и не зависит от перестановки переменных в $S_r(C_n^r)$. То есть значение C_{lj} в этих задачах зависит только от сочетания переменных в $S_r(C_n^r)$. В общем случае задачу булевого программирования можно представить в виде

$$f(X_1, X_2, ..., X_n) \Rightarrow \max; g_j(X_1, X_2, ..., X_n) \le b_j; \quad j = \overline{(1, m)},$$

где

$f(X_1, X_2, ..., X_n) \in H$; $g_j(X_1, X_2, ..., X_n) \in H$; $b_j \in Z$; Z – *множество целых чисел*; $X_i \in \{0, 1\}$.

Рассмотрим граф $G(X, E)$ рис. 3, в котором вершины X_i и X_j соединены ребром (i, j), если они могут быть объединены в клику. В графе $G(X, E)$ каждой вершине X_i соответствует переменная X_i.

Выделим в графе G произвольную клику $Q = X_p X_r ... X_m$, состоящую из r вершин, где $r < n$, и рассмотрим ее пересечения с $S_r(C_n^r) \in f(X_1, X_2, ..., X_n)$, а также с $S_r(C_n^r) \in g_j(X_1, X_2, ..., X_n)$. Каждое пересечение можно охарактеризовать суммами коэффициентов C_{lj}, стоящими при $S_r(C_n^r)$ в функционале $f(X_1, X_2, ..., X_n)$ и ограничениях $g_j(X_1, X_2, ..., X_n)$, при этом в общем случае произвольная клика Q всегда будет характеризоваться соответствующим весом по функционалу $f(X_1, X_2, ..., X_n)$ и не более чем m весами по ограничениям $g_j(X_1, X_2, ..., X_n)$. Таким образом, произвольная задача булевого программирования может рассматриваться как задача нахождения клики Q^* максимального веса по весам функционала, в графе G, у которой все m весов по весам ограничений не превышают соответственно b_j. Если решается задача линейного программирования

$$\begin{aligned} &f(x) = C_1X_1 + C_2X_2 + C_3X_3 + C_4X_4 \to \max; \\ &B_1X_1 + B_2X_2 + B_3X_3 + B_4X4 < b_1; \\ &K_1X_1 + K_2X_2 + K_3X_3 + K_4X_4 \le b_2, \end{aligned} \tag{8}$$

то граф G для задачи линейного программирования будет иметь вид (рис.4).

Как видно из табл. 3, каждая вершина графа G характеризуется тремя весами (C_i, B_i, K_i). Для решения задачи в графе G (рис.4) следует найти клику Q^* из взвешенных вершин, такую, чтобы ее суммарный вес по весам $\{C_i\}$ был максимален и при этом суммарные веса по весам $\{B_i\}$ и $\{K_i\}$ не превышали соответственно величин b_1 и b_2. Следует отме-

тить, что в задачах линейного программирования и с нелинейностью, выше второй (т.е. при наличии в функции цели или ограничениях произведений, состоящих из числа переменных, более двух), весовые характеристики ребер графа G полагаются равными нулю. В случае решения задач квадратичного программирования удобно вводить и весовые характеристики ребер.

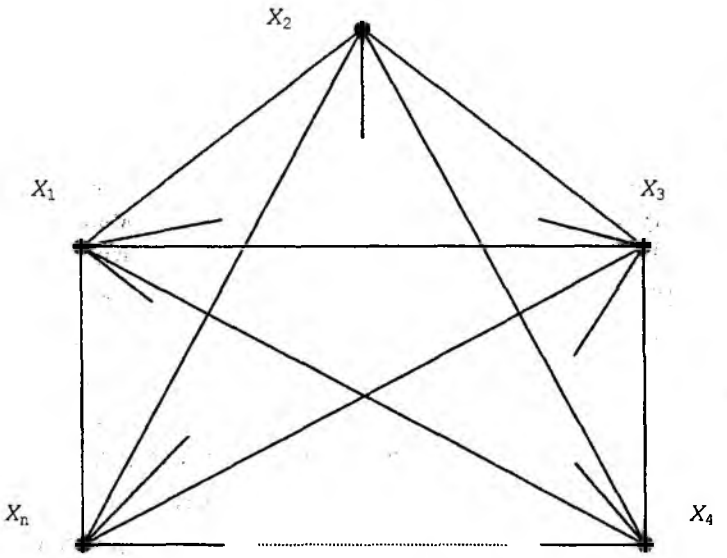


Рис. 3. Граф G

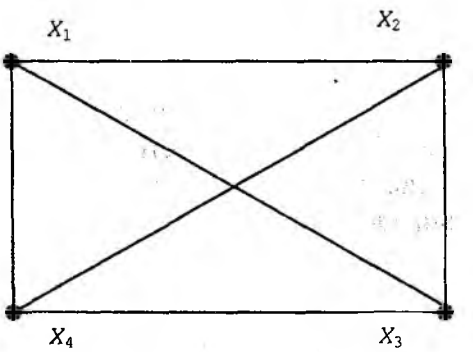


Рис.4. Граф G

Рассмотрим задачу квадратичного программирования следующего вида:

$$f(x) = C_1X_1 + C_2X_2 + C_3X_3 + C_4X_4 + C_{12}X_1X_2 + C_{13}X_1X_3 + C_{34}X_1X_4 + C_{23}X_2X_3 + \\ + C_{24}X_2X_4 + C_{34}X_3X_4 \to \max;$$

$$B_1X_1 + B_2X_2 + B_3X_3 + B_4X4 < b_1; K_1X_1 + K_2X_2 + K_3X_3 + K_4X_4 \le b_2; \qquad (9)$$

Для нее можно поставить в соответствие следующий граф G для задачи квадратичного программирования (рис.5).

Как видно из рис.5 и табл.4, вершинам графа, как и в задаче линейного программирования, соответствуют веса (C_i, B_i, K_i), а ребрам веса $\{C_{ij}\}$. Для решения данной задачи в графе G требуется найти клику Q^* максимального суммарного веса по C_i и C_{ij} и при этом необходимо, чтобы суммарные веса по весам $\{B_i\}$ и $\{K_i\}$ не превышали соответственно величин b_1 и b_2. В этом случае граф G является взвешенным и по вершинам, и по ребрам, аналогично взвешенными являются и все клики данного графа. Следует иметь в виду, что в квадратичной задаче $C_i = C_{ij}$. Таким образом, для решения произвольной задачи булевого программирования необходимо построить алгоритм, позволяющий находить в заданном графе G, взвешенном по вершинам или по вершинам и по ребрам, клику Q^* максимального суммарного веса по весам функционала $f(X_1, X_2, ..., X_n)$, у которой все m весов по весам ограничений $g_j(X_1, X_2, ..., X_n)$ не превышают соответствующих b_j.

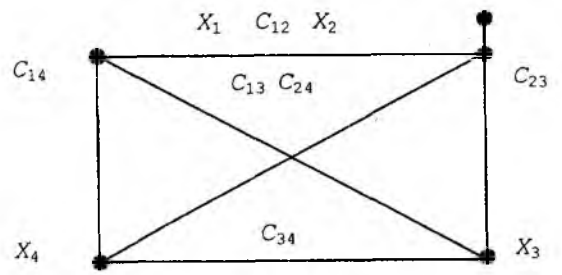


Рис. 5

Таблица 3

X_1	C_1	B_1	K_1
X_2	C_2	B_2	K_2
X_3	C_3	B_3	K_3
X_4	C_4	B_4	K_4

Таблица 4

X_1	C_1	B_1	K_1
X_2	C_2	B_2	K_2
X_3	C_3	B_3	K_3
X_4	C_4	B_4	K_4

Решение задачи. Для решения задачи воспользуемся представлением исходного графа G (рис. 5) в виде симметричного дерева путей предложенного в работе [14]. Смысл такого представления заключается в следующем. Пусть все возможные состояния некоторой системы определяются графом $G(V,E)$ с n вершинами, где вершины соответствуют возможным состояниям системы. Перейдем к пространству с $(n-1)^2$ состояниями. Для этого каждому из n состояний поставим в соответствие еще $(n-1)$ состояние, характеризующее способ достижения состояния из множества {1, 2,..., n}. При этом в качестве добавляемых состояний определим ранг пути в графе $G(V,E)$. Т.е. из вершины s графа $G(V,E)$ в произвольную вершину j можно попасть путем ранга $r=1$, используя одно ребро, путем ранга $r=2$, используя 2 ребра и т.д. путем ранга $r=n-1$, используя $n-1$ ребро. Такое пространство состояний можно представить в виде стянутого дерева путей D графа $G(V,E)$, графически оно может быть изображено следующим образом (рис.6).

Дерево всех путей D содержит $(n-1)$ горизонтальную линейку и $(n-1)$ ярус. Для прочтения путей на каждой горизонтальной линейке можно бывать только один раз. Исходя из стянутого дерева путей, для произвольной вершины j множество путей, ведущих в эту вершину из некоторой вершины s, можно представить в следующем виде

$$m_s(j) = m_{sj}^{r=1} \cup m_{sj}^{r=2} \cup .... \cup m_{sj}^{r=n-1};\ j = \overline{(1,n-1)}, \tag{10}$$

где $m_{sj}^r = \{\mu_{sj}^r\}$ – подмножества путей из произвольной вершины s в некоторую вершину j графа $G(V,E)$, ранга r. Следует отметить, что дерево всех путей D может строиться и от конкретной вершины i графа, в этом случае вершина $s=i$ и i-я горизонтальная линейка исключается в D. Например, при $i=2$ дерево D будет иметь вид рис.7. В дальнейшем стянутое дерево путей, приведенное на рис.6, будет использоваться для построения однопроходных алгоритмов решения задачи, стянутое дерево всех путей D графа от вершины $s=2$ $G(V,E)$ (рис. 7) – для построения n-проходных алгоритмов.

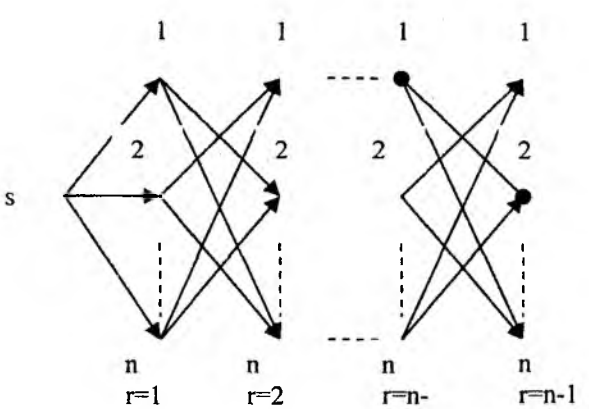


Рис. 6

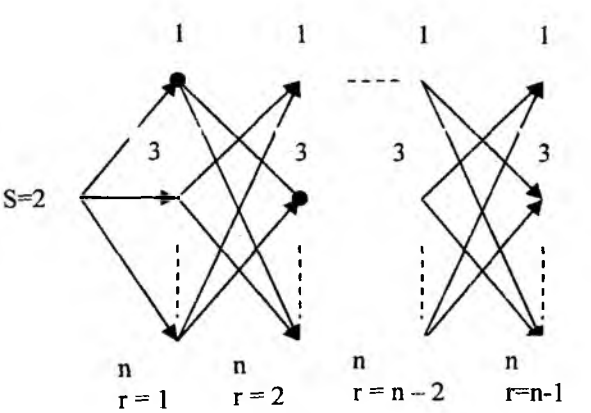


Рис. 7

Таким образом, используя граф D и введя правила формирования путей следующего ранга, можем из произвольной вершины s поэтапно строить пути $\{\mu_{sj}^r\}$ произвольного ранга вплоть до ранга $r = n-1$. В нашей задаче под состоянием системы будем подразумевать различные способы объединения вершин графа D в клики. Тогда каждому пути $\{\mu_{sj}^r\}$ ранга r в графе D, проходящем через вершины $(v_h, v_k, ..., v_p)$ в исходном графе G решаемой задачи, соответствует клика из $r-1$ вершины ($X_h X_k ... Xp$), характеризующаяся соответствующим весом по функционалу $f(X_1, X_2, ..., X_n)$ и не более чем m весами по ограничениям $g_j(X_1, X_2, ..., X_n)$. Весовые характеристики $\{d_{sj}^{r-1}\}$ произвольной клики $Q^{r-1}(j)$, состоящей из $r-1$ – вершины и определяемой одним из путей $\mu_{sj}^r \in m_{sj}^r$ ранга r в графе D, вычисляются по весам функционала путем суммирования коэффициентов подмножества $L_f = \{C_{rj}\}$, стоящих при $S_{r-1}(C_n^{r-1}) \in P_f$, где P_f – все подмножества $\{S_{r-1}(C_n^{r-1})\}_f$, удовлетворяющие условию

$$S_{r-1}(C_n^{r-1})_f \cap Q^{r-1}(j) \neq \varnothing,$$

а $S_{r-1}(C_n^{r-1})_f$ определяется функционалом $f(X_1, X_2, ..., X_n)$. Аналогично определяются весовые характеристики по весам ограничений путем суммирования коэффициентов подмножества $L_B = \{C_{rj}\}$, стоящих при $S_{r-1}(C_n^{r-1}) \in P_B$, где P_B – все подмножества $\{S_{r-1}(C_n^{r-1})_B$, удовлетворяющие условию

$$S_{r-1}(C_n^{r-1})_B \cap Q^{r-1}(j) \neq \varnothing,$$

а $S_{r-1}(C_n^{r-1})_B$ определяется ограничениями $g_j(X_1, X_2, ..., X_n); j = \overline{(1, m)}$. Таким образом, весовые характеристики клик $Q^{r-1}(j)$, характеризующихся множеством путей m_{sj}^r по весам функционала и ограничений, определяются соответственно

$$d_{sj} f(r-1) = \sum_{C_{rj} \in L_f} C_{rj}; \quad d_{sj} B(r-1) = \sum_{C_{rj} \in L_B} C_{rj}. \qquad (11)$$

Итак, в графе D каждый путь имеет в общем случае $m+1$ длину, одну по весам функционала и m – по весам ограничений, и для решения поставленной задачи нам в графе D нужно построить путь максимальной длины по весам функционала от вершин $1,2,...,n$ ко все остальным вершинам графа; при этом его длины по весам ограничений не должны превышать соответствующей величины b_j. Если на основе подмножеств путей $m_{sj}^{r=1}$ в графе D строить подмножества $m_{sj}^{r=2}$ и так далее до $m_{sj}^{r=n-1}$, то вынуждены будем построить $(n-1)!$ путей, поэтому для формирования путей вводится процедура A, позволяющая отсекать неперспективные пути. Для отсечения неперспективных вариантов в процедуре A предлагается использовать принцип оптимизации по направлению к произвольной вершине p, при формировании путей следующего ранга m_{sp}^{r+1} на основе путей предыдущего ранга m_{sj}^r, предложенных в работах [11 – 13], который для рассматриваемой задачи определяется следующим рекуррентным соотношением

$$\mu_{sp}^{r+1} = \max_{j}\{\{\mu_{sj}^{r}\} \cup (j,p)\}; j = \overline{(1,n)}; p = \overline{(1,n)}; j \neq p \quad , \tag{12}$$

где (j,p) – ребро графа D; n – число различных вершин в графе D.

Рассмотрим возможность построения n – проходных и однопроходных процедур решения задачи (7) соответственно на стянутых деревьях приведенных на рис.6 и 7.

Процедура A_1 с n проходами.

Перед началом работы процедуры A_1 переменной $i := 1$.

Шаг 1. Переменной $s := i$ и из вершины s строятся все возможные пути ранга $r = 1$ ко всем вершинам графа D (рис.7), удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n); j = \overline{(1,m)}$, при этом длины по весам функционала и ограничениями вычисляются в соответствии с соотношениями (11).

Шаг 2. С использованием путей текущего ранга r строятся все возможные пути ранга $r := r+1$, удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$ с использованием рекуррентного соотношения (12). При этом проверка ограничений и выбор пути максимального по весам функционала осуществляются на основе вычислений длин путей по весам функционала и ограничений в соответствии с соотношениями (11). (Следует отметить, что если в процессе применения рекуррентного соотношения (12) возникают несколько путей одинаковой длины, то необходимо их продлевать на следующем ранге.)

Шаг 3. Проверяем $m_{sj}^{r+1} = \varnothing$, если да, то путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге r, является локальным экстремумом решаемой задачи, иначе выполняем следующий шаг.

Шаг 4. Проверяем $i := n-1$, если нет, то $i := i+1$, и переходим к выполнению шага 1 иначе процедура A_1 заканчивает работу, при этом из множества локальных экстремумов $\{\mu_{sj}^{*r}\}$ выбирается глобальный μ_{sj}^{**r}, соответствующий оптимальному решению задачи (7).

Для снижения временной сложности работы алгоритма возможно использовать однопроходный вариант реализации данной процедуры на основе стянутого древа путей приведенного на рис.6. При этом однопроходная процедура A_2 имеет такой вид.

Процедура A_2 с 1 проходом.

Шаг 1. Из вершины s строятся все возможные пути ранга $r = 1$ ко всем вершинам графа D (рис.6), удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n); j = \overline{(1,m)}$, при этом длины по весам функционала и ограничениям вычисляются в соответствии с соотношениями (11).

Шаг 2. Используя пути текущего ранга r, строят все возможные пути ранга $r := r+1$ удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$ с использованием рекуррентного соотношения (12). При этом проверка ограничений и выбор пути максимального по весам функционала осуществляются на основе вычислений длин путей по весам функционала и ограничений в соответствии с соотношениями (11). (Следует отметить, что если в процессе применения рекуррентного соотношения (12) возникают несколько путей одинаковой длины то необходимо их все продлевать на следующем ранге.)

Шаг 3. Проверяем $m_{sj}^{r+1} = \varnothing$, если да, то путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге r, является локальным экстремумом решаемой задачи, иначе выполняем следующий шаг.

Шаг 4. Проверяем ранг $r = n$, если нет, то переходим к выполнению шага 2, иначе процедура A_2 заканчивает работу, и путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге $r = n$ соответствует оптимальному решению задачи (7).

Еще одним вариантом уменьшения временной сложности алгоритмов на основе процедур A_1 и A_2 могут являться процедуры A' и A'', отличающихся от A_1 и A_2 тем, что на каждом ярусе формирования путей на основе процедур A_1 и A_2 локальные экстремумы будут выделяться не в каждом множестве, а выделяются глобальные экстремумы на ярусе и на основе пути, соответствующего глобального экстремуму на ярусе, формируются пути следующего яруса, удовлетворяющие ограничениям, при этом процедуры A' и A'' будут иметь вид.

Процедура A'. Перед началом работы процедуры A' переменной $i := 1$.

Шаг 1. Переменной $s := i$ и из вершины s строятся все возможные пути ранга $r = 1$ ко всем вершинам графа D (рис.7), удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$, при этом длины по весам функционала и ограничениям вычисляются в соответствии с соотношениями (11). Далее выделяется самый длинный путь на ярусе.

Шаг 2. Используя самый длинный путь текущего ранга r построенный на предыдущем шаге, строятся все возможные пути ранга $r := r+1$ удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$ с использованием рекуррентного соотношения (12). При этом проверка ограничений и выбор пути максимального по весам функционала осуществляется на основе вычислений длин путей по весам функционала и ограничений в соответствии с соотношениями (11).

Шаг 3. Проверяем $m_{sj}^{r+1} = \varnothing$, если да, то путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге r, является локальным экстремумом решаемой задачи, иначе выполняем следующий шаг.

Шаг 4. Проверяем $i := n-1$, если нет, то $i := i+1$ и переходим к выполнению шага 1, иначе процедура A' заканчивает работу, при этом из множества локальных экстремумов (полученных за один проход) $\{\mu_{sj}^{*r}\}$ выбирается глобальный μ_{sj}^{**r}, соответствующий оптимальному решению задачи (7).

Процедура A''.

Шаг 1. Из вершины s строятся все возможные пути ранга $r = 1$ ко всем вершинам графа D (рис.6), удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$, при этом длины по весам функционала и ограничениям вычисляются в соответствии с соотношениями (11). Далее выделяется самый длинный путь на ярусе.

Шаг 2. Используя самый длинный путь текущего ранга r построенный на предыдущем шаге, строят все возможные пути ранга $r := r+1$, удовлетворяющие ограничениям $g_j(X_1, X_2,..., X_n)$; $j = \overline{(1,m)}$ с использованием рекуррентного соотношения (12). При этом проверка ограничений и выбор пути максимального по весам функционала осуществляется на основе вычислений длин путей по весам функционала и ограничений в соответствии с соотношениями (11).

Шаг 3. Проверяем $m_{sj}^{r+1} = \varnothing$, если да, то путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге r, является локальным экстремумом решаемой задачи, иначе выполняем следующий шаг.

Шаг 4. Проверяем ранг $r = n$,если нет, то переходим к выполнению шага 2, иначе процедура A'' заканчивает работу, и путь μ_{sj}^{*r} максимальной длины, полученный на ранге $r = n$ соответствует оптимальному решению задачи (7).

Оценка сложности процедур {A}

Поскольку число путей, строящихся на произвольном ранге r, не может превысить $(n-1)(n-1)$, максимальный ранг r произвольного пути не превышает $(n-1)$, а число циклов выполняемое процедурой A_1, равно n, то после n циклов число путей, которое построит процедура A_1, не может превзойти $(n-1)(n-1)(n-1)n \approx n^4$, а число обработанных векторов n^5. С учетом число слагаемых (k) в функционале и числа ограничений (m) временная сложность алгоритма не превысит в худшем случае $O(n^5k(m+1))$. В случае, когда решение задачи осуществляется за один проход процедуры A_2 или за один проход процедуры A'', но с выделением наиболее длинного пути на ярусе, сложность процедур A_2 и A'' не превысит соответственно $O(n^4k(m+1)), O(n^3k(m+1))$. Итак, алгоритмы A_5, A_4, A_3 имеют соответственно временную сложность, не превышающую в худшем случае $O(n^5k(m+1)), O(n^4k(m+1)), O(n^3k(m+1))$.

Таким образом, предложенный подход решения произвольных задач булевого программирования позволяет на основе предложенных алгоритмов решать с единых позиций любые задачи линейного и нелинейного программирования за полиномиальное время с требуемой точностью. Если в соотношении (6) ввести обозначение $f_k(x) = \sum_{j=1}^{p_k} C_{kj} S_k(C_n^k)$, то оно примет вид $F(x) = \sum_k f_k(x)$. В общем случае, если функционал и ограничения представляют собой произвольную нелинейную функцию от $f_k(x)$, то и такая задача нелинейного программирования также может быть эффективно решена с помощью предложенного подхода и при этом будут изменяться только правила весов вершин клик.

Экспериментальное исследование алгоритмов. Исследовались следующие алгоритмы: алгоритм A_5 на основе многопроходной процедуры A_1, алгоритм A_4 на основе однопроходной процедуры A_2 и алгоритм A_3 на основе однопроходной процедуры A''. При исследовании коэффициенты в функционале и ограничениях генерировались по равномерному закону распределения в функционале в диапазоне от 0 до 10, а в ограничениях от 0 до 20. На каждую точку при оценке временной сложности алгоритмов в среднем и погрешности алгоритмов решалось не менее 50 тестовых задач, результаты получены с доверительной вероятностью 0,95. В качестве точного алгоритма использовался разработанный алгоритм для задачи квадратичного и линейного программирования, скомбинированного на основе использования для прогнозирования идей рангового подхода, а для отсева неперспективных путей метода ветвей и границ, позволившего снять погрешности для задач до размерности, не превышающей $n = 70$. Погрешность алгоритмов с увеличением числа ограничений m асимптотически уменьшается, с увеличением n возрастает и $m \geq 50$, погрешность алгоритмов стабилизируется и для задач линейного программирования не превышает 2%, а для задач квадратичного 5–10%.

Решение тестовых задач показало, что увеличение диапазона изменения коэффициентов в функционале и ограничениях приводит к резкому снижению погрешностей алгоритмов, переход от нелинейностей одного порядка к нелинейностям более высокого порядка может

приводить к незначительному возрастанию погрешностей при небольшом числе ограничений, а с возрастанием числа ограничений возрастание погрешности очень быстро компенсируется. Экспериментальное исследование временной сложности показало, что число обрабатываемых векторов не зависит от числа ограничений и в среднем для алгоритмов A_5, A_4, A_3 временная сложность не превышает соответственно

$$O(0{,}1n^{4{,}9}), O(0{,}3n^{3{,}7}), O(0{,}4n^{2{,}8}).$$

Заключение

Таким образом, как видно из экспериментальных исследований предложенных алгоритмов, их можно эффективно использовать для планирования обработки запросов в СУБД методами групповой выборки с индивидуальной сегментацией, используемых в GRID системах, где требуется обеспечить такое планирование в масштабе реального времени.

Предлагаемые алгоритмы позволяют решать однообразно как задачи линейного булевого программирования, так нелинейного программирования.

Список литературы: 1. *Мирошник, М.А., Котух, В.Г., Селевко, С.Н.* Отказоустойчивость распределенных телекоммуникационных систем // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 191–195. 2. *Foster, C. Kesselman, S. Tuecke.* The Anatomy of the Grid: Enabling Scalable Virtual Organizations. International J. Supercomputer Applications, 15(3), 2001. 3. *Коваленко, В.Н., Коваленко, Е.И., Корягин, Д.А., Любимский, Э.З., Хухлаев, Е.В., Шорин, О.Н.* Грид-диспетчер: реализация службы диспетчеризации заданий в грид // Тр. междунар. конф. "Распределенные вычисления и Грид-технологии в науке и образовании". – Дубна, 2004. – С. 133-139. 4. *Мирошник, М.А., Котух, В.Г.* Разработка методов повышения отказоустойчивости и надежности функционирования компонентов телекоммуникационных систем и сетей // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С. 190–197. 5. *Мирошник, М.А.* Подход к проектированию компьютерных систем с интеллектуальной диагностической инфраструктурой / С.Г. Карпенко, М.А. Ковалева, С.В. Панченко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2011. – №6. – С. 51-59. 6. *Гуль,А.Ю., Никитина,Т.С.* Подходы к организации планирования распределения ресурсов в Grid системах // Зб. наук. праць укр. держ. академії залізничного транспорту. – 2010. – Вип. 116. – С.88-97. 7. *Гери Хансен, Джеймс Хансен.* Базы данных: разработка и приложение : пер. с англ. – М. : БИНОМ, 1999. – 704 с. 8. *Дейт, К.* Введение в системы баз данных – 6-е изд. : пер. с англ. – К.; М.; С.-Пб. : Вильямс, 2000. – 848 с. 9. *Мейер,М.* Теория реляционных баз данных. – М. : Мир, 1987. – 608 с. 10. *Хаббард, Дж.* Автоматизированное проектирование баз данных. – М. : Мир, 1984. – 294 с. 11. *Listrovoy, S.V., Golubnichiy, D.Yu., Listrovaya, E.S.* Solution method on the basis of rank approach for integer linear problems with boolean variables // Engineering Simulation. – 1999. – Vol.16. – P. 707–725. 12. *Listrovoy, S.V., Tretjak, V.F., Listrovaya, A.S.* Parallel algorithms of calculation process optimization for the boolean programming problems // Engineering Simulation. – 1999. – Vol.16. – P. 569–579. 13. *Listrovoy, S.V., Gul, Yu.*Method of Minimum Covering Problem Solution on the Basis of Rank Approach // Engineering Simulation. – 1999. – Vol.17. –P. 73–89. 14. *Методы* моделирования и дискретной оптимизации вычислительных систем реального времени / Жихарев В.Я., Илюшко В.М., Кравец Л.Г., Листровой С. В., Харченко В.С. / под ред. В.Я. Жихарева. – Харьков; Житомир : ЖГУ, 2004. – 494 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.04.2012

СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.396

А. В. ИВЖЕНКО, В. В. МАСЛИЙ, канд. техн. наук, А. И. ЦОПА, канд. техн. наук

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ АДАПТАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ WiMAX КАНАЛАХ СВЯЗИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ МУЛЬТИМЕДИЙНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Введение

Проникновение современных информационных технологий во все сферы жизни общества дала толчок развитию телемедицины – отрасли медицины, которая использует телекоммуникационные и электронные информационные (компьютерные) технологии для обеспечения медицинской помощи населению на расстоянии [1]. В телемедицинских системах (*e-Health Systems*) предоставление качественной медицинской помощи напрямую зависит от надежности и качества передачи всех видов медицинской информации между отдаленными друг от друга пунктами (машинами скорой помощи, медицинскими учреждениями, пациентами и врачами, представителями здравоохранения и т.д.) [2]. Поэтому вопросам качества передачи информации в таких системах уделяется первостепенное внимание.

В принятом в 2004 г. стандарте IEEE 802.16-2004 (WiMAX) представлены наиболее перспективные технические и технологические решения в области радиодоступа, такие как устойчивый к многолучевости и замираниям метод модуляции OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), спектрально-эффективные многоуровневые сигнально-кодовые конструкции и эффективные методы помехоустойчивого кодирования [3].

Указанные особенности делают стандарт связи WiMAX привлекательным для применения при разработке современных цифровых систем радиосвязи высокой пропускной способности, а исследования и разработка новых механизмов адаптации к каналу связи для обеспечения качественной и надежной связи в условиях воздействия внешних помех является актуальной научно-технической задачей.

Цель работы – усовершенствование модели беспроводной системы связи WiMAX и исследование механизмов адаптации к каналу при передаче мультимедийной информации.

Основная часть

На физическом уровне стандарт беспроводной связи WiMAX предусматривает три принципиально различных метода передачи данных [4]: метод модуляции одной несущей SC (*Single Carrier*), метод модуляции посредством ортогональных поднесущих OFDM и метод множественного доступа посредством ортогональных поднесущих OFDMA *(Orthogonal Frequency-Division Multiple Access).* Наиболее перспективным для создания беспроводных сегментов ведомственных систем связи (ВСС) представляется вариант с модуляцией OFDM, который дает значительный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с методом SC и менее сложен в реализации, чем OFDMA.

Интерес разработчиков беспроводных систем связи к OFDM сигналу обусловлен его следующими положительными свойствами: устойчивостью к многолучевому распространению, эффективным использованием частотного ресурса, возможностью адаптации под текущие условия передачи. Наряду с преимуществами, OFDM сигнал обладает рядом недостатков: чувствительность к точности частотной синхронизации, связанная с близким расположением соседних поднесущих; большой пик-фактор сигнала, вызванный наличием большого количества поднесуших в сигнале; сложность аппаратной реализации, обусловленная наличием большого числа вычислений при обработке сигнала.

При формировании OFDM-сигнала последовательный цифровой поток данных делится в модуляторе на N подпотоков, из которых формируется OFDM символ. Для OFDM сигнала,

сгенерированного OFDM-системой с N поднесущими $\{f_1, f_2, ..., f_N\}$, комплексная огибающая сигнала на интервале T описывается выражением [4]

$$s(t) = A \cdot \sum_{n=1}^{N} x_n \cdot e^{\frac{j2\pi nt}{T}}, \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; x_n – символы данных; N – количество поднесущих частот ($N = 256$) [4].

Структура спектра OFDM-символа, представленная на рис. 1 [4], содержит несколько групп поднесущих частот: центральная несущая (1), поднесущие передачи информации (192), пилот-тоны (8) и поднесущие частоты защитного интервала (55).

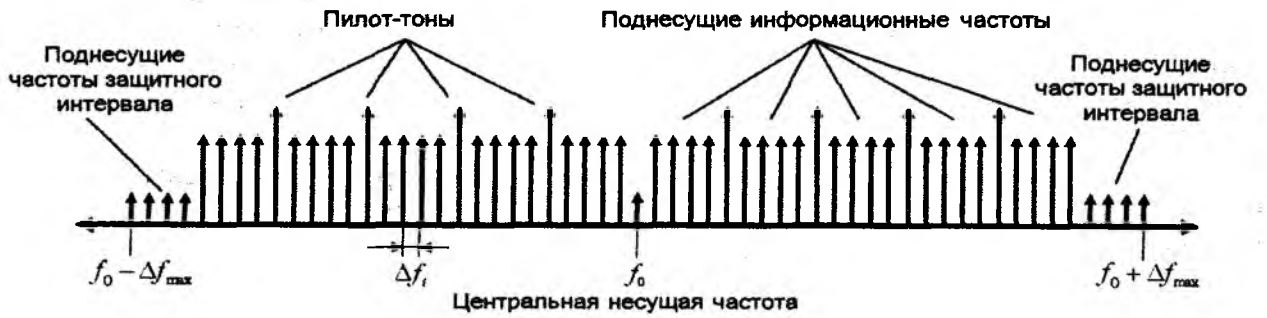


Рис.1. Структура спектра OFDM-символа

Амплитуда и фаза каждой n-поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. В OFDM-системах связи отдельные поднесущие могут модулироваться с использованием бинарной фазовой манипуляции (BPSK, ФМ-2), квадратурной фазовой манипуляции (QPSK, ФМ-4) или квадратурной амплитудной манипуляции (QAM, КАМ) порядка 16 или 64.

Выбор эффективной схемы передачи сигнала в системе WiMAX для обеспечения передачи информации с требуемыми показателями качества QoS (*Quality of Service*) достигается благодаря совместному использованию нескольких механизмов адаптации: управления мощностью передатчика базовой станции (БС), коррекции ошибок FEC (*Forward Error Correction*) и адаптивного кодирования и модуляция AMC (*Adaptive Modulation and Coding*).

На рис. 2 представлена обобщенная блок-схема адаптивного управления каналом связи системы WiMAX (на основе стандарта IEEE 802.16 -2009).

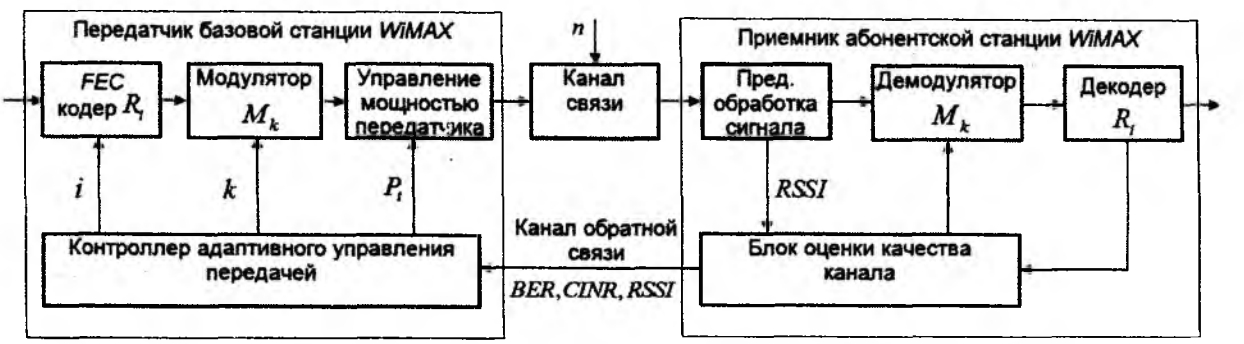


Рис. 2. Блок-схема адаптивного управления каналом связи системы *WiMAX*

Система связи WiMAX имеет обратный канал, через который передатчику базовой станции пересылается оценка состояния канала связи вычисленная в приемнике абонентской станции (АС). В идеальном случае точное знание канала связи дает возможность обеспечить требуемые параметры QoS при передаче информации. Однако на практике информация

в цепи обратной связи может подвергаться действию помех и поступать с задержками, а кроме того сама оценка канала связи может быть несовершенна.

Несмотря на то, что основные принципы адаптивной модуляции АСМ с теоретической точки зрения уже разработаны, практика работы реальных систем показывает на необходимость усовершенствования этого механизма на основе обширного и реалистичного моделирования, с учетом многих факторов, влияющих на эффективность системы связи. Особенно это относится к беспроводным сегментам ВСС, решающим задачу передачи специфической (например, медицинской) мультимедийной информации.

Рассмотрим далее параметры и факторы, влияющие на качество работы адаптационного механизма системы WiMAX, а значит и на качество передачи информации в беспроводной системе связи.

Стандарт IEEE 802.16 предполагает три обязательных показателя для измерения качества канала, которые позволяют улучшить производительность системы связи и адаптацию к условиям канала связи [4]. Это значение уровня мощности сигнала на входе приёмника RSSI (*Receive Signal Strength Indicator*), отношение сигнал/шум +интерференция в канале связи CINR (*Carrier Interference and Noise Ratio*) и некодированный уровень BER.

Показатель RSSI [4] позволяет получать оценку уровня принимаемого сигнала на абонентской станции (АС), не влияя на процесс демодуляции сигнала, так как для этого в блоке предварительной обработки имеется встроенный АЦП [4]:

$$RSSI = 10 \cdot \lg\left\{10^{-\frac{G_{rf}}{10}} \cdot \frac{1,2567 \cdot 10^4 \cdot V_C^2}{\left(2^{2B}\right) \cdot R}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left|Y_{I,Q}[k,n]\right|\right)^2\right\}\ [\text{дБм}], \qquad (2)$$

где Vc – уровень ограничения АЦП, B; B – разрядность АЦП; R – входное сопротивление АЦП, *Ом*; Grf – коэффициент усиления от антенны до АЦП; N – количество полученных отсчетов; $YI,Q[k,n]$ – n-й отсчет на выходе АЦП реальной I или мнимой части Q сигнала k.

Усредненный $\overline{RSSI}$ рассчитывается на АС при приеме сигнала поднесущей пилот-тона или преамбулы MAC уровня WiMAX [4]. Это среднее значение передается на базовую станцию в единицах *дБм*, начиная от максимума -60 *дБм* (бинарный двоичный код – 111111) до минимального уровня -123 *дБм* (000000). Относительная точность измерения RSSI составляет ± 2 *дБм*.

Показатель CINR дает возможность получить более точную оценку качества принимаемого сигнала. Эта метрика канала может быть получена только после демодулирования сигнала и может быть отнесена либо к данным преамбулы или к данным пилот-тона конкретной зоны OFDM-символа. Определение метрики CINR основано на измерении вектора ошибки EVM (*Error Vector Magnitude*).

В общем виде величина $CINR$ для каждого измерения k определяется выражением [4]

$$CINR[k] = \frac{P_{signal}[k]}{P_{interference}[k] + P_{noise}[k]},$$

где $P_{signal}[k]$ – мощность сигнала для измерения k; $P_{interference}[k]$ – мощность интерференционной помехи для измерения k; $P_{noise}[k]$ – мощность шума для измерения k.

На основе полученных значений $CINR[k]$ для каждой k-й поднесущей определяется среднее значение $\overline{CINR}$ для группы поднесущих, участвующих в оценке канала $\overline{CINR} = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1} CINR[k]$. Такой метод усреднения используется в различных беспроводных

технологиях, однако, например, для систем связи с режимом работы OFDMA он не обеспечивает требуемого качества оценки канала при больших колебаниях $CINR[k]$.

Для большей точности и реальной оценки качества канала связи необходимо использовать другие методы усреднения [5], в том числе и метод EESM (*Exponential Effective SNR Mapping*), предложенный для повышения эффективности SISO (*Single-Input Single-Output*) OFDM систем связи и основанный на вычислении эффективного значения $CINR_{eff}$ [6]

$$CINR_{eff} = 10\lg\left[\beta \cdot \ln\left(\frac{1}{K}\cdot\sum_{k=1}^{K}\exp\left(-\frac{CINR[k]}{\beta}\right)\right)\right] \text{ [дБм]}, \qquad (3)$$

где β – уникальный коэффициент, определяемый для каждого вида модуляции, кодирования и условий РРВ [7].

Усредненный $\overline{CINR}$ рассчитывается также на АС при приеме сигнала поднесущей пилот-тона или преамбулы MAC уровня WiMAX [4]. Среднее значение передается на базовую станцию в единицах *дБм*, начиная от минимального значения -10 *дБм* (бинарный двоичный код – 000000) до максимального значения уровня 53 *дБм* (111111). Относительная точность измерения $\overline{CINR}$ составляет ± 1 *дБм*.

Средняя статистика вероятности битовой ошибки $\overline{BER} = 10\lg\left(\overline{BER}\right)$, определяемая для некодированной FEC псевдослучайной последовательности RBPS, доводится до базовой станции в линейном диапазоне от -3 ($BER = 5\cdot 10^{-1}$, бинарный код – 111111) до -66 ($BER = 2{,}5\cdot 10^{-7}$, бинарный код – 0000000).

Рассмотренные выше показатели качества канала измеряются по сигналам пилот-тонов или преамбулы фрейма пакета информации. Для OFDM системы с типовой структурой пилот-тонов крайне затруднительно обеспечить требуемую точность оценки канала, когда канал достаточно «длинный» или частотно-селективный. С увеличением числа пилот-тонов качество оценки канала связи улучшается, однако увеличивается также непроизводительный ресурс системы, сохранять который в более благоприятных условиях приема нецелесообразно. Оптимальная пилот-структура OFDM системы представляет собой компромисс между занимаемым ею ресурсом и качеством оценки канала. Использование же преамбулы сообщений для оценки канала не дает точного предсказания изменения качества канала во времени.

Аналогично, длина защитного интервала OFDM символа при проектировании системы обычно фиксируется в соответствии с максимально ожидаемой длиной импульсного отклика канала связи и может достигать 1/8 или даже 1/4 длительности OFDM символа т.е. непроизводительный ресурс системы из-за защитного интервала может быть достаточно большим. Поэтому актуальной для исследований является задача повышения помехоустойчивости и спектральной эффективности беспроводных OFDM систем связи за счет адаптивной подстройки пилот-структуры и длины защитного интервала символа к условиям функционирования.

Полученные на АС данные о $\overline{RSSI}$, $\overline{CINR}$ и $\overline{BER}$ подаются через канал обратной связи в контроллер адаптивного управления (рис. 1), где реализуется механизм выбора типа модуляции АМС и вида помехозащищенного кодирования FEC. Механизм FEC в системе WiMAX характеризуется несколькими основными параметрами: скоростью кодирования R_i, эффективностью $G(R_i)$, размером блока, коэффициентом исправления ошибок. Он может быть реализован при использовании нескольких различных видов кодирования: кодирование Рида – Соломона (RS), свёрточного кодирования (CC), блочного турбо (BTC) и сверточного турбо (CTC) кодирования.

Выбор режима работы АМС на БС определяется алгоритмом переключения вида модуляции и кодирования, который для системы WiMAX описывается следующим образом:

$$MODE\ AMC = \begin{cases} AMC_1 & при\ \ 0 \le CINR < \Gamma_1, \\ AMC_2 & при\ \Gamma_1 \le CINR < \Gamma_2, \\ \dots & \\ AMC_N & при\ \Gamma_{n-1} \le CINR < \infty, \end{cases} \tag{4}$$

где $AMC_n, n = 1,2,3...,N$ – режимы модуляции и кодирования, которые расположены от самого низкого до самого высокого отношения бита на символ; $\{\Gamma_1, \Gamma_2, ..., \Gamma_{N-1},\}$ – пороги переключения.

Конкретное значение порогов переключения зависит от целевой функции алгоритма адаптации системы: поддержание постоянной мощности на базовой станции, поддержание максимальной скорости передачи информации или поддержание требуемого качества канала связи. В последнем случае пороги переключения $\Gamma \in \{\Gamma_1, \Gamma_2, ..., \Gamma_{N-1},\}$ определяются исходя из уровня допустимых ошибок BER.

Для модуляции M-QAM верхняя граница вероятности битовой ошибки для канала с аддитивным гауссовским белым шумом AWGN определяется выражением [8]

$$P_b = \frac{2(1-M^{-1})}{\log_2 M} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2 M}{(M^2-1)} \cdot \frac{E_b}{N_o}}\right), \tag{5}$$

где M – уровень модуляции M-QAM; $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$ – гауссов интеграл ошибок; E_b / N_0 – отношение сигнал/шум, приходящийся на бит информации.

Выражение (5) может быть аппроксимировано с достаточно высокой точностью для высоких уровней модуляции $M \ge 4$ и $BER \le 10^{-3}$ следующей функцией [9]:

$$BER(M, SNR) \approx \frac{1}{5} \exp\left(-\frac{1,6 \cdot SNR}{M-1}\right), \tag{6}$$

Тогда пороги переключения $\Gamma \in \{\Gamma_1, \Gamma_2, ..., \Gamma_{N-1},\}$ для каждого вида модуляции M-QAM при заданном значении BER_T можно определить следующим образом:

$$\Gamma_n \approx \frac{M-1}{-1,6} \ln\left(5 \cdot BER_T\right) + G(R_i). \tag{7}$$

В табл. 1 приведены полученные при численном моделировании значения порогов переключения для различных режимов работы AMC системы WiMAX в зависимости от требуемого уровня BER_T в канале связи.

Таблица 1

Выбор соответствующего типа модуляции и кодирования по уровню порога Γ_n

Режим *AMC*	Тип модуляции	Скорость кодирования R_i	Уровни порогов Γ_n, *дБ*		
			$BER_T = 10^{-3}$	$BER_T = 10^{-4}$	$BER_T = 10^{-5}$
AMC1	*BPSK*	1/2	4.0	4.5	5.5
AMC2	*QPSK*	1/2	9.0	11	11.5
AMC3		3/4	11.5	12.5	13
AMC4	*16-QAM*	1/2	18.5	20	20.5
AMC5		3/4	21.0	21.5	22
AMC6	*64-QAM*	2/3	25.0	26	28
AMC7		3/4	27.0	28	29.5

Согласно стандарту IEEE 802.16 -2009, достаточным уровнем BER_T при работе системы WiMAX является 10^{-3}.

Для исследования свойств схемы адаптационного механизма системы WiMAX в программном пакете MATLAB была создана математическая модель системы радиодоступа, состоящая из следующих основных блоков (см. рис. 3): канальный кодер FEC, передатчик OFDM сигнала, канал связи, приёмник OFDM сигнала, канальный декодер, а также блок оценки качества передачи мультимедийной информации по каналу связи. Передатчик OFDM сигнала содержит преобразователь последовательного кода в параллельный (*S/P*), цифровой модулятор *M*, блок инверсных модулей быстрого преобразования Фурье (*IFFT*), формирователь символа OFDM (*P/S*). Соответственно приемник *OFDM* сигнала содержит входной преобразователь (*S/P*), блок модулей быстрого преобразования Фурье (*FFT*), демодулятор *DM*, преобразователь параллельный кода в последовательный (*P/S*). Контроллер *AMC*, при реализации целевой функции управления, может задавать уровень модуляции и кодирования в канале передатчика модели системы WiMAX. В блок AMC в качестве показателей использовались два параметра: уровень битовой ошибки *BER* и дополнительно введенная метрика пикового отношения сигнал/шум PSNR *(Peak Signal to Noise Ratio).* Метрика PSNR выражает количественную характеристику качества изображения на основе отношения энергии шума, вносимого процессом кодирования, к максимальной возможной энергии исходного сигнала. Данная метрика широко используется в видео- и аудиокодировании для сравнения качества данных после обработки кодером.

Величина *PSNR* выражается в децибелах и может быть вычислена по формуле [12]:

$$PSNR = 10\lg\left(\frac{MAX_I^2}{MSE}\right) = 20\lg\left(\frac{MAX_I}{\sqrt{MSE}}\right) \text{ [дБ]}, \tag{8}$$

где MAX_I – это максимальное значение, принимаемое пикселем изображения $MAX_I = 2^B - 1$ (например, если пиксели имеют разрядность 8 *бит*, то $MAX_I = 255$); *MSE* (*Mean Square Error*) – среднеквадратичное отклонение, которое для двух монохромных изображений I и I' размера $m \times n$, одно из которых за счет передачи его по каналу связи считается зашумленным приближением другого – эталонного, определяется как [12]

$$MSE = \frac{1}{m \cdot n}\sum_{i=0}^{m-1}\sum_{j=0}^{n-1}\left|I(i,j) - I'(i,j)\right|^2. \tag{9}$$

Подставляя выражение (9) в формулу (8), получаем значение *PSNR* для попиксельного сравнения двух черно-белых изображений:

$$PSNR = 20\lg\left(\frac{MAX_I}{\sqrt{\frac{1}{m \cdot n}\sum_{i=0}^{m-1}\sum_{j=0}^{n-1}\left|I(i,j) - I'(i,j)\right|^2}}\right). \tag{10}$$

Так как метрика *PSNR* является широкоиспользуемой в обработке мультимедийных данных, существует общепринятая таблица соответствия между метрикой *PSNR* и пятибалльной шкалой оценки качества видеоизображения, основанной на экспертной оценке и учитывающей особенности человеческого зрения – MOS (*Mean Opinion Score*) (табл. 2) [12]. Поэтому в качестве критерия качества передачи был выбран уровень PSNR равный 37 *дБ*, что соответствует уровню MOS = 5.

Таблица 2

Соответствия оценок качества видеоизображения *MOS* и *PSNR*.

Численное значение MOS	*PSNR*, *дБ*	Качество изображения
5	>37	Отличное
4	32-37	Хорошее
3	26-31	Удовлетворительное
2	20-25	Плохое
1	<20	Очень плохое

Для цветных изображений с тремя компонентами RGB на пиксель применяется такое же определение PSNR, но MSE считается по всем трем компонентам (и делится на утроенный размер изображения). Далее, полученные данные приводятся к виду, пригодному для обратной их трансформации в изображение.

Еще одной особенностью представленной модели является наличие блока источника тестовой последовательности Imagine Test, что позволяет использовать поднесущие частоты пилот-тонов для дополнительной оценки качества канала связи при передаче мультимедийной информации. Ранее, согласно стандарту IEEE 802.16-2009, поднесущие частоты пилот-тонов использовались для передачи служебных сообщений и разделения групп поднесущих частот. Так как обмен служебными сообщениями занимает далеко не все время сеанса связи, было предложено передавать по ним тестовые последовательности, что делает возможным применение PSNR в реальных устройствах системы WiMAX, а не только при их моделировании.

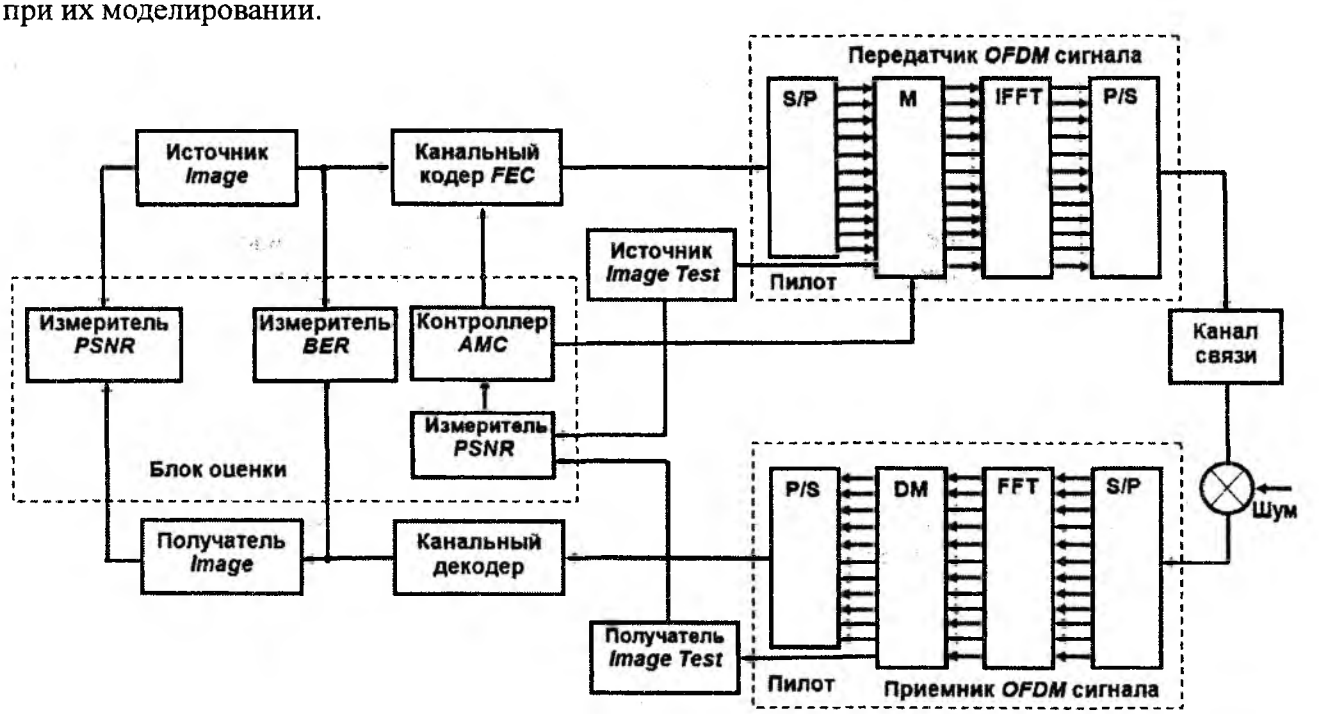


Рис. 3. Структурная схема модели системы беспроводной связи WiMAX

Моделирование происходило в программном пакете MATLAB: на первом этапе изображение преобразовывается в матрицу, размерность которой $A: M \times N \times 3$. Где M и N это размеры изображения, а тройка указывает на количество матриц, размером $M*N$, по одной на каждую составляющую модели цвета: красную, зеленую и синюю. Каждый элемент матрицы несет данные о градации цвета, которых может быть 2^8=256 (8 *бит на пиксель*). Далее, это число преобразовывается в двоичный код. В итоге получаем или матрицу размером $(M*N)8$ для черно/белого изображения или $3(M*N)8$ для цветного (24 *бита на пиксель*). Далее, мат-

рица проходит через *RS*-кодер, где преобразовывается в $A:(3*M*N/k*n)$ для цветного или в $A:(M*N/k*n)$ для черно-белого изображений, где k – число байт до кодирования, n – число байт после кодирования. Далее полученный цифровой поток поступает блок передатчика *OFDM* сигнала. В канале связи данные подвергаются влиянию помехи, а на приёмнике проходят все стадии на передатчике только в обратном порядке.

При численном моделировании в качестве передаваемых данных были использованы: диагностические медицинские изображения (*Image*), имеющие разрешение 650*490 пикселей и с градацией уровня серого 8 *бит/пиксель*; изображения, имеющие текстовые последовательности; имитация изображений (случайная битовая последовательность требуемой размерности).

В роли модели канала связи был выбран канал с гауссовским аддитивным белым шумом (*AWGN* канал). Модель была верифицирована по результату определения зависимости BER от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции M-QAM (рис. 4). При сравнении оказалось, что полученные графики совпадают с результатами других авторов как качественно, так и количественно [10,11].

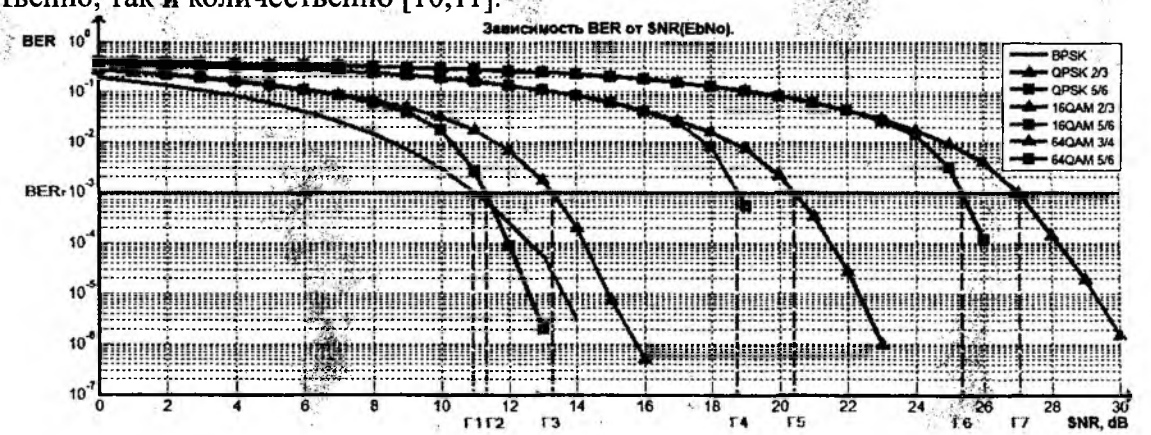


Рис. 4. Зависимость BER от отношения сигнал/шум в канале связи AWGN для различных типов модуляции и кодирования

На рис.5 показана зависимость PSNR от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции M-QAM. При сравнении рис. 4 и 5 видно, что уровни соотношения сигнал/шум при преодолении уровней качества для BER и PSNR различаются на 1 – 2 *дБ*, при этом соотношение сигнал/шум при использовании PSNR во всех случаях оказывается выше. Это означает, что могут сложиться ситуации, когда уровня BER = 10^{-3} в качестве показателя качества передачи данных будет недостаточно.

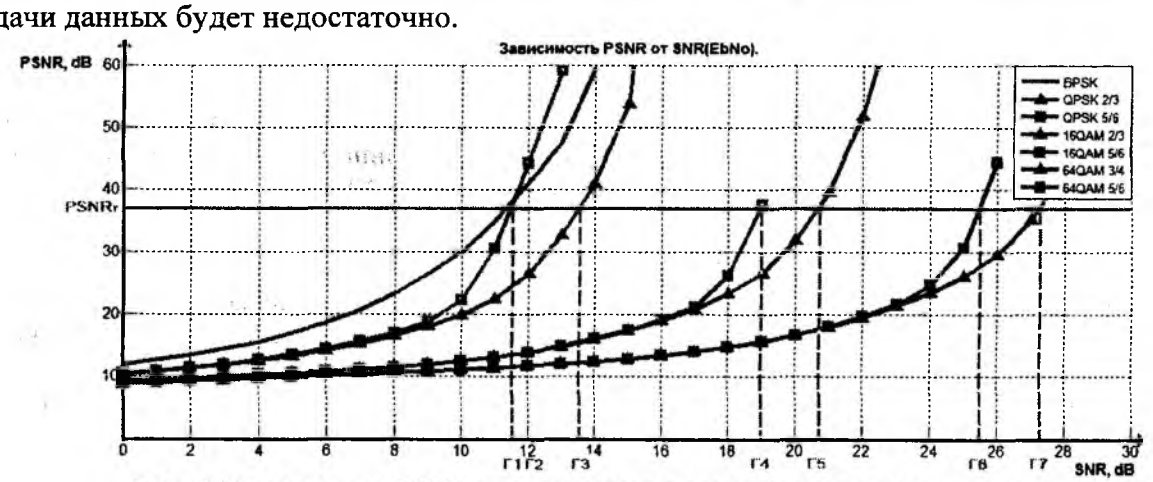


Рис. 5. Зависимость PSNR от соотношения сигнал/шум в канале связи при использовании различных типов модуляции

Для наглядной демонстрации результатов на рис. 6 показано оригинальное диагностическое медицинское изображение и его копии, прошедшие через смоделированный канал связи с различным SNR. Также видно, что различие по BER между соседними картинками – несколько порядков, изменения PSNR незначительны, так как он измеряется в логарифмической шкале; учитывая характер зависимостей на рис.5 и 6 это может привести к запаздыванию реагирования адаптационного механизма на изменения соотношения сигнал/шум. На рис. 7 приведена, полученная при моделировании диаграмма работы адаптационного механизма системы WiMAX при изменении отношения сигнал шум в канале связи при решении задачи поддержания заданного уровня $BER_T = 10^{-3}$.

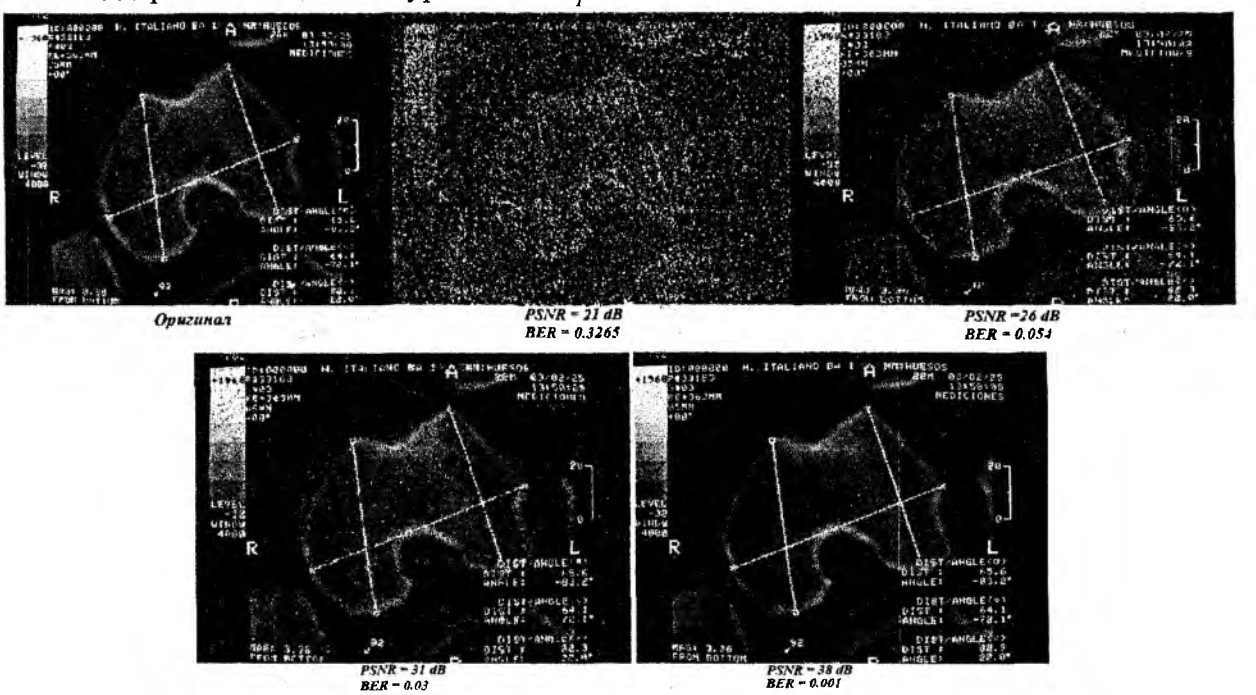


Рис. 6. Различимость медицинского диагностического изображения при различных уровнях BER и PSNR

Начальным уровнем модуляции был выбран QAM-64, что соответствует максимальной скорости передачи и наилучшему состоянию канала связи. По мере ухудшения соотношения сигнал/шум адаптационный механизм переключает схемы модуляции на более помехоустойчивые.

На рис.7 отчетливо видно, что при использовании BER возможны ситуации, когда переключение между схемами модуляции будет происходить гораздо позже установленного. Из представленных данных также виден выигрыш использования RS-кодера: на рис. 4 сигнал с BPSK модуляцией, не подверженный кодированию, при уровне SNR в 7 *дБ* становится более проигрышным, чем сигнал с QPSK модуляцией и RS-кодом (32,24,4). Разница в соотношении сигнал/шум между соседними видами модуляции составляет 5 – 7 *дБ*.

Текущие результаты показывают, что при наличии только аддитивного белого гауссовского шума AWGN система справляется с поддержанием удовлетворительного качества даже при очень малых соотношениях сигнал/шум – при работе с модуляцией 64-QAM, которая, имея наименьшее сигнальное расстояние, наиболее подвержена влиянию помехи, – уровень $PSNR_T$ выше 37 *дБ* наступает при $E_b/N_0 = 27$ *дБ*.

Следующим шагом численного моделирования является дальнейшее исследование механизма адаптации системы WiMAX и оценка ее способности поддерживать необходимые показатели качества передачи мультимедийной информации для различных условий PPB и при быстрых изменениях затухания в беспроводном канале связи.

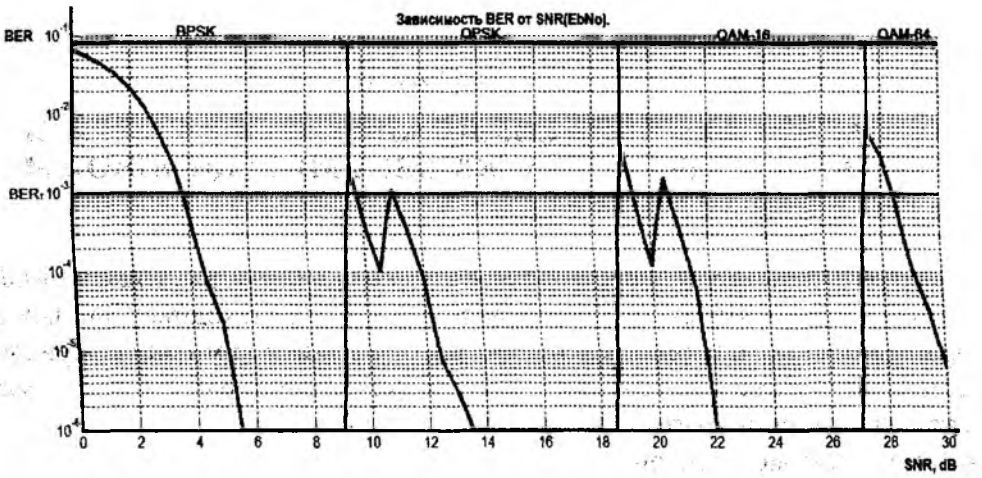


Рис. 7. Зависимость BER от отношения сигнал/шум в канале связи AWGN при работе механизма AMC

Заключение

На основе анализа адаптационных механизмов системы беспроводной связи WiMAX предложена усовершенствованная модель, позволяющая оценить качество передачи мультимедийной информации. Предложено использовать для оценки качества канала связи метрику PSNR, позволяющую повысить возможности адаптационного механизма OFDM системы связи при передаче медицинской диагностической информации.

Получены зависимости BER от SNR и PSNR от SNR для различных схем модуляции и кодирования, а также BER от SNR при работе механизма AMC для различных BER_T(табл.1).

Показано, что при работе механизма AMC качество передачи от пакета к пакету может изменяться в очень широких пределах, кроме того, возможны ситуации работы, когда передача данных ведется с качеством ниже заданного (BER_T). Все это говорит о несовершенстве текущего состояния механизма AMC. Следовательно, существует необходимость в дальнейшем его усовершенствовании.

Список литературы: 1. *Komnakos, D. , Vouyioukas, D. , Maglogiannis, I. , Constantinou, P.* Performance Evaluation of an Enhanced Uplink 3.5G System for Mobile Healthcare Applications // International Journal of Telemedicine and Applications. – Hindawi Publishing Corporation. – Vol. 2008, Article ID 417870. – pp. 1-11. 2. *Dusit Niyato, Ekram Hossain. IEEE 802.16/WiMAX* – based broadband wireless access and its application telemedicine E-Health services // IEEE Wireless Communications, February 2007. 3. *Сюваткин, В. С., Есипенко, В. И., Ковалев, И. П., Сухоребров, В. Г. WiMAX* – технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005. – 268 с. 4. *IEEE 802.16-2009.* IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands. 5. *WiMAX FORUM. WiMAX* System Evaluation Methodology V2.0. – December 2007. – 230 pp. 6. *3GPP TSG-RAN WG1 35.* System-level evaluation of *OFDM* – further considerations. Ericsson, Nov. 17-21, 2003, R1-031303. 7. *Raj Jain, Chakchai So-In, and Abdel-Karim Tamimi.* System Level Modeling of IEEE 802.16e Mobile WiMAX Networks: Key Issues. // IEEE Wireless Communications. – October 2008. – pp. 75-79. 8. *Proakis, J. G.* Digital Communications. – McGraw-Hill – New York, 4th edition, 2001. 9. Chung, S. T. and Goldsmith, A. J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view // IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sept. 2001. 10. Salazar, J., Gómez, I. and Gelonch I. A. Adaptive Resource management and flexible radios for WiMAX // Journal of Telecommunications and information technology, Spain, 4-2009. 11. Basant Kumar, S.P. Singh, Performance of WiMAX for Telemedicine Applications // International J. of Recent Trends in Engineering and Technology, India, Volume. 3, No. 1, May 2010. – pp. 123-125. 12. *Gross, J., Klaue, J., Karl,H. and Wolisz,A.* Cross-layer optimization of OFDM transmission systems for MPEG-4 video streaming // Computer Communications, vol. 27, 2004.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.04.2012

УДК 621.391.7

А. А. КУЗНЕЦОВ, А. И. ЦОПА, канд. техн. наук

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЕГО КАЧЕСТВА НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

Введение

Для прогнозирования характеристик системы связи необходимо иметь информацию о канале распространения. Существующие модели в качестве исходных данных используют различные характеристики канала. Для закрытых помещений такими характеристиками часто являются расстояния до стен, потолка и пола, электрические характеристики материала, из которого изготовлены (или покрыты) стены, пол и потолок.

Для имитационной модели, описанной в статье [1], исходными данными, характеризирующими канал, являются его импульсные характеристики. Поскольку система состоит из нескольких антенн, как на приёмной стороне, так и на передающей, то и характеристики канала нужно иметь для всех пар передающая антенна – приёмная антенна. Для системы MIMO 2x2 таких пар будет 4.

Рассматриваемая модель также позволяет определять скрытность и помехоустойчивость системы. Для этого используется модель отводного канала, предложенная Вайнером в работе [2] и расширенная в работе [1] для применения в беспроводной системе MIMO. Для получения характеристик защищённости необходимо задать в модель канала связи импульсные характеристики между антенной отводного канала и каждой антенной приёмника и передатчика.

Цель работы – создание экспериментальной установки, методики измерения и обработки физических характеристик MIMO канала распространения, а также получение информационных характеристик системы передачи информации на основе полученных экспериментальных данных.

Методика проведения эксперимента

Для оценки защищённости по методу, предложенному в [1], необходимо знать характеристики среды распространения, а именно – импульсные характеристики. Под импульсной характеристикой среды следует понимать сигнал на выходе приёмной антенны при подаче на вход передающей антенны дельта-импульса. Поскольку дельта-импульс является математической абстракцией и физически не может быть реализован, то для получения требуемых характеристик нужно сделать некоторые допущения.

Например, для измерения импульсной характеристики авторы работы [3] в своём эксперименте заменили дельта-функцию амплитудно-модулированным импульсом длительностью 10 *нс*, частота несущего сигнала 1,5 *ГГц*. Схема эксперимента приведена на рис. 1. В результате на осциллографе были получены диаграммы затухания мощности рис. 2. В качестве излучателя была выбрана коническая антенна с равномерной диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Ей было отдано предпочтение перед диполем из соображений широкополосности. Для измерения задержки осциллограф и генератор были синхронизированы через коаксиальный кабель.

Недостатком такого метода является требование жесткой синхронизации времени генератора импульсов и осциллографа, что особенно сложно выполнить на больших расстояниях между приборами.

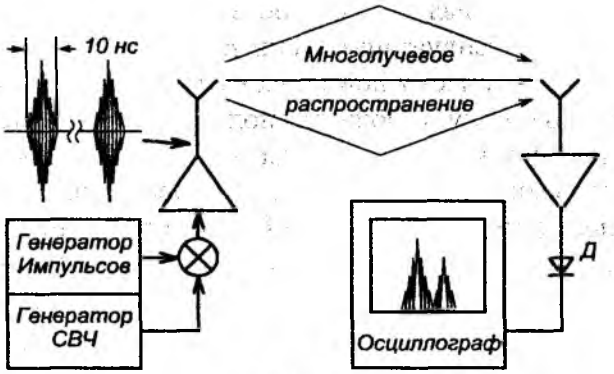


Рис. 1

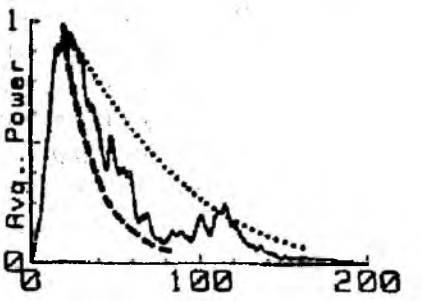
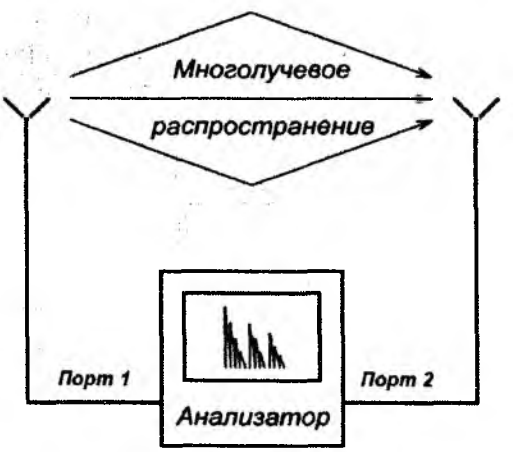


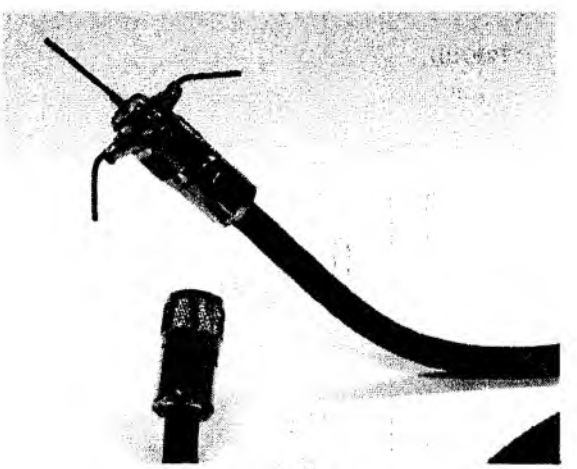
Рис. 2

Подобные результаты были получены позже – в 1998 году Джонасом Мидбо для диапазона 5 *ГГц* [4]. Их методика измерения отличалась от приведённой выше. Измерения проводились не во временной, а в частотной области. Импульсная характеристика канала была получена применением окна Ханнинга и обратного БПФ к частотной характеристике. Частотная характеристика, в свою очередь, была получена при помощи анализатора *HP8722*. К выходу анализатора был подключен усилитель мощности, а ко входу – малошумящий усилитель. В качестве антенн использовались полуволновые вибраторы. Значения амплитуды и фазы были измерены на 201 частоте лежащих в пределах 5.14 – 5.3 *ГГц*.

В представленной работе для получения экспериментальных данных использовался более простой метод на основе векторного анализатора фирмы Rohde&Schwarz ZVR1127.8551.61. Схема измерения представлена на рис. 3, *а*.



а



б

Рис. 3

Для оценки защищённости необходимо получить восемь импульсных характеристик: между антеннами *A* и *B*, *A* и *C*, между антеннами *C* и *B*. Измерения частотных характеристик проводились следующим образом. Порт 1 прибора устанавливался в режим генерации тестового сигнала, а Порт 2 – в режим приема. К этим портам были подключены два несимметричных четвертьволновых вибратора, установленных на высоте 0,85 *м* (рис. 3, *б*).

Экспериментальные измерения проводились в помещении лаборатории главного корпуса ХНУРЭ высотой 5 *м*, имеющем кирпичные стены с деревянными перекрытиями. Лаборатория обставлена деревянными шкафами, стульями и столами, на которых по периметру установлены мониторы и измерительные установки для лабораторных работ. На рис. 4 изображен план данного помещения, на котором точками указаны места установки антенн: A_1 и A_2 являются антеннами передатчика; B_1 и B_2 – антенны приёмника; C – антенна отводного канала.

Перед проведением измерений анализатор был откалиброван в соответствии с рекомендациями, приведёнными в руководстве по эксплуатации анализатора Rohde&Schwarz. Прибор был настроен на измерение характеристик в частотной области 1024 точек (в полосе частот 2 – 2,8 *ГГц*) и преобразование во временную область полученных результатов. Антенны были подключены к прибору при помощи кабелей *RG-8* длиной 3 *м* с разъёмами *N*. Расстояние между приёмными и передающими антеннами – 3 *м*, расстоянием между антеннами приёмника, а также антеннами передатчика составляло 80 *мм*. Расстояние между передающей антенной и антенной отводного канала составляло около 1 *м*. Усреднение данных проводилось автоматически по результатам 64 измерений. Во время измерений обстановка в помещении не изменялась.

Обработка результатов измерений

В результате измерения были получены восемь массивов данных: *H11* – импульсная характеристика между антеннами A_1 и B_1; *H12* – характеристика между антеннами A_2 и B_1; *H21* – характеристика между антеннами A_1 и B_2; *H22* – характеристика между антеннами A_2 и B_2; *Hw1* – характеристика между антеннами A_1 и C; *Hw2* – характеристика между антеннами A_2 и C; *Hz1* – характеристика между антеннами C и B_1; *Hz2* – характеристика между антеннами C и B_2.

Результаты измерения импульсной характеристики *H11* изображены на рис. 6 серым цветом. Согласно кластерной модели канала все импульсы можно разделить на группы. Количество этих групп (кластеров) постоянно для одного помещения и в реальных условиях находится в пределах от 2 (небольшие комнаты) до 6 (большие помещения и открытые пространства). Первое, что необходимо определить, – это количество кластеров в исследуем помещении. Поскольку математическое ожидание амплитуды импульсов в пределах кластера затухает экспоненциально во времени [3, 4], то начало кластера можно определить по выделяющимся импульсам. Первый кластер начинается с первого импульса (время прихода – 7,38 *нс*), как видно из графика – второй кластер начинается в 17,4 *нс*, а третий – в 25,03 *нс*.

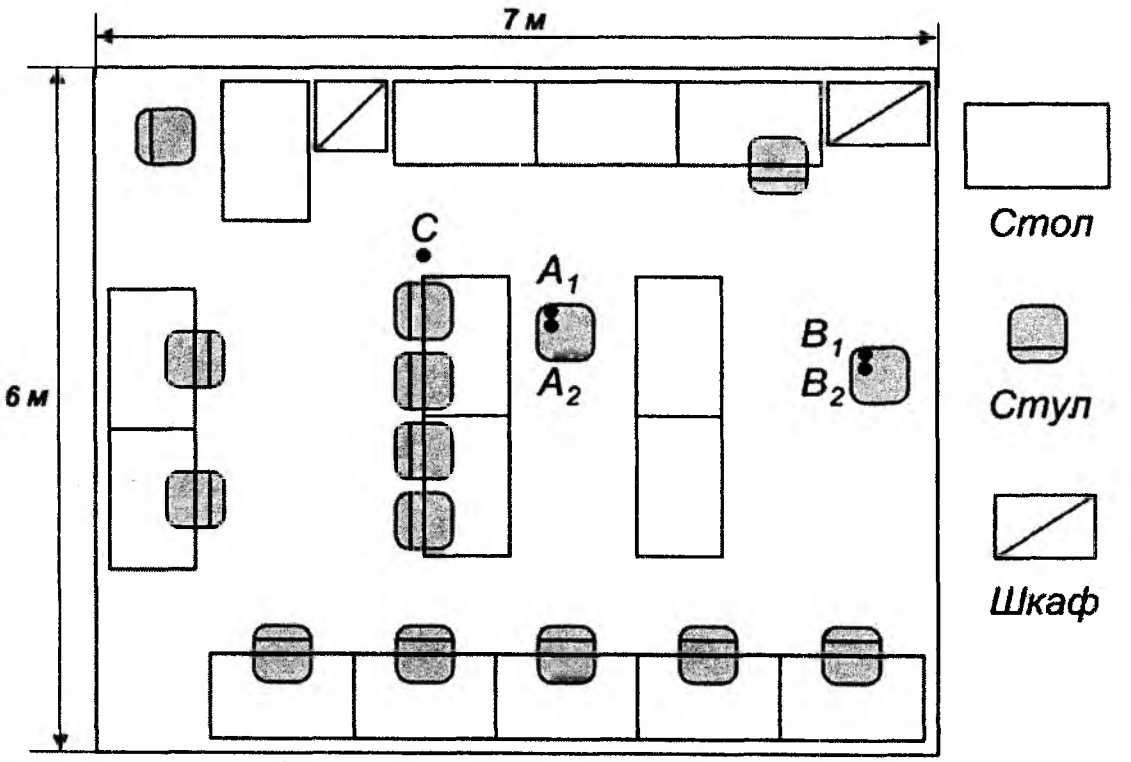


Рис. 4

Также известно, что в пределах кластера интервалы прихода импульса постоянны. Таким образом, второй шаг – нахождение интервала прихода импульсов для каждого кластера. Составим табл.1 с интервалами между импульсами для каждого кластера:

Таблица 1

Кластер 1		Кластер 2		Кластер 3	
Время прихода, *нс*	Интервал прихода, *нс*	Время прихода, *нс*	Интервал прихода, *нс*	Время прихода, *нс*	Интервал прихода, *нс*
7,38	-	17,4	-	25,03	-
9,58	2,2	18,53	1,13	26,92	1,89
10,85	1,27	19,75	1,22	28,51	1,59
12,45	1,6	21,4	1,65	31,7	3,19
13,53	1,08	22,04	0,64	-	-
15,67	2,14	23,25	1,21	-	
16,27	0,6	-	-	-	-

Можно заметить, что некоторые интервалы превышают остальные значения примерно в два раза, например в первом кластере 2,2 и 2,14 *нс*, в то время как остальные 1,08 и 1,27 *нс*. В этом случае можно допустить, что между двумя этими импульсами есть ещё один с нулевой амплитудой (рис. 5, 2-й и 7-й импульсы черным цветом). Кроме того, есть импульсы, интервал между которыми очень мал (например 0,6 *нс*). В таких случаях можно предположить, что это один импульс (8-й импульс на рис. 5).

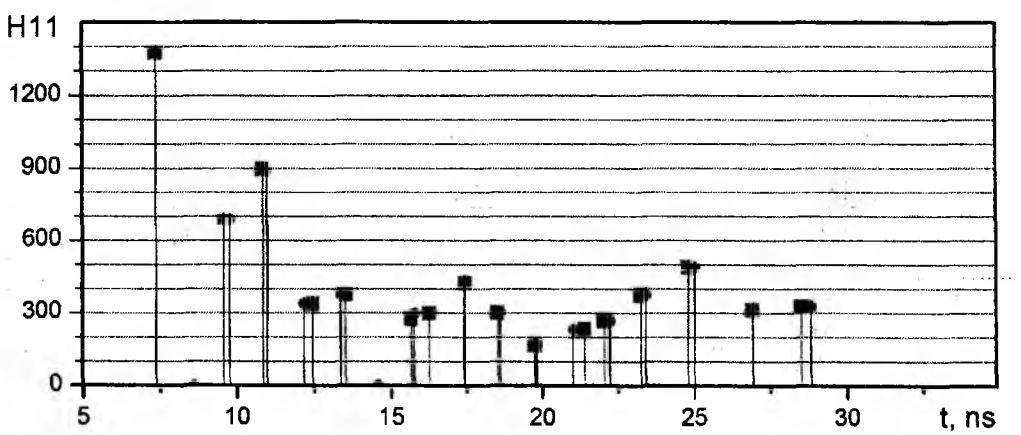


Рис. 5

Таким образом, получаем количество импульсов в первом кластере равное 8 (плюс два нулевых, минус один обобщенный). Чтобы получить интервал – вычитаем из времени прихода последнего импульса – 15,97 *нс* (среднее между 15,67 и 16,27 *нс*) время прихода первого импульса (7,38 *нс*) и делим на количество интервалов – 7 (на единицу меньше, чем количество импульсов). В результате получаем 1,22 *нс*. Затем, при необходимости, это значение корректируем. Как альтернатива этому методу можно воспользоваться аппроксимацией по методу наименьших квадратов.

Применив описанный выше способ ко всем каналам, получим необходимый для моделирования канала связи MIMO набор параметров. Эти данные сведены в табл. 2 и 3.

Моделирование системы

Полученные выше характеристики были использованы для моделирования качества системы связи MIMO 2x2 с модуляцией *BPSK*. Результаты моделирования приведены на графиках (рис. 6). Черной пунктирной линией обозначен график гауссового интеграла ошибок для используемого вида модуляции. Черной сплошной линией обозначен график, отображающий результаты моделирования первого канала. Черными точками обозначена линия, характеризующая количество битовых ошибок во втором канале моделируемой системы передачи информации.

Как видно из рис. 6, в первом канале (сплошная черная линия) уровень битовых ошибок P_0 почти описывает гауссов интеграл ошибок, а во втором канале количество ошибок несколько больше. Это обусловлено тем, что в реальном помещении матрица канала может быть слабо обусловленной, а это, в свою очередь, приведёт к бóльшим ошибкам при разделении каналов на приёмной стороне.

Таблица 2

Канал	Номер кластера	Время прихода первого импульса кластера, *нс*	Интервал прихода импульсов в кластере, *нс*
H11	1	7,38	1,2
	2	17,4	1,2
	3	25,03	1,9
H21	1	7,28	1,14
	2	14,88	1,4
	3	23,66	1
H12	1	7,28	1,25
	2	15,25	1,6
	3	22,36	1,79
H22	1	7,22	2
	2	17,99	0,7
	3	24,75	2,25

Таблица 3

Канал	Номер кластера	Амплитуда импульса, *мкВ*							
		1	2	3	4	5	6	7	8
H11	1	1374	0	685,6	893,6	338,2	373,9	0	297,3
	2	422,6	297,8	167,4	230,8	266	372,2	-	-
	3	488,8	311,3	324,6	-	-	-	-	-
H21	1	1314	321,8	437,7	0	524,3	245	-	-
	2	610,8	216	392,9	0	295,3	-	-	-
	3	472,4	265	0	260,1	260,1	264,4	-	-
H12	1	1276	0	529,8	492,4	267,6	357,6	362,6	-
	2	455	0	219,8	208	227,4	221,5	-	-
	3	496,5	329,4	233,3	263,3	196,4	0	234,5	237,2
H22	1	1287	617,4	228	545,3	254,7	-	-	-
	2	338,8	279	312,7	297,7	-	-	-	-
	3	422,9	0	264,2	204,1	-	-	-	-

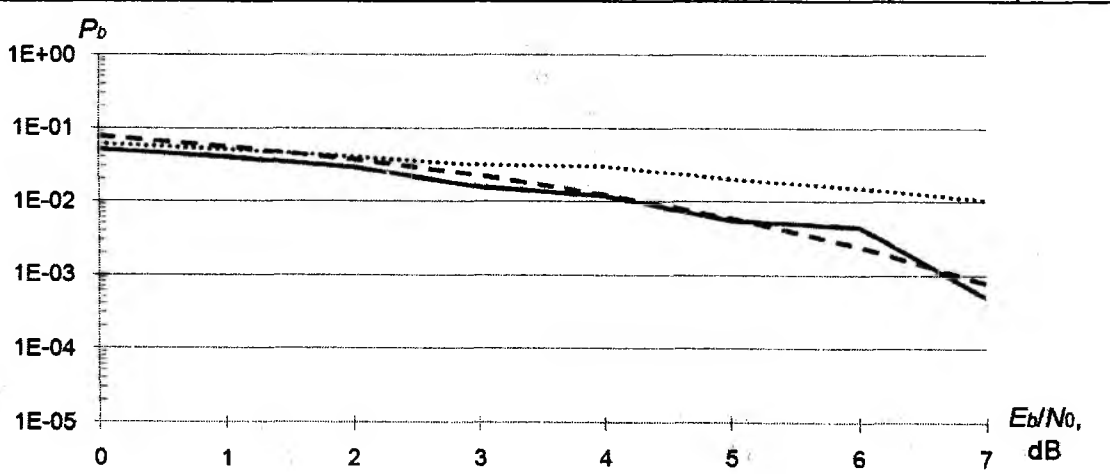


Рис. 6

Заключение

Проведены экспериментальные исследования характеристик канала распростра-нения радиоволн в закрытом помещении для системы MIMO 2x2 с отводным каналом, приведены несколько методик проведения подобных измерений.

Описана усовершенствованная методика обработки результатов измерений для приведения к виду, позволяющему использовать их для моделирования системы цифровой системы передачи информации с использованием имитационной модели [1]. Приведены результаты обработки полученных характеристик канала.

Полученные данные были использованы для моделирования беспроводной цифровой системы передачи информации с технологией MIMO. Получена характеристика качества системы связи.

Список литературы: 1. *Кузнецов, А.А. Цопа, А.И.* Приближенный анализ защищенности системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Ч. I: Модель // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. № 164. 2. *Wyner, A.D.* The wire-tap channel // Bell System Technical Journal. – 1975. – Vol. 54, № 8. – pp. 1355– 1387. 3. *Saleh, A.A.M., Valenzuela, R.A.* A statistical model for indoor multipath propagation // IEEE J. Select. Areas Comm. – 1987. – T. 5. – P. 128–137. 4. *Medbo, J., Schramm, P.* Channel models for HIPERLAN-2 // ETSI/BRAN document no. 3ERI085B. – 1998.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.02.2012

УДК 621.396.2

Г.В. МАЙСТРЕНКО, А.М. РЫБАЛКО, канд. физ.-мат. наук,
А.А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, канд. техн. наук, В.М. ШОКАЛО, д-р техн. наук

ВЛИЯНИЕ СЛУЧАЙНОГО ИЗМЕНЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА ПОМЕХИ НА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ WI-FI КАНАЛА СВЯЗИ С АДАПТИВНЫМИ АНТЕННАМИ

Введение

В настоящее время технологии беспроводной связи Wi-Fi претерпевают бурное развитие. Так, в 2010 году утвержден стандарт для MIMO каналов связи IEEE 802.11n, ведутся исследования по созданию стандарта IEEE 802.22. Кроме того, появилось большое разнообразие новой аппаратуры Wi-Fi, например Mi-Fi модемы. Резкое увеличение количества одновременно работающего на излучение Wi-Fi оборудования привело к росту уровня взаимных помех. Возросло и количество помех целенаправленных, создаваемых генераторами, функционирующими с целью подавления легитимных каналов связи. Наличие взаимных и целенаправленных помех значительно снижает помехозащищенность цифровых систем передачи информации (ЦСПИ), уровень которой оценивается вероятностью битовой ошибки (BER).

Из опубликованных работ известно много способов уменьшения величины BER [1, 2]. Одним из них является пространственная фильтрация помех с помощью адаптивных антенных решеток (ААР), формирующих нуль диаграммы направленности в направлении прихода помехи. При работе реальных каналов Wi-Fi направление прихода помехи изменяется случайным образом, т.к. процесс включения пользователей в сеть является хаотическим или помехи являются преднамеренные.

Существующие адаптивные методы пространственной фильтрации, формирующие глубокие нули или зоны провалов диаграммы направленности (ДН) решетки в направлении прихода помехи [3, 4, 5], становятся малоэффективными в случае, когда направление прихода помехи является случайной величиной. Поэтому представляет интерес построение эффективного метода достижения высокого качества передачи информации (BER = $10^{-4}..10^{-6}$) в Wi-Fi каналах связи с адаптивными антенными решетками и случайным распределением направления прихода помехи в заданных зонах. Эта задача и решалась в данной статье.

Постановка и решение задачи

В работе рассмотрен случай, когда на вход ААР, состоящей из невзаимодействующих идентичных элементов, поступает сигнальный вектор $\vec{X}(t)$, представляющий аддитивную смесь составляющих полезного $\vec{X}_c(t)$, помехового $\vec{X}_n(t)$ и шумового $\vec{X}_ш(t)$ сигналов:

$$\vec{X}(t)=\vec{X}_c(t)+\vec{X}_n(t)+\vec{X}_ш(t).$$

Будем считать, что пространственная и временная структуры сигналов разделяются. Тогда, в прямоугольной декартовой системе координат в узкополосном режиме полезный $\vec{X}_c(t)$ и помеховый $\vec{X}_n(t)$ векторы имеют вид

$$\vec{X}_{c(n)}(t)=A_{c(n)}(t)\cdot f\left(\vec{u}_{c(n)}\right)\cdot\vec{V}_{c(n)},$$

где $A_{c(n)}(t)$ – комплексная огибающая полезного (с индексом «с»), помехового (с индексом «п») сигнала; $f(\vec{u})$ – ДН элемента решетки;

$\vec{V}_{c(n)}=\left(\exp\left(ik\vec{r}_1\cdot\vec{u}_{c(n)}\right),\exp\left(ik\vec{r}_2\cdot\vec{u}_{c(n)}\right),\ldots,\exp\left(ik\vec{r}_N\cdot\vec{u}_{c(n)}\right)\right)$ – вектор фазового набега входных сигналов, обусловленного пространственным разнесением элементов; $k=2\pi/\lambda$ – волновое

число; $\vec{r}_m\left(m=\overline{1,N}\right)$ – радиус-вектор положения m-го элемента в выбранной системе координат; $\vec{u}_{c(n)}=\left(\cos\varphi_{c(n)}\cdot\sin\theta_{c(n)},\ \sin\varphi_{c(n)}\cdot\sin\theta_{c(n)},\ \cos\theta_{c(n)}\right)$ – единичный вектор направления прихода сигнала; $\varphi_{c(n)},\theta_{c(n)}$ – соответственно азимутальный угол и угол места, отсчитываемый от оси OZ; N – число элементов АР.

Будем в дальнейшем считать шум изотропным, некоррелированным с полезным и помеховым сигналами, а также некоррелированным поканально:

$$M\left(X_{ш}^{(i)}\cdot X_{ш}^{(j)}\right)=\delta_{ij}\cdot\sigma_{ij}$$

Здесь $X_{ш}^{(i)}\left(i=\overline{1,N}\right)$ – составляющие шумового вектора; M – знак математического ожидания; $\delta_{ij}=\begin{cases}1, & i=j;\\ 0, & i\neq j,\end{cases}$ – символ Кронекера; σ_{ii} – мощность шума i-го канала.

За критерий оптимальной обработки сигналов ААР примем максимум отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности помехи и шума (кратко – максимум отношения сигнал/шум (ОСШ)) на выходе антенны.

При линейной обработке входных сигналов, поступающих на антенну, выходной сигнал решетки $y(t)$ можно представить в виде скалярного произведения двух векторов N-мерного комплексного пространства – вектора входных сигналов $\vec{X}(t)$ и вектора весовых коэффициентов (ВВК) $\vec{W}=(W_1,W_2,...,W_N)$:

$$y(t)=\left(\vec{X}(t),\vec{W}\right)=\sum_{m=1}^{N}X_m(t)\cdot W_m^*$$

В последнем соотношении * – знак комплексного сопряжения.

Будем теперь полагать наличие L $(1\le L<N)$ зон прихода помехи, в каждой из которых направление прихода помехи является двумерной случайной величиной со своим законом распределения.

При наличии априорной информации о направлении прихода помехи, накапливаемой, например, с помощью дополнительного канала (каналов) антенной решетки, можно при достаточной статистике с высокой степенью точности определить в каждой зоне законы распределения двумерной случайной величины (φ,θ): φ – азимута и θ – угла места направления прихода помехи. Поэтому при постановке задачи будем считать, что законы распределения углов прихода помехи в каждой из зон известны и заданы в виде плотности распределения $g_j(\varphi,\theta)$ $(j=\overline{1,L})$.

Для построения детерминированного функционала отношения сигнал/шум усредним значения мощностей на входе АР полезного P_C, помехового $P_П$ и шумового $P_Ш$ сигналов:

$$P_C=\overline{\left|(\vec{X}_c(t),\vec{W})\right|^2}, \tag{1}$$

$$P_П=M\left(\overline{\left|(\vec{X}_n(t),\vec{W})\right|^2}\right), \tag{2}$$

$$P_Ш=\sigma_ш^2\cdot(\vec{W},\vec{W}). \tag{3}$$

Здесь черта означает усреднение, а $\sigma_ш^2=\sum_{i=1}^{N}\sigma_{ii}$ – суммарная мощность шума АР.

Из представлений (1) и (2) мощностей полезного и помехового сигналов путем простых преобразований имеем

$$P_C = \overline{P}_C \cdot |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot |(\vec{V}_c, \vec{W})|^2, \tag{4}$$

$$P_П = \overline{P}_П \cdot (A \cdot \vec{W}, \vec{W}), \tag{5}$$

где $\overline{P}_C(\overline{P}_П)$ – среднее значение мощности за период полезного (помехового) сигнала; $A = \|a_{mn}\|_{m,n=1}^{N}$ – эрмитово положительная матрица с элементами:

$$a_{mn} = \sum_{j=1}^{L} \iint_{\Omega_j} |f(\vec{u})|^2 \cdot \exp\{i \cdot k \cdot (\vec{r}_n - \vec{r}_m) \cdot \vec{u}\} \cdot g_j(\varphi, \theta) \cdot d\Omega ;$$

$d\Omega$ – элемент телесного угла; Ω_j – зоны (телесные углы) прихода помехи.

С учетом полученных соотношений (1) – (5), функционал отношения сигнал/шум $\Phi(\vec{W})$ примет вид

$$\Phi(\vec{W}) = \frac{P_C}{P_П + P_Ш} = \frac{\overline{P}_C}{\overline{P}_П} |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot \frac{|(\vec{V}_c, \vec{W})|^2}{(A \cdot \vec{W}, \vec{W}) + \frac{\sigma_ш^2}{\overline{P}_П} \cdot (\vec{W}, \vec{W})} =$$

$$= |f(\vec{u}_c)|^2 \cdot \frac{\overline{P}_C}{\overline{P}_П} \cdot \frac{|(\vec{V}_c, \vec{W})|^2}{((A + (\sigma_ш^2 / \overline{P}_П) \cdot E) \cdot \vec{W}, \vec{W})}. \tag{6}$$

В приведенном соотношении E – единичная матрица.

Теперь задача максимизации отношения сигнал/шум свелась к максимизации нелинейного функционала $\Phi(\vec{W})$.

Из представления (6) функционала $\Phi(\vec{W})$ видно, что оптимальный ВВК $\vec{W}_{опт}$ определяется с точностью до постоянного множителя и может быть найден путём приравнивания нулю градиента функционала $\Phi(\vec{W})$:

$$\vec{\nabla}\Phi(\vec{W}) = 0 \Rightarrow \vec{W}_{опт} = (A + (\sigma_ш^2 / \overline{P}_П) \cdot E)^{-1} \cdot \vec{V}_c = A_п^{-1} \cdot \vec{V}_c .$$

Покажем, что на векторе весовых коэффициентов $\vec{W}_{опт}$ достигается максимум отношения сигнал/шум. С этой целью представим произвольный весовой вектор $\vec{W}$ адаптивной антенной решетки в виде

$$\vec{W} = A_п^{-1} \cdot \vec{V}_c + \vec{C} , \tag{7}$$

где произвольный вектор $\vec{C}$ ортогонален сигнальному вектору $\vec{V}_c : (\vec{V}_c, \vec{C}) = 0$. Пользуясь представлением ВВК (7) и свойством ортогональности векторов $\vec{C}$ и $\vec{V}_C$, после преобразований, получаем

$$\Phi(\vec{W}) = |f(\vec{u}_c)|^2 \frac{\overline{P_C}}{\overline{P_П}} \frac{(A_п^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c)^2}{(A_п^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c) + (A_п \cdot \vec{C}, \vec{C})} . \tag{8}$$

Линейный оператор A_n положительно определённый [7], следовательно, максимум ОСШ достигается лишь тогда, когда знаменатель правой части равенства (8) принимает минимальное значение, т.е. когда $(A_n \cdot \vec{C}, \vec{C}) = 0$. Следовательно, оптимальный ВВК

$$\vec{W}_{опт} = A_n^{-1}\vec{V}_c$$

и

$$\max_{\vec{W}} \Phi(\vec{W}) = \Phi(\vec{W}_{опт}) = \left|f(\vec{u}_c)\right|^2 \frac{\overline{P_C}}{P_П}(A_n^{-1} \cdot \vec{V}_c, \vec{V}_c).$$

Зная оптимальный ВВК, можно записать выражение для оптимальной ДН по мощности:

$$\left|F(\theta,\varphi)\right|^2 = \left|(\vec{V}(\theta,\varphi), \vec{W}_{опт})\right|^2 + \frac{\sigma_ш^2}{P_C}(\vec{W}_{опт}, \vec{W}_{опт}), \quad (9)$$

где $\vec{V}(\theta,\varphi)$ – вектор направляющих косинусов

Для случая, когда отсутствует помеховый вектор, функционал ОСШ будет иметь вид

$$\Phi(\vec{W}) = \left|f(\vec{u}_c)\right|^2 \overline{P_C} \frac{(\vec{V}_c, \vec{W})^2}{\sigma_ш^2(\vec{W}, \vec{W})}.$$

Находя максимум $\Phi(\vec{W})$, определяем, что $\vec{W}_{опт} = \vec{V}_c$. Тогда ДН в отсутствие помех имеет вид

$$\left|F(\theta,\varphi)\right|^2 = \left|(\vec{V}(\theta,\varphi), \vec{V}_c)\right|^2 + \frac{\sigma_ш^2}{P_C} \cdot N. \quad (10)$$

Для широкополосной беспроводной ЦСПИ отношение сигнал/шум можно записать в виде [6]

$$\Phi(\vec{W}) = \frac{E_b}{N_0 + J_0}, \quad (11)$$

где E_b – энергия бита, N_0 – спектральная плотность мощности теплового шума, J_0 – спектральная плотность мощности помехи.

Введем допущение, что мощность помехи намного больше мощности шума $P_П >> P_Ш$. Тогда значением $P_Ш$ можно пренебречь и формула (11) примет вид

$$\Phi(\vec{W}) = \frac{E_b}{J_0}.$$

При модуляции QPSK вероятность битовой ошибки [6]

$$P_B = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{P_C}{P_П * \mathrm{n}}}\right),$$

где $Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ – функция ошибок, n – количество бит на символ модуляции (для QPSK n = 2).

Численные исследования

Исследования возможностей предложенного метода проведем на примере линейной эквидистантой антенной решетки, состоящей из N идентичных и изотропных элементов, расположенных вдоль оси Z прямоугольной системы координат (см. рис. 1).

При проведении расчетов рассмотрим одну зону прихода помехи. Будем считать, что полезный сигнал приходит с направления, определяемого углами $\forall\varphi_C \in [0,2\pi]$, $\theta_C = 25°$, а угол места помехи θ_n распределен по равномерному закону в интервале $\theta_n \in (\theta_0 - \delta, \theta_0 + \delta)$ $(\forall\varphi_n \in [0,2\pi])$, где $\theta_0 = 50°$ и $\delta = 3°$. В этом случае плотность распределения углов прихода помехи имеет вид

$$g(\varphi,\theta)=\begin{cases}\dfrac{1}{4\pi\delta}, & \varphi\in[0,2\pi]\ и\ \theta\in[\theta_0-\delta,\theta_0+\delta];\\ 0, & в\ других\ случаях.\end{cases}$$

Пусть отношение суммарной мощности шума антенны к средней мощности помехового сигнала $\sigma_ш^2 / \overline{P}_П = 10^{-3}$, а отношение суммарной мощности шума антенны к средней мощности полезного сигнала равно $\sigma_ш^2 / \overline{P}_C = 3\cdot 10^{-4}$.

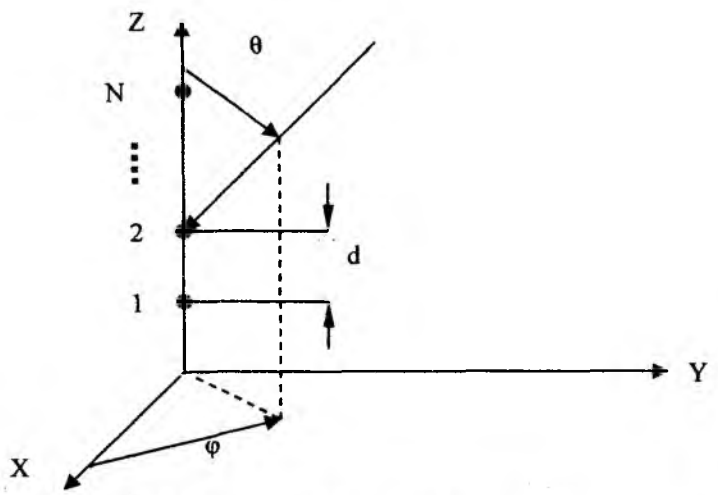
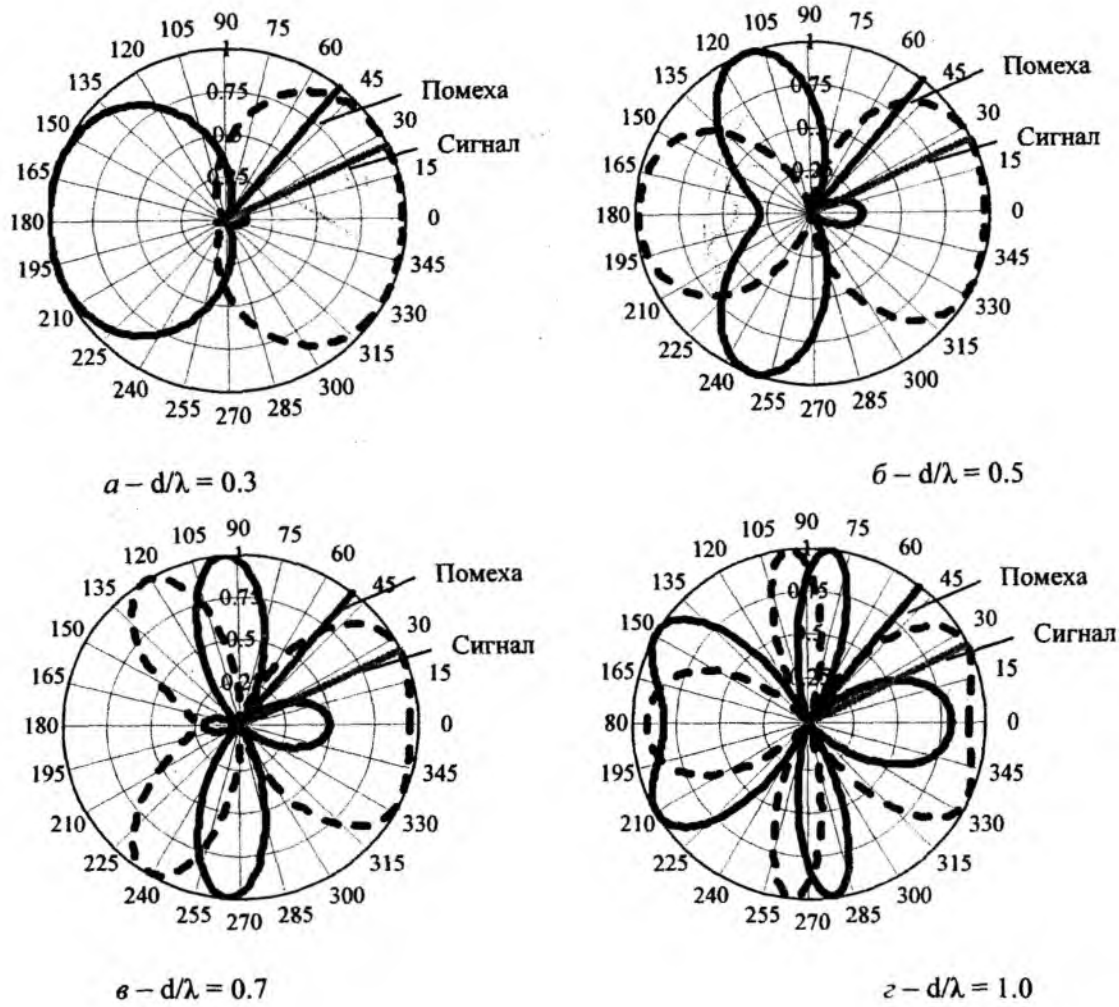


Рис. 1. Геометрия линейной антенны

В современных Wi-Fi системах приемные антенны абонентов встроены в крышки ноут буков. По этой причине на частоте 2,45 *ГГц* (рабочей частоте Wi-Fi канала связи) в ноутбуке может быть применена антенная решетка, содержащая всего два-три элемента. Далее рассматриваются примеры численных исследований с использованием двухэлементнойАР

На основе проведенных расчетов построим в полярной системе координат диаграммы направленности двухэлементной антенной решетки с оптимальными весовыми коэффициентами для различных значений шага решетки d/λ. Назовем ДН, оптимальную по критерию максимума отношения сигнал/шум при условии отсутствия помехового вектора квазиоптимальной. И чтобы была возможность наглядно оценить формирование провала в зоне прихода помехи, поместим на одном рисунке обе ДН: оптимальную и квазиоптимальную.

На рис. 2 изображены оптимальные (сплошной линией) и квазиоптимальные (прерывистой линией) ДН для различных значений шага решетки d/λ.



а – d/λ = 0.3

б – d/λ = 0.5

в – d/λ = 0.7

г – d/λ = 1.0

Рис. 2. Диаграммы направленности АР при различных значениях d/λ

Из приведенных на рис.2 результатов следует, что форма ДН существенно зависит от значения d/λ и, соответственно, от него зависит и уровень сигнала на входе приёмника, а значит и величина BER.

На основе проведенных расчетов диаграмм направленности антенной решетки с оптимальными весовыми коэффициентами построим зависимость параметра BER от различных параметров каналов связи.

На рис.3 показаны зависимости BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при различных значениях d/λ. Представление этих зависимостей в полярных координатах позволяет выявить все секторы азимутальных углов, при которых не может быть достигнуто высокое качество приема информации. В промежутках между этими секторами находятся сектора уверенного приема информации с высоким качеством (BER = 10^{-4} – 10^{-6}). Величина этих секторов, как видно из рис.4, сильно зависит от значения d/λ. Таким образом, можно сделать вывод о том, что при данных начальных условиях хорошее качество приема информации (BER < 10^{-4}) достигается при любом значении d/λ, если величина разности направлений прихода помехи и полезного сигнала попадает в сектор уверенного приема.

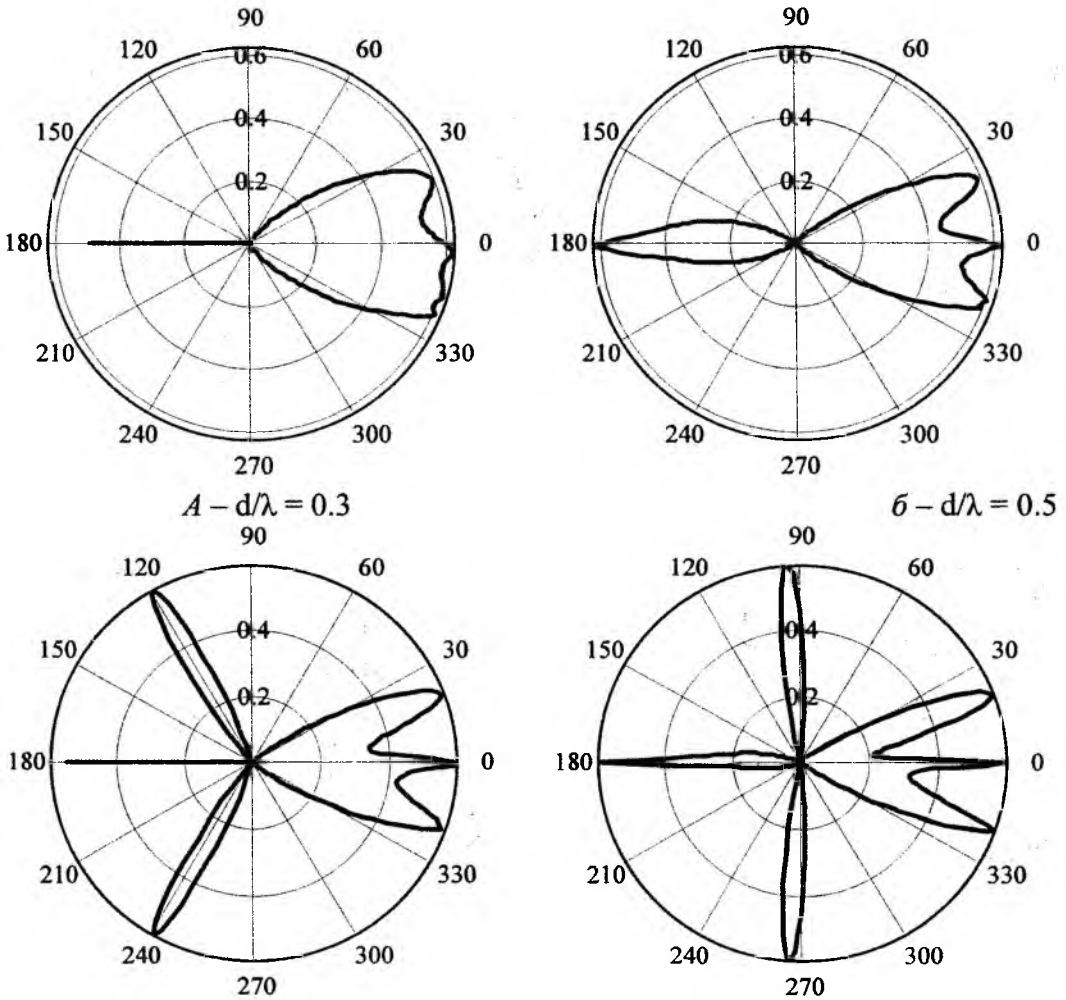


Рис.3. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при различных значениях d/λ

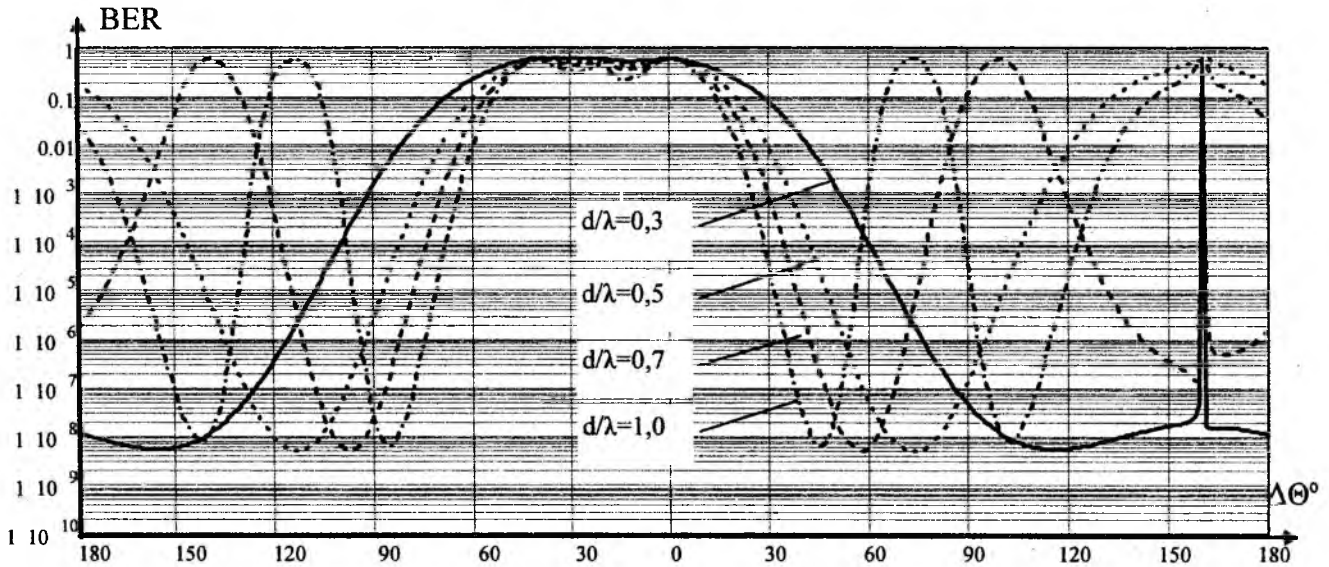


Рис.4. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях d/λ

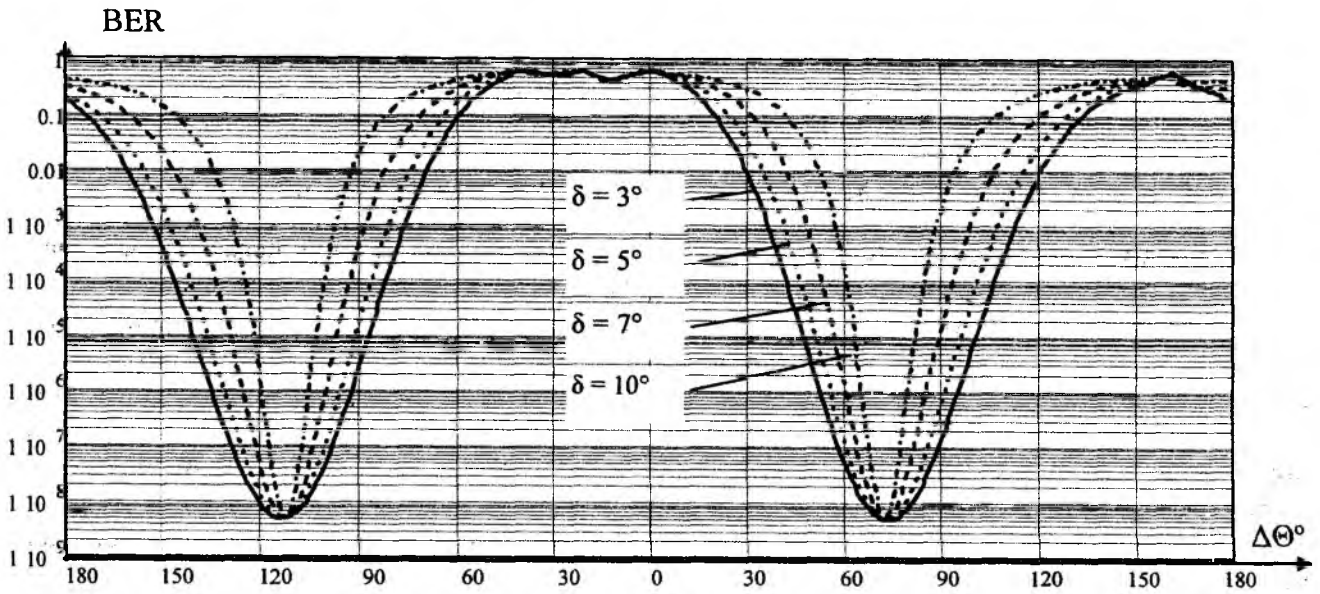


Рис. 5. Зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях δ

И, наконец, используя предложенный алгоритм, была рассчитана зависимость BER от разности направлений прихода помехи и полезного сигнала при разных значениях углов δ секторов, в которых случайным образом изменялось направление прихода помехи (рис.5). Как видно из графиков, с увеличением величины δ уменьшается ширина секторов уверенного приема информации с высоким качеством.

Выводы

Предложен метод повышения помехозащищенности Wi-Fi канала связи с адаптивными антенными решетками.

Описанный метод применен к исследованию помехозащищенности канала связи с двухэлементной ААР. При этом выявлены следующие закономерности:

- показано, что улучшить качество приема при малой разнице в направлениях прихода помехи и полезного сигнала можно путем увеличения расстояния между элементами антенны;
- выяснено, что ширина сектора δ случайного изменения направления прихода помехи также влияет на величину BER и, соответственно, влияет на ширину секторов уверенного ($BER \leq 10^{-4}$) приема сигнала.

Список литературы: 1. *Тимощук, Р.С., Носов, В.И.* Повышение помехоустойчивости канала с использованием 2М-пространственно-временного кодирования // Вестник СибГУТИ. – 2010. – № 1. – С.3-12. 2. *Ермолаев, В.Т., Маврычев, Е.А., Флаксман, А.Г.* Уменьшение вероятности битовой ошибки при параллельной передаче информации в MIMO-системе. – Нижний Новгород: ФГБНУ НИРФИ; Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2003. – №3. – С. 251-260. 3. *Быховский, М.А.* Приём широкополосных сигналов с помощью адаптивных антенн // Мобильные системы. – М., 2006. – №8. – С. 21-27. 4. *Титаренко, Л.А.* Адаптивная пространственная обработка сигналов в условиях априорной неопределенности. – Х. : ХНУРЭ; Коллегиум, 2004. – 216 с. 5. *Уидроу, Б., Стирнз, С.* Адаптивная обработка сигналов : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с.6. *Ryuzou Nishi, Yoshiraki Hori, Kouichi Sakurai* Secrecy Capacity of Wireless LAN // ARES 2009 International Conference on Aviability, Reliability and Security, Fukuoka, Japan, March 16 – 19, 2009, p.905-910.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012

УДК 621.37

А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, В.А.ПУЛАВСКИЙ, канд. техн. наук, М.А КРИВЕНКО

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Существует множество специальных средств, предназначенных для несанкционированного документирования речевой информации. Это, в первую очередь, акустические и радиоакустические закладные устройства (РАЗУ), портативные и стационарные диктофоны, узконаправленные микрофоны, лазерные акустические локационные системы и т.д. Кроме этого, функцией записи речи обладает широкий набор устройств, начиная от персонального компьютера и заканчивая сотовыми телефонами и бытовой радиотехникой. Безопасность речевой информации становится актуальной при проведении различных мероприятий, где циркулирует информация с ограниченным доступом.

Для защиты речевой информации могут применяться разнообразные методы, основанные на информационном или энергетическом скрытии сигналов (рис. 1).

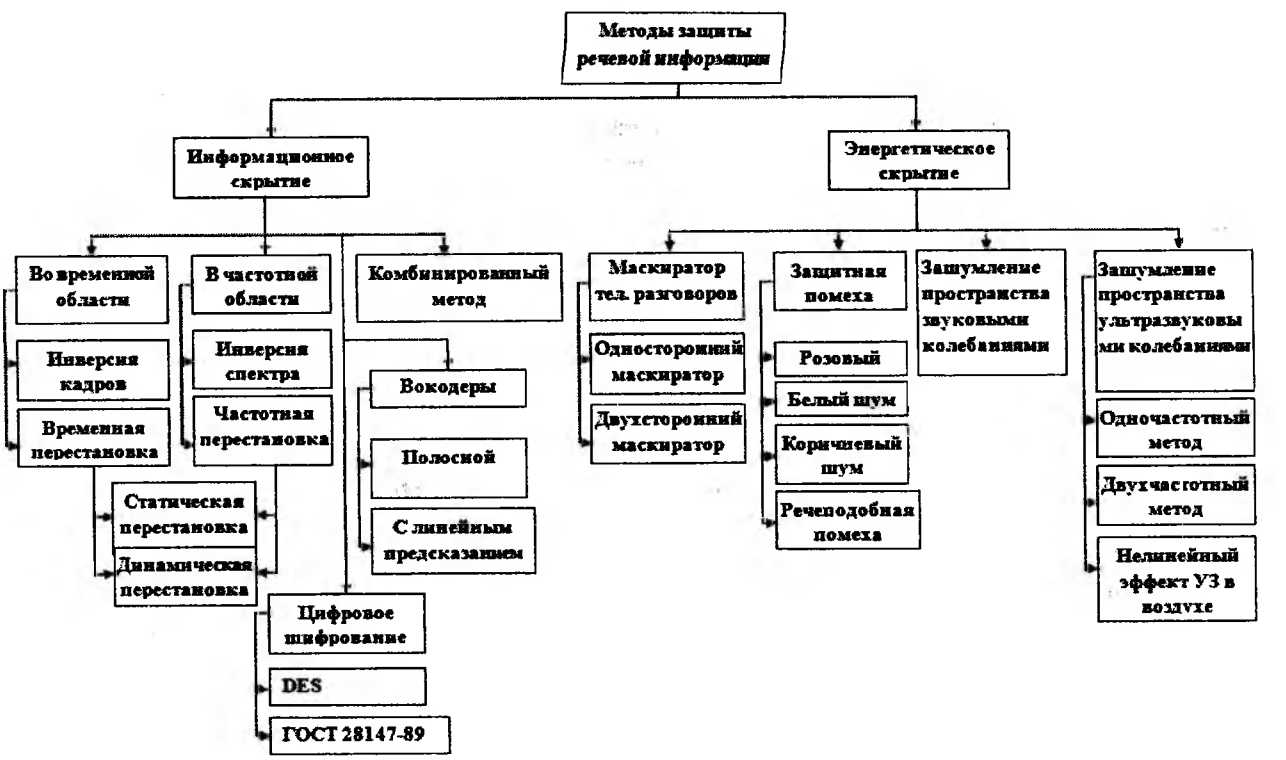


Рис.1

Информационное скрытие сигналов основано на преобразовании речевого сообщения (во временной или частотной областях), при котором при сохранении ширины спектра исходного сигнала смысл передаваемого сообщения при применении обычных средств связи теряется. Восстановить исходное сообщение из преобразованного можно только с помощью специального декодера, который должен иметься у санкционированного получателя.

Энергетическое скрытие достигается за счет приведения отношения сигнал/шум на границе контролируемой зоны до значения, когда содержание передаваемой информации не может быть достоверно принято. Желаемый результат достигается двумя путями: уменьшением величины сигнала или увеличением помехового сигнала (шума) [1, 2].

Когда факт проведения мероприятий по противодействию записи или перехвата речи желательно скрыть – могут быть использованы ультразвуковые (УЗ) методы защиты.

Ультразвуковые методы защиты, как видно на рис. 1, могут быть трех видов: одночастотный УЗ метод, двухчастотный УЗ метод; УЗ метод, основанный на нелинейном взаимодействии ультразвуковых колебаний с воздухом.

Одночастотный и двухчастотный методы защиты рассчитаны на подавление современных диктофонов или РАЗУ с электретными микрофонами, имеющими полосу пропускания до 25 – 27 *кГц*, то есть воспринимающие ультразвуковые сигналы.

Система одночастотного ультразвукового подавления излучает ультразвуковые колебания (УЗК) большой интенсивности, воздействующие непосредственно на микрофоны диктофона или РАЗУ (обычно частота излучения – немного более 20 *кГц*). Существует два механизма воздействия на объект подавления:

- перегрузка усилительного тракта диктофона или РАЗУ;
- спровоцированная реакция системы автоматической регулировки уровня записи (АРУЗ).

Ультразвуковое воздействие большой интенсивности приводит к перегрузке микрофонного усилителя, стоящего сразу после акустического приемника. Происходит смещение рабочей точки нелинейного элемента усилителя, что приводит к возникновению значительных искажений записываемых речевых сигналов, часто до степени, не поддающейся пониманию.

Наличие АРУЗ в диктофоне или РАЗУ облегчает задачу противодействия несанкционированной записи или передачи речи вследствие реакции АРУЗ на УЗ сигнал большой интенсивности, приводящей к значительному уменьшению коэффициента усиления микрофонного усилителя до значения, недостаточного для разборчивого восприятия речевого сигнала

Более эффективным является двухчастотный метод, использующий свойство микрофонного усилителя как нелинейного элемента. Система двухчастотного ультразвукового подавления излучает два мощных ультразвуковых колебания с частотами, отличающимися друг от друга на 0,3 – 4 *кГц*. Эти два сигнала сбиваются на нелинейном элементе микрофонного усилителя, в результате чего получается сигнал с комбинационной частотой (разностная), лежащий в диапазоне 0,3 – 4 *кГц*. Этот сигнал разностной частоты и выступает в виде помехового сигнала.

Достоинством рассмотренных двух систем ультразвукового подавления – одночастотной и двухчастотной – является скрытность противодействия. Однако эффективность их резко снижается, если заранее предпринять меры противодействия подавлению, как это делается в спецсредствах, а именно:

- микрофон диктофона или РАЗУ прикрыть фильтром из специального материала, ограничивающего полосу пропускания пределами звукового диапазона;
- в тракт микрофонного усилителя установить фильтр нижних частот с граничной частотой ниже 3,4 0 – 4 *кГц*;
- использовать в диктофонах микрофоны с полосой пропускания до 4 – 5 *кГц*.

Как альтернативу изложенным методам можно использовать УЗ колебание большой мощности, при распространении которого в воздухе возникают нелинейные эффекты, позволяющие создать акустические помехи речевому сигналу. При малой амплитуде УЗ колебаний волны затухают в воздухе, и проявление нелинейных эффектов будет отсутствовать. Нелинейный эффект в акустическом поле можно рассматривать как результат изменения свойств среды, вызванного ультразвуковой волной и влияющего на её распространение (самовоздействие). Нелинейный эффект возникает в случае, когда скорость движения частиц в волне гораздо выше скорости самой волны. К числу нелинейных эффектов в акустическом поле относятся: изменение формы волны при её распространении и возникновение комбинационных тонов и др. Нелинейный эффект будет проявляться только в случае выполнения условия $M_a >> 1$:

$$M_a = v/c = p'/p, \qquad (1)$$

где M_a – акустическое число Маха; v – амплитуда колебательной скорости частиц; c – ско-

рость звука; p' – избыточная плотность, обусловленная волной; p – равновесное значение плотности.

Устройство защиты речевой информации, основанное на возникновении нелинейного эффекта в воздухе при распространении УЗК, должно содержать генератор ультразвуковых колебаний, модулируемых помехой звукового диапазона и узконаправленный излучатель в виде плоской решетки излучателей (рис. 2). Ультразвуковая установка излучает ультразвук, промодулированный помеховым сигналом звукового диапазона, в сторону предположительного места несанкционированного съема речевой информации. Человек не слышит ультразвук, но в связи с нелинейными эффектами, возникающими в воздухе при распространении УЗ большой мощности, слышит огибающую УЗ колебания. Следовательно, на диктофон или на РАЗУ на фоне речевого сигнала будет записан модулирующий помеховый сигнал.

Для проведения эксперимента в подтверждение изложенного была использована ультразвуковая установка, состоящая из решетки излучателей 6x6. Диаметр одного излучателя – 9 *мм*. Расстояние между всеми излучателями эквидистантно и составляет 11.2 *мм*.

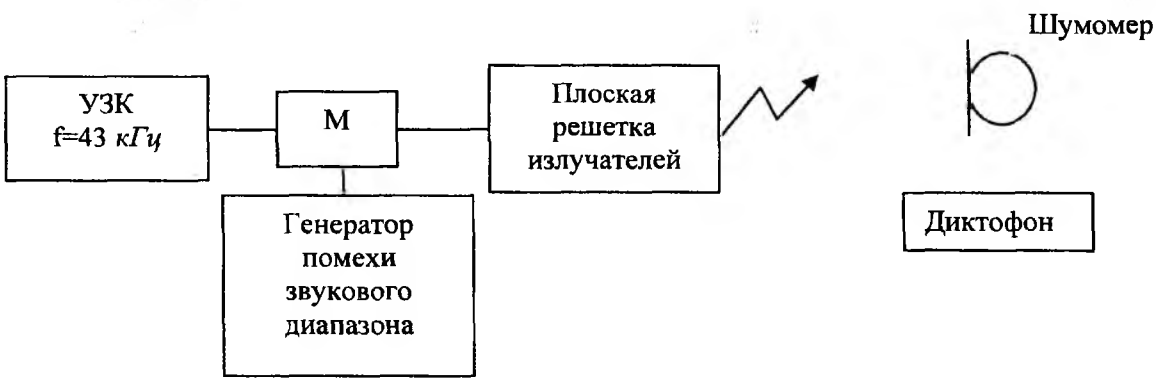


Рис. 2. Схема измерения уровня сигнала системы УЗИ

Теоретическая диаграмма направленности (ДН) для линейки эквидистантно расположенных излучателей рассчитывается по формуле

$$R(\theta) = \frac{\sin(\frac{n \cdot \pi \cdot d}{\lambda} \cdot \sin(\theta))}{n \cdot \sin(\frac{\pi \cdot d}{\lambda})} \qquad (2)$$

где n – количество излучателей (n = 6 в горизонтальной и вертикальной плоскостях), d – расстояние между центрами излучателей d = 11.2 *мм*, λ – длина волны.

Анализируя теоретическую ДН, можно сделать вывод, что имеется также излучение боковых лепестков, расположенных под 45° относительно главного лепестка. Наличие боковых лепестков приводит к нежелательному эффекту облучения не только области пространства, подлежащей защите, но и появлению мешающих сигналов, которые после отражения от стен приводят к расширению ДН.

ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях будет одинаковой из-за симметричности расположения излучателей в плоской решетке и имеет вид, изображенный на рис. 3. На рис. 4 изображены экспериментальные измеренные ДН: *а* – 5 *м*; *б* – 20 *м* до УЗ установки.

На рис.5 построены изолинии равных интенсивностей в координатах RxL при проведении эксперимента в помещении ограниченного объема. График строился в трех сечениях, равных 55, 60 и 65 *дБ*. Таким образом, при максимально допустимой мощности излучения ультразвуковой установки граница охраняемой зоны составляет 9 *м* при уровне помехового сигнала, равного 60 *дБ* в осевом направлении.

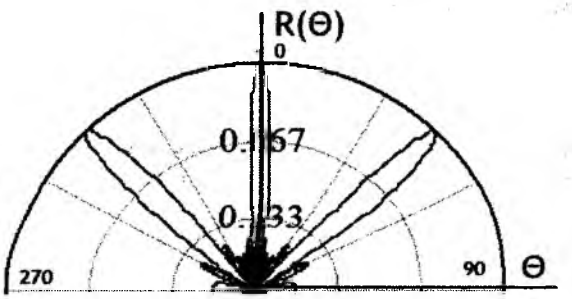


Рис. 3

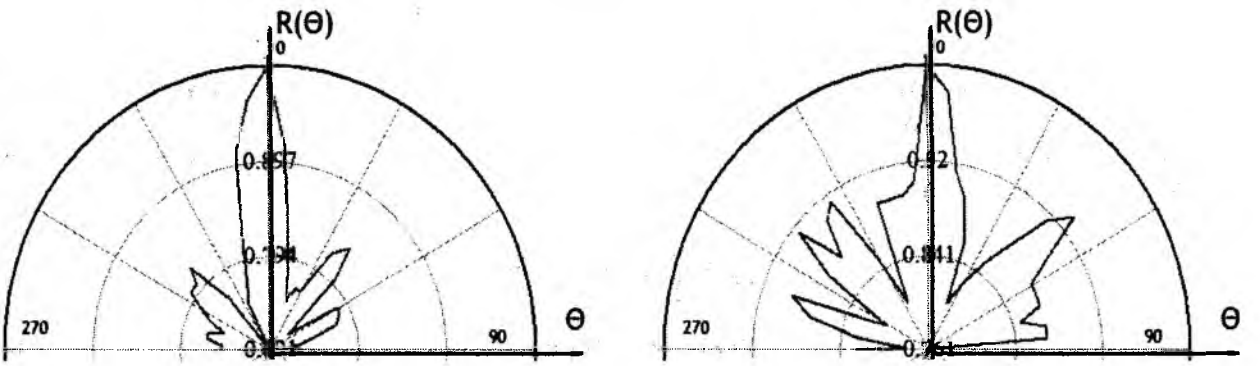


Рис. 4

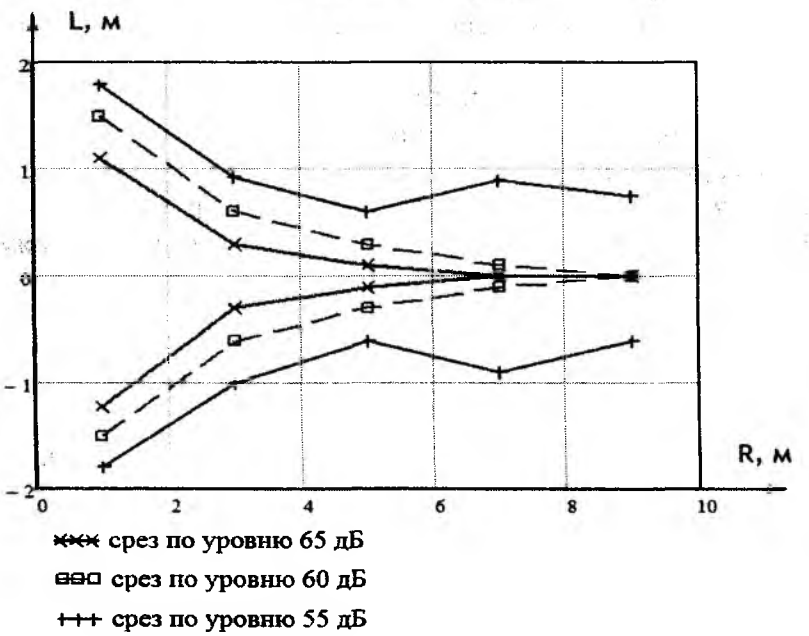


Рис. 5

Боковые лепестки желательно устранить или свести к минимуму. Для того чтобы отсутствовали боковые лепестки, необходимо выполнить условие

$$d \le \frac{\lambda}{2}, \tag{3}$$

где d – расстояние между излучателями; λ – длина волны.

Выводы

1. Устройство защиты речевой информации, основанное на использовании нелинейного эффекта взаимодействия УЗ колебаний с воздухом, может быть использовано для создания узкой защищенной области в месте наиболее вероятного расположения устройств несанкционированного документирования речевой информации.

2. Для эффективного использования предлагаемого метода зашумления ограниченного пространства рекомендуется применять его на открытых площадках и в помещениях со звукопоглощающим покрытием ограждающих поверхностей.

3. Использование ультразвуковых колебаний способствует уменьшению размеров излучателя при формировании узконаправленной диаграммы направленности.

4. Проведен выбор конфигурации ультразвуковых излучателей для обеспечения максимально возможного коэффициента направленности за счет неэквидистантного расположения ультразвуковых излучателей .

5. Проведены экспериментальные исследования и установлена защищенная зона, длина которой составляет 9 *м* при ширине до 3 *м* при максимально допустимой мощности излучения единичного типового УЗ излучателя.

Список литературы: 1. *Торокин, А. А.* Инженерно-техническая защита информации: учебное пособие для студентов, обучающихся по специальностям в обл. информ. безопасности / А. А. Торокин. – М. : Гелиос АРВ, 2005. – 960 с. 2. *Хорев, А.А.* Защита информации от утечки по техническим каналам. Ч. 1. Технические каналы утечки информации : учеб. пособие / А.А. Хорев. – М. : Гостехкомиссия России, 1998. – 320 с. 3. *Шифрин, Я.С.* Антенны. – М. : Изд. Академии, 1976. – 408с.;

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.04.2012

Преобразовывая (3), можно получить

$$d \le \frac{c}{2 \cdot f_{\max}}. \qquad (4)$$

Из формулы (4) находим, чему должна равняться максимальная частота излучения при сохранении расстояния между излучателями равным $d = 11{,}2$ *мм*.

$$f_{\max} \le \frac{c}{2 \cdot d}. \qquad (5)$$

Подставляя значения в (5), получаем

$$f_{\max} \le \frac{c}{2 \cdot d} \le \frac{340}{2 \cdot 11.2 \cdot 10^{-3}} = 15.1 кГц.$$

Рассчитанная частота 15,1 *кГц* почти в три раза меньше частоты УЗ установки. Также видно, что 15, 1 *кГц* находится в диапазоне слышимых частот.

Найдем требуемое минимальное расстояние между излучателями, если частота излучения будет равной 43 *кГц*. По формуле (3) находим

$$d_{\min} \le \frac{\lambda}{2} \le \frac{7.91}{2} \le 3.955 \text{ мм}.$$

То есть физически невозможно изготовить УЗ систему излучателей с шагом $d_{\min} = 3.955 мм$, поэтому необходимо оптимизировать УЗ установку, сохраняя частоту излучения 43 *кГц* при диаметре единичнонго УЗ излучателя – 9 *мм*.

Уменьшить уровень боковых лепестков в линейной группе излучателей возможно следующими путями [3]:

- проведением фазировки излучателей;
- эквидистантным расположением излучателей (при соблюдении минимального расстояния между ними $d_{\min} = 9$ *мм*).

Второй метод уменьшения боковых лепестков не требует введения дополнительных элементов в схему устройства . Расстояния неэквидистантного расположения УЗ излучателей выбираются таким образом, чтобы получить максимальный коэффициент направленности для системы излучателей:

$$\max_{\text{var } d_i} \left[\Omega \le \frac{E_{oc}^2}{E_{бок}^2} \right], \qquad (6)$$

где E_{oc}^2 – квадрат уровня осевого излучения УЗ установки (0 градусов); $E_{бок}^2$ – средний квадрат уровня излучения УЗ установки во всех направлениях, кроме осевого .

Интенсивность линейной группы излучателей можно рассчитать по формуле

$$E = \sum_{i=1}^{n} U_n \cdot e^{jn\Delta\varphi_i} \qquad (7)$$

где U_n – амплитуда возбуждения n-го излучателя; n – количество излучателей; $\Delta\varphi_i = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \Delta r_i$ – сдвиг фазы n-го излучателя, где $\Delta r_i = d_i \cdot \sin(\theta)$, d_i – расстояние между близлежащими излучателями; θ – радиальный угол.

В результате расчетов получены следующие значения: расстояния между излучателями для шести излучателей составляют d_2=d_6=13.1*мм*, d_3= d_5=9 *мм*, d_4=10.1 *мм* при максимально возможном коєффициенте направленности $\Omega_6 = 9.26$.

УДК 621.396.67

В.Г. ЛИХОГРАЙ, канд. физ.-мат. наук, В.С. ВОВЧЕНКО, Т.Н. НУХ

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ СЛУЧАЙНЫХ КАНАЛОВ MIMO

Введение

Одним из основных условий развития современных беспроводных телекоммуникаций является дальнейшее повышение их пропускной способности (ПС) при жестких ограничениях на ширину полосы рабочих частот и уровень излучаемой мощности.

В большинстве случаев среда передачи представляет радиолинии в условиях города при отсутствии прямой видимости, где электромагнитные волны приходят в точку приема в результате многолучевого распространения, что вызывает флуктуации амплитуды, фазы временной задержки, угла прибытия принимаемого сигнала и как следствие – его замирания (fading). Именно нестационарное поведение канала вследствие замираний является главной проблемой беспроводных телекоммуникаций в плане обеспечения требуемой ПС.

Хотя методы пространственной обработки известны уже давно и широко используются в радиолокации, в системах радиосвязи они стали применяться сравнительно недавно и сегодня являются наиболее эффективными в решении таких задач, как борьба с интерференцией, повышение помехозащищенности, пропускной способности, дальности передачи и т.д.

В основе пространственной обработки лежит адаптивная пространственно-временная обработка сигналов (Space Time Processing – STP) с цифровым диаграммоформированием (DBF – Digital Beam Forming) на базе многоэлементных антенн. Когда на приемной и передающей части используются многоэлементные антенны – это система с множественным входом и множественным выходом (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Суть такой системы в одновременной передаче данных по нескольким подканалам.

Применение MIMO для современных систем радиосвязи видится эффективной технологией дальнейшего повышения ПС и дальности передачи с учетом нестационарного поведения канала связи вследствие замираний.

Цель работы – обобщение известных результатов по определению ПС детерминированных и эргодических каналов при определенной вероятности нарушения связи в канале.

Пропускная способность детерминированных и эргодических MIMO каналов

Пусть система связи с MIMO состоит из N_T передающих и N_R приемных антенных элементов (АЭ), как это показано на рис. 1.

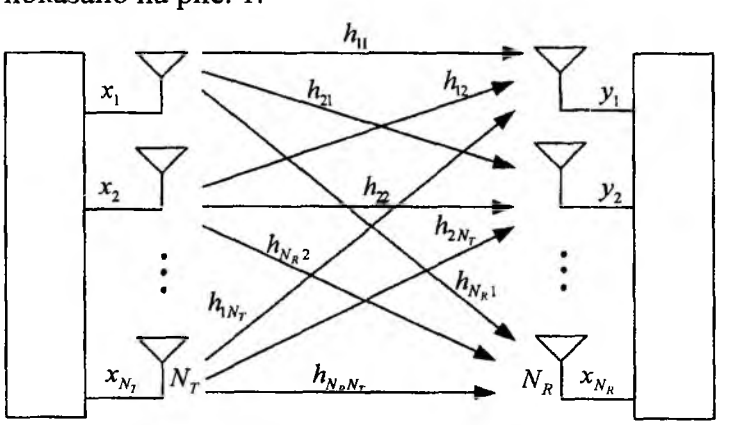


Рис. 1

Канал связи MIMO можно представить с помощью канальной матрицы **H** размерности $N_R \times N_T$, элементы которой в общем комплекснозначные коэффициенты передачи h_{nm} от

m-го входа (m-го передающего антенного элемента) на n-й выход (n-й приемный антенный элемент).

Пусть антенные элементы (АЭ) передатчика формируют на входах канала MIMO $i=1...N_T$ независимых, непрерывных, комплекснозначных сигнала $x_i(t)$, которые можно представить в виде вектора $\mathbf{x}^T=\left[x_1(t)\ \ x_2(t)\ \ ...\ \ x_{N_T}(t)\right]$ размерности $N_T\times 1$ (здесь T – операция транспонирования). Тогда на $j=1...N_R$ выходах канала MIMO (на входах АЭ приемника) можно получить сигналы $y_j(t)$ в матричном виде:

$$\mathbf{y}=\mathbf{H}\cdot\mathbf{x}+\mathbf{n}, \tag{1}$$

где $\mathbf{y}^T=\left[y_1(t)\ \ y_2(t)\ \ ...\ \ y_{N_R}(t)\right]$ – вектор входных сигналов в АЭ приемника размерности $N_R\times 1$; $\mathbf{n}^T=\left[n_1(t)\ \ n_2(t)\ \ ...\ \ n_{N_R}(t)\right]$ – вектор шума размерности $N_R\times 1$, элементы которого – случайные процессы (СП) с гауссовским распределением, некоррелированные во времени, с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсией [1].

ПС детерминированного канала MIMO для комплекснозначных непрерывных входных и выходных сигналов **x** и **y** можно определить как максимум взаимной дифференциальной энтропии при некоторой функции плотности вероятности (ФПВ) входного сигнала **x** [2]:

$$C=\max_{p(\mathbf{x})}\left\{\bar{I}\left(\mathbf{x};\mathbf{y}|\mathbf{H}\right)\right\}, \tag{2}$$

где

$$\bar{I}\left(\mathbf{x};\mathbf{y}|\mathbf{H}\right)=\bar{I}_{diff}\left(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{H}\right)-\bar{I}_{diff}\left(\mathbf{n}\right) \tag{3}$$

взаимная дифференциальная энтропия, которая представляет среднюю взаимную информацию в канале MIMO для векторов входного **x** и выходного **y** сигнала и шума **n**; $p(\mathbf{x})$ – ФПВ сигнального вектора **x**.

Если предположить, что элементы векторов **y** и **n** – комплекснозначные СП с круговой симметрией, для которых вещественные и мнимые части взаимно независимы, распределены по закону Гаусса с дисперсиями соответственно $\sigma^2_{Y'}=\sigma^2_{Y''}=\dfrac{\sigma^2_Y}{2}$ и $\sigma^2_{N'}=\sigma^2_{N''}=\dfrac{\sigma^2_N}{2}$, то выражение (3) для взаимной дифференциальной энтропии можно представить так [3]:

$$\bar{I}\left(\mathbf{x};\mathbf{y}\,|\,\mathbf{H}\right)=\log_2\left(\frac{\det\mathbf{R}_{YY}}{\det\mathbf{R}_{NN}}\right), \tag{4}$$

где det() – определитель матрицы, $\mathbf{R}_{XX}=E\left\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\right\}$ и $\mathbf{R}_{NN}=E\left\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\right\}$ – соответственно автокорреляционные матрицы сигнала **x** и шума, которые определяются с учетом (1):

$$\mathbf{R}_{YY}=E\left\{\mathbf{y}\cdot\mathbf{y}^H\right\}=\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H+\mathbf{R}_{NN}, \tag{5}$$

где $E\{\ \}$ – операция математического ожидания, H – эрмитовое сопряжение.

Если положить, что шумовые компоненты на N_R выходах канала MIMO взаимно независимы и имеют дисперсию $\sigma^2_N=\dfrac{N_0}{T_s}$ (T_s – длительность информационного символа, N_0 – спектральная плотность мощности шума), автокорреляционную матрицу шума можно представить так:

$$\mathbf{R}_{NN}=E\left\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\right\}=\sigma^2_N\mathbf{I}_{N_R}. \tag{6}$$

где $\mathbf{I}_{N_R}$ – единичная квадратная матрица размерности $N_R\times N_R$.

После преобразования (4) с учетом (5) – (6) получим выражение для взаимной дифференциальной энтропии [3]:

$$\bar{I}(\mathbf{x};\mathbf{y}\,|\,\mathbf{H}) = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right) \tag{7}$$

Соответственно ПС детерминированного канала MIMO (2) с учетом (7) будет равна

$$C = \max_{p(\mathbf{x})}\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right)\right\}. \tag{8}$$

Если невозможно адаптировать передаваемый сигнальный вектор **x** с учетом свойств канала (т.е. оптимизировать $\mathbf{R}_{XX}$), наилучшей стратегией, с точки зрения повышения ПС, будет передача N_T независимых потоков данных с равными мощностями $\sigma_X^2 = \frac{E_s}{T_s}$ (E_s – средняя энергия информационного символа). Ковариационная матрица в этом случае примет вид

$$\mathbf{R}_{XX} = \frac{E_s}{T_s}\cdot\mathbf{I}_{N_T} = \sigma_X^2\cdot\mathbf{I}_{N_T} \tag{9}$$

и ПС (8) будет

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_s}{N_0}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right). \tag{10}$$

Канальную матрицу **H** можно представить с помощью сингулярного разложения (Singular Value Decomposition – SVD) [4]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H, \tag{11}$$

где **U** и **V** – унитарные матрицы размерности соответственно $N_R \times N_R$ и $N_T \times N_T$; **Σ** – матрица размерности $N_R \times N_T$, диагональные элементы которой – собственные значения матрицы **H** вида $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq,\ldots \geq \sigma_{N_{\min}}$, $N_{\min} = \min(N_T, N_R)$, которые имеют физический смысл коэффициентов передачи, а недиагональные элементы равны нулю.

С учетом (11) матрицу $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ можно представить как

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\left(\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\right)^H = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\mathbf{V}\Sigma^H\mathbf{U}^H = \mathbf{U}\Sigma\Sigma^H\mathbf{U}^H = \mathbf{U}\Lambda\mathbf{U}^H, \tag{12}$$

где **Λ** – диагональная матрица размерности $N_R \times N_R$, элементы которой

$$\lambda_i = \begin{cases}\sigma_i^2, & \text{если} \quad i = 1,2,\ldots,N_{\min}\\ 0, & \text{если} \quad i = N_{\min}+1,\ldots,N_R\end{cases} \tag{13}$$

собственные значения эрмитово симметричной квадратной матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (или $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$). Из (13) видно, что собственные значения λ_i ($i=1,\ldots,N_{\min}$) $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ – квадраты собственных значений σ_i матрицы **H**.

Выражение для детерминированной ПС (10) при передаче независимых потоков с равными мощностями с учетом (12) примет вид:

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{U}\Lambda\mathbf{U}^H \right) = \log_2 \det\left(\mathbf{U}\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_s}{N_0}\Lambda \right)\mathbf{U}^H \right) =$$

$$= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_s}{N_0}\Lambda \right) = \log_2 \left[\prod_{i=1}^{r} \left(1 + \frac{E_s}{N_0}\lambda_i \right) \right] = \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0}\lambda_i \right) \quad (14)$$

где $r = N_{\min}$.

Последнее выражение в (14) можно интерпретировать как суммарную ПС по r независимым виртуальным подканалам SISO или как результат усреднения ПС по собственным подканалам с коэффициентами передачи $\lambda_i = \sigma_i^2$. Можно сказать, что образованные таким образом подканалы представляют собой собственные моды канала MIMO – независимые невзаимодействующие между собой подсистемы.

Если усиление всех виртуальных подканалов SISO λ_i принять равными, т.е.

$$\lambda = \lambda_i = \frac{\xi}{N_{\min}}, \quad (15)$$

где

$$\xi = \sum_{i=1}^{N_{\min}} \lambda_i \quad (16)$$

– суммарное усиление всех подканалов, тогда матрица $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ примет вид

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \frac{\xi}{N_{\min}} \cdot \mathbf{I}_{N_{\min}} \quad (17)$$

Важно, что диагональная структура матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ по-прежнему обеспечивает ортогональность подканалов SISO и ПС (10) согласно (15) – (17)

$$C = N_{\min} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \frac{\xi}{N_{\min}} \right). \quad (18)$$

ПС (18) в $N_{\min}$ раз больше ПС отдельного виртуального канала SISO (14).

Важным условием повышения ПС детерминированного канала MIMO является наличие информации о состоянии канала связи (Channel State Information – CSI), что предполагает оценку комплексных коэффициентов передачи матрицы $\mathbf{H}$ на приемной стороне и передачу этой информации по обратному каналу на передатчик. На основании дополнительной предобработки в адаптивной диаграммообразующей схеме (ДОС) передатчика с учетом CSI в канале MIMO могут быть сформированы независимые виртуальные каналы. Покажем это, для чего воспользуемся сингулярным разложением (11) матрицы $\mathbf{H}$ в (1):

$$\tilde{\mathbf{y}} = \Sigma\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (19)$$

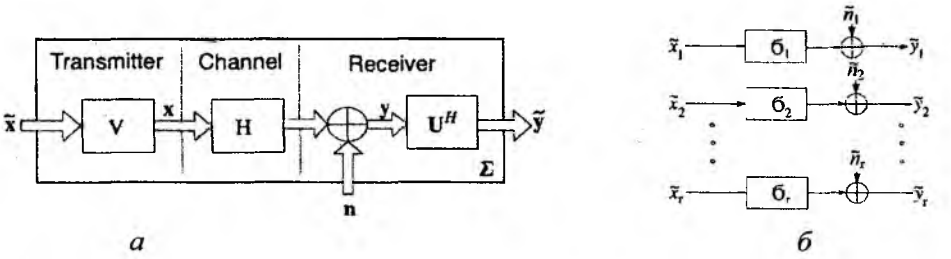
где $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H\mathbf{y}$ и $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H\mathbf{n}$ – соответственно векторы сигнала и шума на выходе ДОС приемника, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^H\mathbf{x}$ – вектор сигнала на входе ДОС передатчика.

Согласно (19) передачу по каналу MIMO можно представить с помощью обобщенной матрицы $\mathbf{\Sigma}$, куда входят: ДОС передатчика, представленная матрицей $\mathbf{V}$; собственно канальная матрица $\mathbf{H}$ и ДОС приемника, представленная матрицей $\mathbf{U}^H$ (рис.2, *а*).

Поскольку матрица $\mathbf{\Sigma}$ диагональная, уравнение (19) эквивалентно $r = N_{\min}$ уравнениям вида

$$\tilde{y}_i = \sigma_i\tilde{x}_i + \tilde{n}_i, \qquad i = 1,2,...,r, \quad (20)$$

которые описывают r независимых собственных виртуальных канала SISO (рис.2, *б*).



а *б*

Рис. 2

Представим ПС детерминированного канала MIMO (8) с учетом сингулярного разложения (11) матрицы **H**:

$$C(\mathbf{H}) = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \mathbf{U}_{\mathbf{H}} \Sigma_{\mathbf{H}} \mathbf{V}_{\mathbf{H}}{}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_{\mathbf{H}} \Sigma_{\mathbf{H}}^H \mathbf{U}_{\mathbf{H}}{}^H \right) =$$

$$= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \Sigma_{\mathbf{H}} \mathbf{V}_{\mathbf{H}}{}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_{\mathbf{H}} \Sigma_{\mathbf{H}}^H \right) \tag{21}$$

Воспользуемся теперь представлением ковариационной матрицы $\mathbf{R}_{XX}$ по собственным значениям (eigenvalue decomposition) [4]:

$$\mathbf{R}_{XX} = \mathbf{V}_X \Pi \mathbf{V}_X^H, \tag{22}$$

где $\Pi = diag(\eta_i)$ – диагональная матрица с собственными значениями, имеющими физический смысл мощности. Если предположить, что $\mathbf{V}_X = \mathbf{V}_{\mathbf{H}}$, после подстановки (22) в последнее уравнение (21) получим

$$C(\mathbf{H}) = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \Sigma_{\mathbf{H}} \Pi \Sigma_{\mathbf{H}}^H \right) = \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2} \eta_i \sigma_i^2 \right) \tag{23}$$

Согласно (23) ПС канала MIMO представляет собой сумму ПС подканалов с коэффициентами передачи $\lambda_i = \sigma_i^2$, по которым передается мощность η_i.

Для максимизации ПС (23) нужно найти оптимальные уровни мощности η_i, передаваемые по виртуальным подканалам SISO. Так как существует только $r = N_{\min}$ ненулевых сингулярных значений $\sigma_i^2 > 0$ $(i \le r)$ матрицы **H**, передача мощности $\eta_i > 0$ по остальным $r < i \le N_T$ подканалам является нецелесообразной. Именно для максимизации ПС по r подканалам решается оптимизационная задача заполнения объема водой Karush-Kuhn-Tucker

$$\max_{\eta_1 \ldots \eta_r} \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \sigma_i^2 \frac{\eta_i}{\sigma_N^2} \right), \tag{24}$$

которая в конечном итоге сводится к решению уравнений вида [3]:

$$\eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}, \tag{25}$$

где ξ – параметр, который определяется исходя из ограничений по мощности:

$$\sum_{i=1}^{r} \eta_i = \sum_{i=1}^{r} \left(\frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} \right) = N_T \cdot \frac{E_s}{T_s}. \tag{26}$$

При решении (25) возможны два случая:

$$\text{если } \frac{\log_2(e)}{\xi} > \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}, \text{ тогда } \eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} > 0;$$

$$\text{если } \frac{\log_2(e)}{\xi} \le \frac{\sigma_N^2}{\sigma_\upsilon^2}, \text{ тогда } \eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} = 0. \tag{27}$$

Иллюстрация оптимизационной задачи заполнения объема водой представлена на рис. 3.

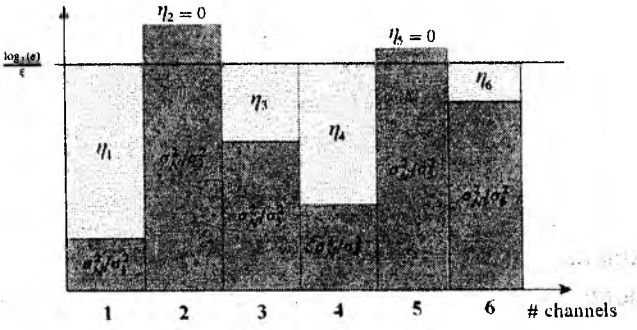


Рис. 3

Высоты водяных столбов представляют различные уровни мощности η_i, передаваемые по подканалам, а высоты дна – величины мощности шума, деленные на квадрат коэффициента передачи в этих подканалах – $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}$. Таким образом, чем выше уровень шума $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}$ в *i*-м подканале, тем меньшую мощность полезного сигнала следует передавать по нему. Другими словами, большие уровни мощности необходимо передавать по хорошим каналам и наоборот. Если канал плохой $\frac{\log_2(e)}{\xi} \le \frac{\sigma_N^2}{\sigma_\upsilon^2}$, то его и вовсе не следует использовать для передачи $(\eta_i = 0)$.

В реальных условиях параметры канала MIMO изменяются во времени случайным образом, поэтому элементы матрицы **H** – случайные величины и ПС (8) можно найти путем усреднения во времени [3]:

$$\overline{C} = E\{C(\mathbf{H})\} = E\left\{\max_{p(\mathbf{x})}\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right)\right\}\right\}. \tag{28}$$

ПС (28) называется эргодической и представляет среднюю ПС по всем каналам передачи MIMO.

Например, эргодическая ПС для канала MIMO без учета CSI может быть получена на основании (14) как

$$\overline{C}_{\overline{CSI}} = E\left\{\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_N^2}\lambda_i\right)\right\}, \tag{29}$$

а при наличии CSI с учетом (24) как

$$\overline{C}_{CSI} = E\left\{\max_{\eta_1 \ldots \eta_r}\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2}\lambda_i\eta_i\right)\right\} = E\left\{\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2}\lambda_i\eta_i^{opt}\right)\right\}. \tag{30}$$

Эргодическая ПС $\overline{C}$ представляет собой среднюю ПС по всем каналам передачи и обычно соответствует случаю каналов с быстрыми замираниями. Наоборот, при расчете ПС канала MIMO с медленными замираниями, где время когерентности канала много больше длительности блока кодированного сигнала, важно учитывать ПС с учетом вероятности нарушения связи (Outage Capacity).

ПС канала с учетом вероятности нарушения связи $P_{out}=\varepsilon$ определяется как максимально возможная скорость передачи данных C_ε при условии, что [2]:

$$P_{out}(C_\varepsilon) = \Pr(C(\mathbf{H}) \le C_\varepsilon). \quad (31)$$

ПС канала с учетом вероятности нарушения связи $P_{out}=\varepsilon$ определяется как максимально возможная скорость передачи данных, при которой $P_{out}<\varepsilon$. Другими словами, ПС канала C_ε при вероятности нарушения связи ε соответствует условию [2]:

$$P_{out}(C_\varepsilon) = \Pr(C(\mathbf{H}) < C_\varepsilon) = \varepsilon. \quad (32)$$

Проведем математическое моделирование ПС с учетом полученных выражений. Пусть элементы матрицы **H** – комплексные случайные величины $H_1 + jH_2$, где H_1, H_2 – независимые и одинаково распределенные (independent and identically distributed – i.i.d.) гауссовские (нормальные) случайные величины с нулевым средним и дисперсией σ^2, т.е. $H_{1,2} \in N(0,\sigma^2)$, а модуль $|\dot{H}| = \sqrt{H_1^2 + H_2^2}$ имеет релеевское распределение.

Для создания канальной матрицы **H** воспользуемся встроенной функцией randn ( ) СКМ MATLAB, с помощью которой формируются случайные числа, распределенные по гауссовскому закону с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2 = 1$, т.е. $N(0,1)$. Для выполнения условия $|\dot{H}| = 1$ необходима нормировка $\frac{1}{\sqrt{2}}(H_1 + jH_2)$.

Результаты моделирования

С учетом выражений (19), (18) и применения к ним оптимизационной процедуры Karush-Kuhn-Tucker [3] было проведено математическое моделирование эргодической ПС каналов связи MIMO с различной конфигурацией АЭ на передающей и приемной стороне при наличии и отсутствии информации о канале связи (CSI). Результаты моделирования зависимости эргодической ПС как функции отношения сигнал-шум (ОСШ) приведены на рис.4. Как видно из рис. 4, эргодическая ПС растет при увеличении количества АЭ на стороне передатчика и приемника. Потенциальный рост ПС определяется исключительно габаритными размерами антенной системы. При этом информация о канале MIMO имеет выигрышное значение преимущественно при малых ОСШ и слабо улучшает ПС при больших ОСШ. Например, для схемы MIMO 6x6 при ОСШ равном 5 *дБ* различия в эргодической ПС каналов MIMO с CSI и без составлит 10 *дБ*.

С учетом (31) – (34) было проведено численное моделирование ПС канала MIMO конфигурации 4x4 с учетом различных значений вероятности нарушения связи, результаты которого представлены на рис. 5 и 6 в виде зависимостей ПС при заданных вероятностях нарушения связи P_{out} от соотношения сигнал шум (ОСШ). На рис. 5 показана зависимость ПС с учетом вероятности нарушения связи от собственно самой вероятности нарушения связи при заданных ОСШ – 0, 5, 10, 15 и 20 *дБ*. На рис. 6 представлена зависимость ПС от ОСШ при ПС с учетом заданной вероятности нарушения святи, которая равна C_ε=0.1 (10 %), C_ε=0.2 (20 %), C_ε=0.3 (30 %), C_ε=0.4 (40 %) и C_ε=0.5 (50 %).

Как видно из рис. 5, 6, чем жестче требования к каналу связи MIMO (то есть вероятность нарушения связи ниже), тем меньше ПС в нем при заданных ОСШ. Например, при ОСШ 10 *дБ* и вероятности нарушения связи 10 % скорость передачи в канале равна 9 *bps/Hz*; при вероятности нарушения связи 40 % – 11 *bps/Hz*, это соответствует потерям ПС 2 *bps/Hz* (иногда такие потери ПС бывают существенными - в случае широкополосных систем связи).

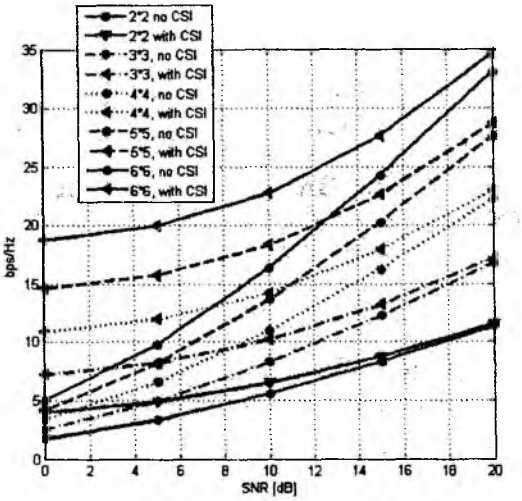


Рис. 4

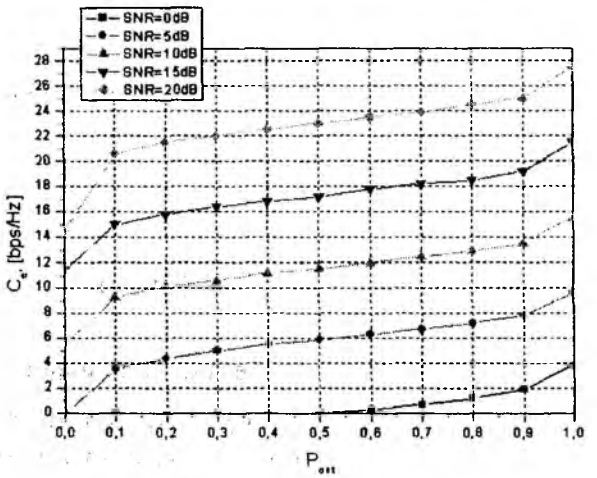


Рис. 5

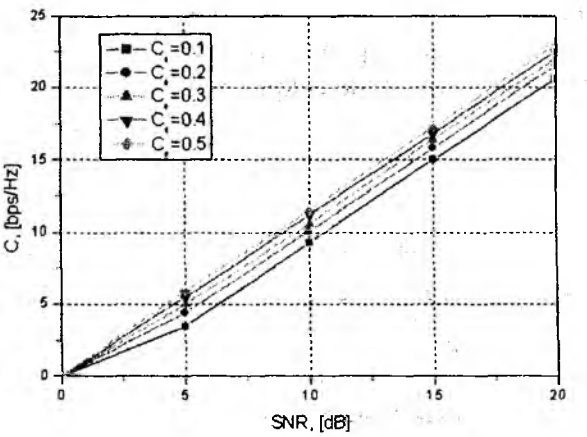


Рис. 6

Выводы

Таким образом, если АЭ передатчика могут взаимодействовать между собой и у них есть информация о мгновенных состояниях матрицы **H** (CSI), то такая система передачи имеет лучшие характеристики по сравнению с простой передачей независимых потоков данных с равной мощностью по N_T входам канала MIMO. При отсутствии данных о канале MIMO на стороне передатчика, лучшей стратегией является передача N_T независимых потоков данных с равной мощностью. Из рис. 6 видно, что ужесточение требований к системе связи с MIMO (уменьшение ПС при заданной вероятности нарушения связи – C_e) приводит к меньшим значениям собственной ПС.

Список литературы: 1. *Hanzo, L, Alamri, O., El-Hajjar, M., Wu, N.* Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems: Sphere-Packing, Iterative Detection and Cooperatione // Wiley-IEEE Press, 2009. – P. 25-44. 2. *Goldsmith, A., Jafar, S.A., Jindal, N., Vishwanath, S.* Fundamental Capacity of MIMO Channels. – Stanford : Stanford University, 2002. – P. 5-27. 3. *Kuhn, V.* Wireless Communications over MIMO Channels. – Germany : Universitat Rostock, 2006. – P. 51-89. 4. *Lau, B.K., Ow, S.M.S, Kristensson, G., Molisch, A. F.* Capacity Analysis for Compact MIMO Systems // IEEE Antennas and Propagation Society. – 2005. – Vol. 1. – P. 165-170. 5. *Wrulich, M.* Capacity Analysis of MIMO Systems. – Wien, Janner 2006. – P. 21-85. 6. *Tsoulos, G.* MIMO system technology for wireless communications / By Taylor & Francis Group, 2006. – P. 29-113.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.04.2012

УДК 621.396.74

В.М. ШОКАЛО, д-р. техн. наук, А.А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, канд. техн. наук,
Мухаммед К. АБДУЛ-ХУССЕЙН, Е.В. ЯГУДИНА

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА ПРЕДЕЛЬНОЙ СЕКРЕТНОЙ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ Wi-Fi КАНАЛА СВЯЗИ

Введение

Актуальной задачей исследований в области беспроводных технологий является поиск новых путей повышения защищенности каналов связи не только на информационном, но и на физическом (энергетическом) уровне модели OSI. Эта задача применительно к повышению скрытности каналов связи частично решена в данной работе. В статье исследовалась энергетическая скрытность беспроводных каналов уровня LAN, характерным признаком которых является многолучевость [1]. В многолучевом канале наиболее часто употребляемым, описывающим его статистические характеристики коэффициента передачи, является закон Рэлея [1]. В цифровых системах передачи информации (ЦСПИ) уровня LAN замирания в каналах связи можно считать квазистатическими [2].

Для оценки уровня скрытности легитимных каналов с квазистатическим замиранием в [3] введено понятие секретной производительности:

$$C_{пр}(P_{об}) = \log_2 \frac{(S/N)_л \cdot P_{об} + 1}{(S/N)_о \cdot (1 - P_{об}) + 1}, \qquad (1)$$

где $(S/N)_{л,о}$ – среднее значение соотношения сигнал/шум в легитимном (ЛК) и в отводном (ОК) каналах; $P_{об}$ – заданное значение вероятности обнаружения.

При $C_{пр}(P_{об}) \geq 0$ канал связи считается засекреченным [3], т.е. не обнаруживается. Параметр S/N – это энергетический параметр ЦСПИ. Другой известный путь оценки потенциальных характеристик многоканальных ЦСПИ – это их представление в виде функциональных зависимостей от габаритных (в долях длины волны) размеров излучающих структур на приемной и передающей стороне системы связи. Такое представление позволяет на ранних стадиях проектирования ЦСПИ прогнозировать необходимое число пространственных каналов для обеспечения заданных ее характеристик. Однако указанный подход пока не распространен для случая ЦСПИ с отводным каналом, что не позволяет исследовать зависимость $C_{пр}$ от размера апертуры ОК и ее расположения относительно апертур ЛК. Другая разновидность формулы (1) имеет следующий вид [2]:

$$C_{пр}(P_{об}) = \log_2 \left(\frac{P_{об} + \dfrac{1}{(S/N)_л}}{\left(\dfrac{r_л}{r_о}\right)^n \cdot (1 - P_{об}) + \dfrac{1}{(S/N)_л}} \right) = 0, \qquad (2)$$

где $r_л$, $r_о$ – расстояние от передатчика до приемников легитимного и отводного каналов соответственно; n – показатель степени, отражающий, согласно [4], те или иные условия распространения радиоволн (РРВ).

Формула (2) позволяет исследовать зависимость величины $C_{пр}$ от условий РРВ, придавая различные значения показателю n. Однако выражение (2) справедливо, как известно из [4], только для дальней зоны излучения. Особенность же работы Wi-Fi радиоканалов состоит в том, что они функционируют и в ближней, и в промежуточной зонах.

Цель работы – исследованиЕ зависимости величины $C_{пр}$ от размера апертуры ОК и ее расположения относительно апертур ЛК, а также от условий распространения радиоволн в ближней, промежуточной и дальней зонах.

Основная часть

Представим ЦСПИ с отводным каналом по аналогии с [5] в виде трех взаимодействующих апертур (рис. 1). Две из них образуют легитимный многолучевой канал. Передающая апертура является сферой с диаметром a, внутри которой находятся как излучатели, так и рассеиватели. Наличие рассеивателей позволяет увеличить, как известно из [6], число каналов передачи информации в MIMO системах. Приемная апертура легитимного канала имеет размер $a_л$. Отводной многолучевой канал располагается по отношению к оси легитимного канала под углом γ и имеет приемную апертуру с размером $a_о$. В легитимном канале апертуры удалены на расстояние $r_л$, а в отводном – на расстояние $r_о$.

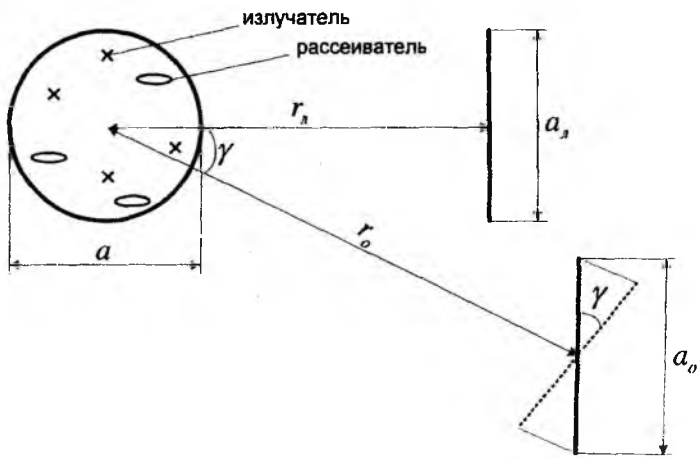


Рис. 1

Используя формулу Найквиста и теорему Шеннона [6], получим соотношение для определения количества пространственных каналов, необходимых при передаче информации с заданным отношением S/N:

$$C = 2 \cdot \log_2 M, \tag{3}$$

$$C = \log_2 (1 + SNR), \tag{4}$$

где C – производительность ЦСПИ, M – количество дискретных сигналов, необходимых для передачи информации с заданной производительностью.

Далее будем считать, исходя из исследований проведенных в [5], что для передачи M дискретных сигналов нужно M различимых пространственных каналов. Приравнивая на этом основании правые части выражений (3) и (4), получим равенство

$$S/N = M^2 - 1, \tag{5}$$

которое позволяет определить необходимое число M при заданной величине S/N.

Воспользовавшись результатами работы [5], можно записать числа $M_л$ и $M_о$ для легитимного и отводного каналов через геометрические параметры ЦСПИ:

$$M_л = \frac{a}{r_л} \cdot \frac{a_л}{\lambda}, \tag{6}$$

$$M_о = \frac{a}{r_о} \cdot \frac{a_о}{\lambda} \cdot \cos\gamma, \tag{7}$$

где λ – длина волны.

Теперь с учетом (6)-(7) можно вывести такие соотношения:

$$(S/N)_л = \left(\frac{a \cdot a_л}{r_л \cdot \lambda}\right)^2 - 1, \tag{8}$$

$$(S/N)_o = \left(\frac{a \cdot a_o}{r_o \cdot \lambda} \cdot \cos\gamma\right)^2 - 1. \tag{9}$$

Используя полученные формулы (8), (9), запишем выражение для $C_{пр}$, учитывающее влияние размеров и взаимного расположения апертур антенн легитимного и отводного каналов на предельную секретную производительность:

$$C_{пр}(P_{об}) = \log_2 \frac{\left[\left(\frac{a \cdot a_л}{r_л \cdot \lambda}\right)^2 - 1\right] \cdot P_{об} + 1}{\left[\left(\frac{a \cdot a_o}{r_o \cdot \lambda} \cdot \cos\gamma\right)^2 - 1\right] \cdot (1 - P_{об}) + 1}. \tag{10}$$

Результаты расчетов по формуле (10) отражены на рис. 2, 3.

Из приведенных ниже графиков можно определить условия, при которых $C_{пр} = 0$ и ЦСПИ становится рассекреченной.

Одно из таких условий (рис. 2) – это $a_o \approx 1{,}5 \cdot a_л$ при $\gamma = 0^\circ$ и $a_o \approx 2 \cdot a_л$ при $\gamma = 40^\circ$.

Другое условие (рис. 3) – $r_л \approx 1{,}5 \cdot r_o$ при $\gamma = 0^\circ$ и $r_л \approx 2 \cdot r_o$ при $\gamma = 40^\circ$.

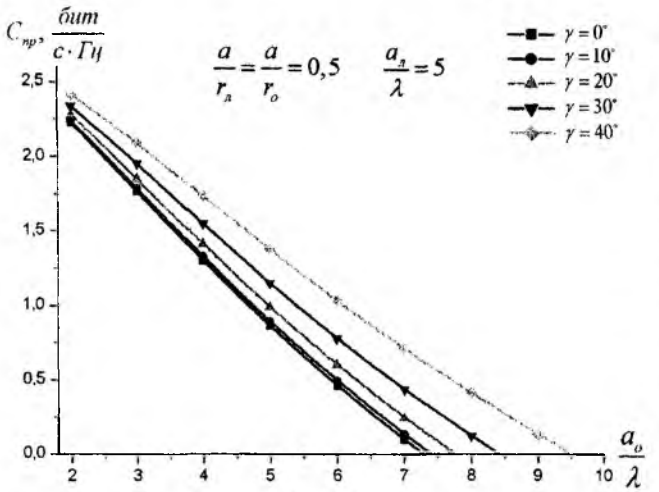


Рис. 2

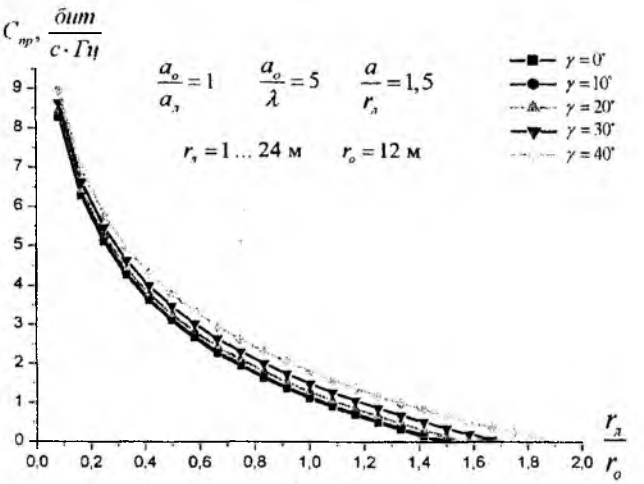


Рис.3

Изучались также зависимости $C_{пр}$ от механизмов многолучевого распространения радиоволн: на открытом пространстве с одной подстилающей поверхностью, в помещении и в волновых каналах, образованных архитектурными сооружениями (ВКАС) [7]. Для этого в формуле (1) соотношения сигнал/шум были представлены в следующем виде:

$$(S/N)_л = \frac{S(r_л, \theta_1, \theta_2)}{N(r_л, \theta_2)}, \tag{11}$$

$$(S/N)_o = \frac{S(r_o, \theta_1, \theta_3)}{N(r_o, \theta_3)}, \tag{12}$$

где θ_1, θ_2, θ_3 – текущие углы отсчетов значений ненормированных угловых интенсивностей напряженности поля (УЗИП) передающей антенны $F_П(r_л, \theta_1)$ и приемных антенн легитимного $F_л(r_л, \theta_2)$ и отводного $F_o(r_o, \theta_3)$ каналов в местной системе координат.

Тогда выражения (11) и (12) можно записать так:

$$\frac{S(r_л,\theta_1,\theta_2)}{N(r_л,\theta_2)}=\frac{S(r_э)}{N(r_э)}\cdot\alpha\left(\frac{r_э}{r_л}\right)\cdot F_П^2(r_л,\theta_1)\cdot F_л^2(r_л,\theta_2), \tag{13}$$

$$\frac{S(r_o,\theta_1,\theta_3)}{N(r_o,\theta_3)}=\frac{S(r_э)}{N(r_э)}\cdot\alpha\left(\frac{r_э}{r_o}\right)\cdot F_П^2(r_o,\theta_1)\cdot F_o^2(r_o,\theta_3), \tag{14}$$

где $S(r_э)/N(r_э)$ – экспериментально измеренное на эталонном расстоянии $r_э$ [4] соотношение сигнал/шум в максимуме интенсивности излучения; $\alpha(r_э/r_л)$, $\alpha(r_э/r_o)$ – функциональные зависимости затухания сигнала в легитимном и отводном каналах.

Формула (10) с учетом выражений (13), (14) была преобразована к виду

$$C_{пр}(P_{об})=\log_2\frac{\frac{S(r_э)}{N(r_э)}\cdot\alpha\left(\frac{r_э}{r_л}\right)\cdot F_П^2(r_л,\theta_1)\cdot F_л^2(r_л,\theta_2)\cdot P_{об}+1}{\frac{S(r_э)}{N(r_э)}\cdot\alpha\left(\frac{r_э}{r_o}\right)\cdot F_П^2(r_o,\theta_1)\cdot F_o^2(r_o,\theta_3)\cdot(1-P_{об})+1}. \tag{15}$$

Если предположить, что при любых расстояниях $r_л$ и r_o все УЗИП, входящие в выражение (15) не зависят от углов θ, то формула (15) позволяет исследовать зависимости $C_{пр}(P_{об})$ от величин затуханий $\alpha_л$ и α_o, т.е. от условий РРВ. Расчет величин α_o и $\alpha_л$ для различных условий РРВ может быть проведен по моделям, описанным в [8]. Воспользовавшись выражениями (13) - (15) можно рассчитать значения $C_{пр}(P_{об})$ для ближней, промежуточной и дальней зоны при РРВ на открытом пространстве. Результаты расчета предельной секретной производительности на открытом пространстве представлены на рис. 4. На рисунке приняты такие обозначения: 1 – ближняя зона РРВ, 2 – промежуточная зона РРВ, 3 – дальняя зона РРВ.

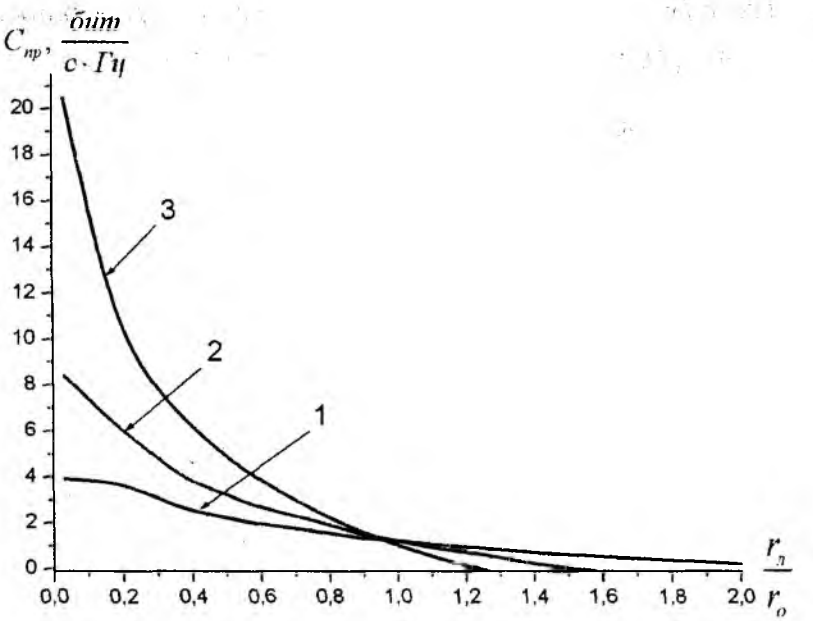


Рис. 4

Анализируя кривые на рис. 4, можно выявить следующие закономерности:

– чем ближе находится приемник легитимного канала от передатчика, тем при больших отношения $r_л/r_o$ величина $C_{пр}\to 0$; это поясняется тем, что при переходе от зоны к зоне излучения затухание возрастает в квадрат раз [8];

– вне зависимости от зоны излучения для достижения значения $C_{пр} = 0$ приемник-обнаружитель должен находиться ближе к передатчику, чем приемник легитимного канала.

Обнаружено, что такие же закономерности проявляются и при распространении радиоволн по ВКАС (см. рис. 5 – предельная секретная производительность для случая Т-образного коридора).

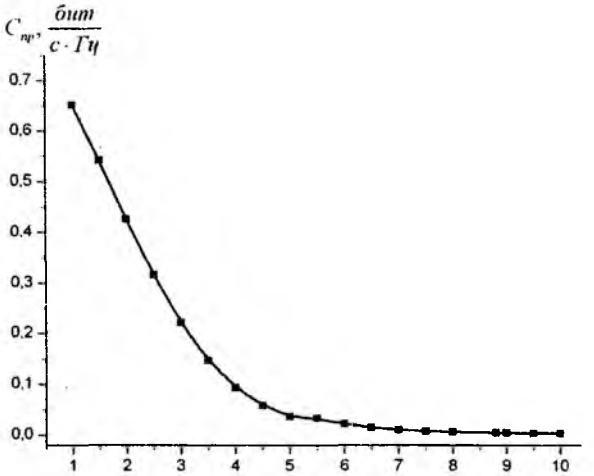


Рис. 5

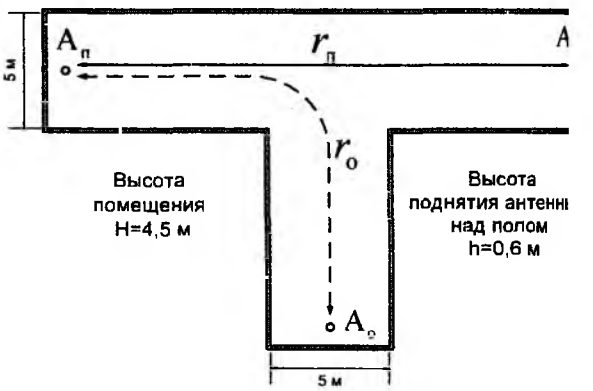


Рис. 6

Результаты, приведенные на рис. 5, получены для случая функционирования радиоканала Wi-Fi в Т-образном коридоре ХНУРЭ. Эскиз его показан рис. 6.

На графике рис. 5 кривая $C_{пр}(r_л)$ получена при $r_o = 5$ *м*, т.е. $C_{пр}(r_л) \approx 0$ при $r_л / r_o \approx 2$, что совпадает с результатами, полученными для ближней зоны открытого пространства.

Описанные закономерности проявляются и в случае работы ЦСПИ в помещении (рис. 7, кривые 1 – ближняя зона при $r_o = 6$ *м* и 2 – промежуточная зона при $r_o = 18$ *м*), только при больших значениях $r_л / r_o$, чем для открытого пространства. Для ближней зоны $r_л / r_o = 2{,}5$, а для промежуточной $r_л / r_o \approx 2{,}37$. Расчеты проводились для помещения, которое описано в [9, с. 109].

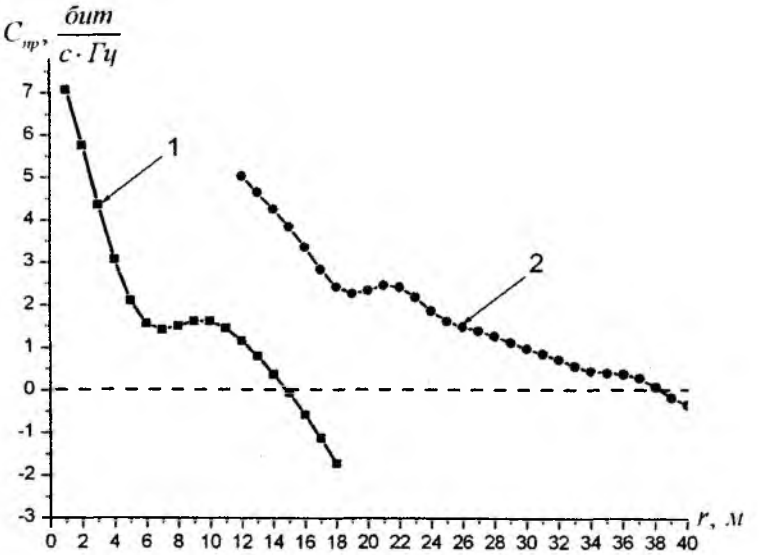


Рис. 7

Выводы

1. Впервые получены формулы, связывающие вероятность обнаружения канала ЦСПИ и его секретную производительность от размеров апертур антенн легитимного канала, апертуры антенны отводного канала и их взаимного расположения.

2. Показано, что основными факторами, влияющими на эффективность обнаружения, является удаление приемных апертур легитимного и отводного канала от апертуры системы излучателей и рассеивателей источника информации. Получены конкретные количественные данные о размерах апертур легитимного и отводного каналов, а также о взаимном их расположении при которых сигналы ЦСПИ могут быть уверенно обнаружены.

3. Выведено выражение, определяющее зависимость величины $C_{пр}$ от различных условий распространения радиоволн. Приведены результаты численных экспериментов, из которых следует, что различия в условиях РРВ существенно влияют на величины $C_{пр}$. Полученные данные являются новыми и позволяют определить условия, при которых $C_{пр} > 0$, что соответствует критерию безопасной работы многолучевых радиоканалов.

Список литературы: 1. *Радиорелейные* и спутниковые системы передачи : Учебник для вузов / А.С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримонт и др. / под. ред. А. С. Немировского. – М. : Радио и связь, 1986. – 392 с. 2. *Barros, J., Rodrigues, M.R.D.* Secrecy capacity of wireless channels // 2006 IEEE International Symposium on Information Theory, IEEE Press, New York. – pp. 356–360. 3. *Chrysikos, T., Dagiuklas, T., Kotsopoulos, S.* A Closed-Form Expression for Outage Secrecy Capacity in Wireless Information-Theoretic Security // Proceedings of Security in Emerging Wireless Communication and Networking Systems (SEWCN'09). – Springer, 2010. – Vol. 42 of Lecture Notes in Computer Science. – pp. 3–12. 4. *Скляр, Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - 2-е изд. : пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – С. 1104. 5. *Chakraborty, K., Franceschetti, M.* Maxwell meets Shannon: space-time duality in multiple antenna channels // Proc. 44-th Allerton Conf. Communication, Control and Computing. – Monticello, 2006. – pp. 761–770. 6. *Wiretap Channels*: Implications of the More Capable Condition and Cyclic Shift Symmetry / Omur Ozel, Sennur Ulukus Submitted to IEEE Transactions on Information Theory, October 2011. 7. *Shokalo, V.M., Strelnitskiy, O.O., Tsopa, O.I.* Approximate Model for Estimation of Efficiency and Noise Immunity of Branched Street and Corridor *Wi-Fi* and *WiMAX* Communication Channels // International journal «Telecommunication and Radio Engineering». – Begell House, 2009. – Vol. 68(17). – pp. 1511–1528. 8. *Стрельницкий, А.Е., Стрельницкий, А.А., Цопа, А.И., Шокало, В.М., Ягудина, Е.В.*Оценка безопастнсти работы Wi-Fi радиоканала с различными условиями распространения радиоволн // Сучасний захист інформації. – Киев : ГУИКТ, 2011. – №3. – С. 76-82. 9. *Лихограй, В.Г., Стрельницкий, А.А., Стрельницкий, А.Е., Цопа, А.И., Шокало, В.М.* Методы прогнозирования защищенности ведомственных систем связи на основе концепции отводного канала / под. ред. А.И. Цопы, В.М. Шокало. – Харьков : КП «Городская типография», 2011. – 501 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.05.2012

УДК 004.056.53

Ю. В. ЛЫКОВ, канд. техн. наук, О. А. СЯГАЕВА

АНАЛИЗ ИСТОЧНИКОВ ПЭМИ В СОВРЕМЕННЫХ ПЭВМ

Введение

Развитие современного информационного общества связано с широким распространением персональных электронно-вычислительных машин (ПЭВМ), построением глобальной информационной сети и подключением к ней большого количества пользователей. Эти достижения выдвинули на передний план деятельность, связанную с производством, потреблением, передачей и хранением информации, но в то же время стали одной из главных причин образования опасных каналов утечки информации.

Источниками образования технических каналов утечки информации являются физические преобразователи. Любой электронный элемент при определенных условиях может стать источником образования канала утечки информации.

Одним из наиболее опасных каналов утечки информации в информационных системах является побочное электромагнитное излучение (ПЭМИ), создаваемое техническими средствами, например ПЭВМ и линиями связи. Принимая и декодируя эти излучения, можно получить сведения об информации, обрабатываемой в данном техническом средстве.

Оценочно, по каналу ПЭМИ может быть перехвачено не более 1 – 2 % данных, хранимых и обрабатываемых на персональных электронно-вычислительных машинах и других технических средствах передачи информации (ТСПИ) [1]. На первый взгляд, может показаться, что этот канал действительно менее опасен, чем, например, акустический, по которому может произойти утечка до 100 % речевой информации, циркулирующей в помещении. Однако в настоящее время практически вся информация, содержащая государственную тайну или коммерческие секреты, проходит этап обработки на персональных электронно-вычислительных машинах. Специфика канала ПЭМИ такова, что те самые два процента информации, уязвимые для технических средств перехвата, – это данные, вводимые с клавиатуры ПЭВМ или отображаемые на мониторе. То есть значительная часть сведений, подлежащих защите, может оказаться перехваченной злоумышленником.

Наиболее опасными устройствами вычислительной техники, с точки зрения утечки информации по ПЭМИ, являются мониторы ПЭВМ, клавиатура, принтеры, проводные линии связи. Например, с монитора можно снять информацию с помощью специальной аппаратуры на расстоянии до 500 – 1500 *м*, с принтеров – до 100 – 150 *м* [2]. Поэтому, если устройство вычислительной техники используется для обработки конфиденциальной информации, оно в целом и все его составные части должны в обязательном порядке проходить проверку на наличие в них ПЭМИ и соответствие обнаруженных излучений существующим нормам.

Постановка задачи

Проблема выявления устройств ПЭВМ, от которых возможна утечка информации через ПЭМИ, становится все более актуальной. Поскольку весь спектр ПЭМИ персональной электронно-вычислительной машины состоит из бесконечного множества гармонических составляющих, это значительно увеличивает затраты времени на их выявление и измерение. В составе практически каждой современной ПЭВМ есть как устройства, выполняющие вспомогательные функции, по которым не передаются сигналы, содержащие конфиденциальную информацию (неинформативные ПЭМИ), так и потенциально-опасные устройства, по которым непосредственно передаются сигналы, содержащие секретные данные (потенциально-опасные излучения). Выявление таких потенциально-опасных устройств, из которых возможна утечка информации, является важной задачей. Это позволит значительно сократить время тестирование ПЭВМ, на которой предполагается обработка конфиденциальной информации.

Кроме того, в связи с постоянно обновляющейся номенклатурой цифрового электронного оборудования, интерфейсов передачи данных, используемых протоколов, анализ ПЭВМ на наличие потенциально опасных устройств необходимо проводить периодически.

Цель работы – выявление потенциально-опасных устройств обработки информации в составе современных ПЭВМ.

Основные положения

Побочные электромагнитные излучения, генерируемые электронными устройствами, обусловлены протеканием токов в их электрических цепях. Спектр ПЭМИ цифрового электронного оборудования представляет собой совокупность гармонических составляющих в некотором диапазоне частот. Например, спектр частот ПЭМИ ПЭВМ представлен колебаниями в достаточно широком диапазоне: от единиц мегагерц до нескольких гигагерц. Диаграмма направленности побочного электромагнитного излучения ПЭВМ не имеет ярко выраженного максимума: взаиморасположение составных частей ПЭВМ (монитор, системный блок, проводники, соединяющие отдельные модули) отличается большим количеством вариантов. Поляризация излучений ПЭВМ, как правило, линейная и определяется так же, как и диаграмма направленности, – взаиморасположением соединительных проводов и отдельных блоков. Следует отметить, что именно соединительные провода, а точнее, их плохая или совсем отсутствующая экранировка, являются главным фактором возникновения ПЭМИ [3].

С точки зрения реальной утечки информации, не все составляющие спектра ПЭМИ потенциально опасны. Весь спектр можно разделить на потенциально информативные и неинформативные излучения. Совокупность составляющих спектра ПЭМИ, порождаемая протеканием токов в цепях, по которым передаются содержащие конфиденциальную информацию сигналы, называют потенциально-информативными излучениями (потенциально-информативными ПЭМИ) [4].

Практически в каждом цифровом устройстве существуют цепи, выполняющие вспомогательные функции, по которым не передают сигналы, содержащие закрытую информацию. Излучения, порождаемые протеканием токов в таких цепях, безопасны в смысле утечки информации. Для таких излучений вполне подходит термин – неинформативные излучения (неинформативные ПЭМИ). С точки зрения защиты информации, неинформативные излучения могут быть очень полезными, появляясь, в случае совпадения диапазона частот, в виде помехи приему информативных ПЭМИ.

Известно, что наибольшую опасность представляет излучение тех устройств, в которых защищаемая информация циркулирует в виде последовательного кода. Фактически, примерно с 1983 г. цепи с параллельным кодированием и разрядностью выше восьми не рассматриваются как опасные по каналу ПЭМИН [5].

Выявление устройств ПЭВМ с последовательным кодированием информативного сигнала

Главная особенность структуры ПЭВМ заключается в том, что все её устройства обмениваются информацией через системную шину (рис.1). К системной шине подключён центральный процессор (или несколько процессоров), оперативная, постоянная и кеш-память. Эти компоненты размещены на материнской плате (*mother board*). К материнской плате присоединяются платы (карты) внешних устройств: видеоадаптер, звуковая плата, сетевая плата и др.[6].

В зависимости от сложности устройств на этих платах могут располагаться другие специализированные процессоры: математический, графический и др.

С помощью кабелей к материнской плате подключены жёсткий диск, гибкий диск и устройство чтения оптических дисков:

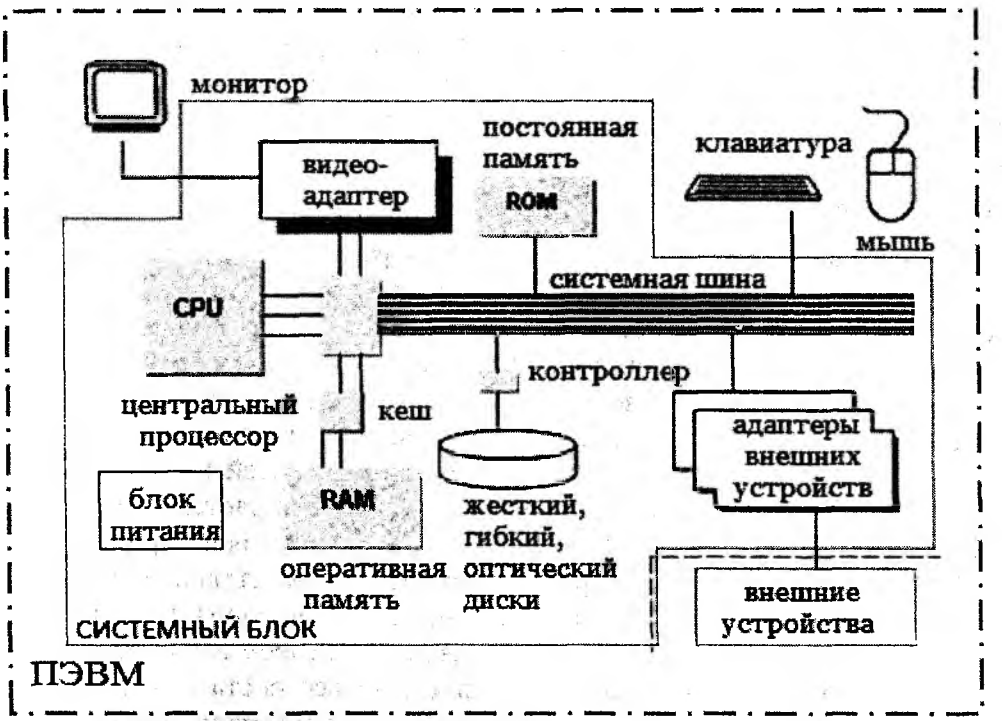


Рис. 1. Структура ПЭВМ

Все упомянутые компоненты располагаются в системном блоке. Остальные компонен ты, которые находятся вне системного блока, именуются внешними (периферийными) уст ройствами: монитор, клавиатура, мышь и другие манипуляторы, принтеры, устройств резервного копирования и архивации, сканеры, модемы и др.

В составе типовой ПЭВМ подпадают под понятие устройств с последовательным коди рованием [7]:

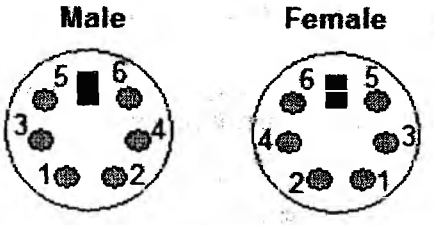
- видеоподсистема;
- накопители на жестком и гибком дисках, внешняя флэш-память;
- устройства *CD, CD-R, CD-RW, DVD, DVD-RW;*
- клавиатура;
- последовательный порт (*COM, USB*);
- принтеры.

Во всех перечисленных устройствах возможна обработка конфиденциальной информа ции. Рассмотрим эти устройства подробнее.

Анализ возможности возникновения ПЭМИ в клавиатуре

Традиционная клавиатура ПЭВМ представляет собой унифицированное устройств ввода со стандартным разъемом и последовательным интерфейсом связи с системной пла той. Существуют клавиатуры с интерфейсом *PS/2* и с интерфейсом *USB*.

Интерфейс *PS/2* используется в разъеме *Mini-Din* (рис. 2). Этот разъем состоит из шест контактов, из которых задействованы только четыре [8]:



1. *Data* (передаваемые данные)
2. *Not Implemented* (не используется)
3. *Not Implemented* (не используется)
4. *Ground* (Земля)
5. *VCC* (+5V) (Питание)
6. *Clock* (сигнал синхронизации передаваемых данных)
7. *Not Implemented*

Рис. 2. Цоколёвка разъема *Mini-Din*

При передаче от устройства к компьютеру используется следующий протокол. Устройство не начинает передачу, если *Clock* не находился в «1» по крайней мере 50 микросекунд. Устройство передает последовательно:

1. старт бит – всегда ноль;
2. 8 бит данных;
3. бит четности;
4. стоп бит – всегда единица.

Устройство устанавливает сигнал *Data,* когда *Clock* находится в логической единице. Контроллер на материнской плате читает данные, когда *Clock* находится в логическом нуле (рис. 3).

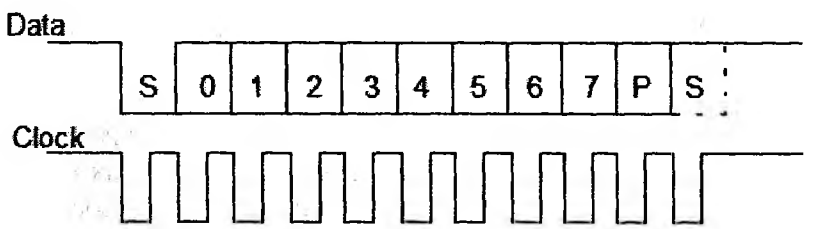


Рис. 3. Схема чтения данных контроллером

Частота сигнала *Clock* примерно 10 – 20 *кГц.* Время от фронта сигнала *Clock* до момента изменения сигнала *Data* не менее 5 микросекунд

Контроллер материнской платы сигнализирует устройству о невозможности приема, опустив сигнал *Clock* в логический ноль.

Для клавиатур характерна нестабильность тактовой частоты задающего генератора, поэтому она подвержена паразитной высокочастотной генерации. Следовательно, уровень излучения от клавиатуры может наблюдаться до частот 10 – 15 *МГц,* выше крайне редко. Спектр излучения клавиатуры линейчатый, сосредоточен в основном на частотах от единиц до сотен килогерц, с шагом 5 – 20 *кГц.* Поиск и измерение возможных опасных излучений сильно затруднены неинформативным ПЭМИ импульсных блоков питания системного блока (в диапазоне от единиц килогерц до первого десятка мегагерц) [9].

Интерфейс *USB* (*Universal Serial Bus* – Универсальный Последовательный Интерфейс) предназначен для подключения периферийных устройств к персональному компьютеру. Позволяет производить обмен информацией с периферийными устройствами на трех скоростях (спецификация *USB 2.0*):

- Низкая скорость (*Low Speed – LS*) – 1,5 *Мбит/с*;
- Полная скорость (*Full Speed – FS*) – 12 *Мбит/с*;
- Высокая скорость (*High Speed – HS*) – 480 *Мбит/с*.

Сигналы *USB* передаются по четырехпроводному кабелю, разъёмы которого схематично показаны на рис.4.

GND – цепь "корпуса" для питания периферийных устройств, *VBus* – +5V также для цепей питания. Шина *D+* предназначена для передачи данных, а шина *D* – для приема данных.

Кабель для поддержки полной скорости шины (*full-speed)* выполняется как витая пара, защищается экраном и может также использоваться для работы в режиме минимальной

скорости (*low-speed*). Кабель для работы только на минимальной скорости может быть любым и неэкранированным.

Шина *USB 2.0* является однонаправленной. То есть данные передаются либо в одну сторону, либо в другую (но не одновременно) по одной и той же витой паре:

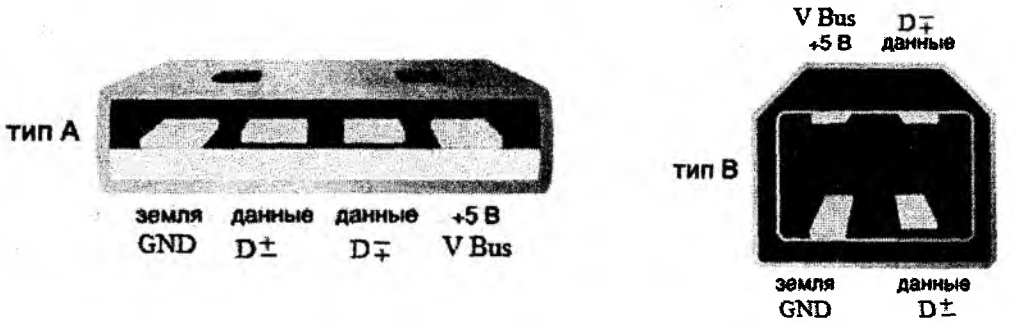


Рис. 4. Цоколёвка разъёмов USB

Рассмотренные интерфейсы передают информацию в последовательном коде, соответственно информация, вводимая клавиатурой в ПЭВМ потенциально, может быть перехвачена и декодирована злоумышленником.

Анализ возможности возникновения ПЭМИ в принтерах

В последнее время наибольшее распространение получили: матричные, струйные и лазерные принтеры.

Современные принтеры требуют высокоскоростной передачи данных по внешнему интерфейсу. Ранее производимые принтеры имеют параллельный интерфейс *Centronics* или более производительный *IEEE 1284*. Из последовательных интерфейсов в принтерах используется *RS-232C* для подключения к *COM*-порту. На сегодняшний день самым распространенным интерфейсом, используемым в принтерах, является *USB*.

Если используется порт по протоколу *USB 2.0*, то взаимообмен производится на произвольной частоте, которая может оказаться в диапазоне до 400 *МГц*. Эту частоту приходится определять непосредственными измерениями в кабелях интерфейса, так как проведение специальных исследований и последующих расчетов без знания этого значения невозможно.



Рис. 5. Принцип работы матричного принтера

В *матричном принтере* изображение формируется в параллельном коде, который поступает на печатающую головку, представляющую собой набор иголок, приводимых в действие электромагнитами (рис. 5). Головка располагается на каретке, движущейся по направляющим поперёк листа бумаги. При этом иголки в заданной последовательности наносят удары по бумаге через красящую ленту [10].

В разное время выпускались принтеры с 9, 12, 14, 18, 24 и 36, 48 иголками в головке. В настоящее время 9-игольчатые матричные принтеры занимают большую часть рынка.

Казалось бы, что передача информации на печатающую головку матричного принтера происходит по параллельному интерфейсу, поэтому перехваченная информация не представляет интерес для злоумышленника. Однако перехваченное сообщение при передаче семантического текста не будет случайным. Для расшифровки в сообщении каждого символа и всего сообщения в целом по принятому сигналу можно будет выбрать наиболее вероятный набор символов алфавита, а затем их уточнять по соседним символам в слове (предложении) и по

семантике текста. Таким образом, возможен перехват и расшифровка ПЭМИ матричного принтера.

В *лазерных принтерах* основным является фотопроводящий элемент (фотобарабан), который представляет собой металлический цилиндр, покрытый тонкой пленкой фоточувствительного полупроводника. Поверхность такого цилиндра можно зарядить положительным или отрицательным зарядом, который сохраняется до тех пор, пока барабан не освещен. Если какую-либо часть барабана экспонировать, покрытие приобретает проводимость и заряд стекает с освещенного участка, образуя незаряженную зону. На рис. 6 представлены конструкция и принцип работы лазерного принтера [11].

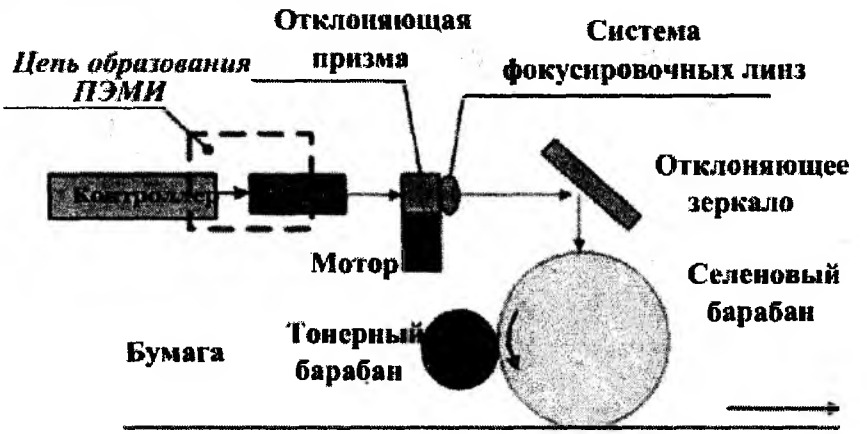


Рис. 6. Конструкция и принцип работы лазерного принтера

Для получения точечного изображения в принтере лазер включается и выключается при помощи управляющего микроконтроллера. Вращающееся зеркало разворачивает луч в виде строки скрытого изображения на поверхности фотобарабана. После формирования строки специальный шаговый двигатель поворачивает барабан для формирования следующей.

В лазерных принтерах сигнал на узел печати (лазерный диод) поступает в последовательном коде. Соответственно цепь, соединяющая внутренний контроллер с лазером, является наиболее уязвимым местом образования информативных ПЭМИ. Также опасность представляет собой и цепь протекания сигнала от персонального компьютера по *USB* интерфейсу на контроллер (рис. 7).

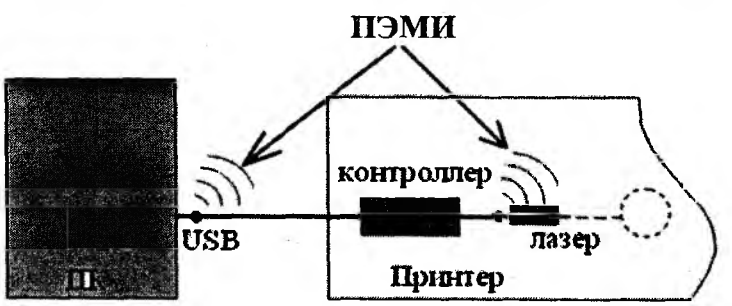


Рис. 7. Цепь протекания информативного сигнала в лазерном принтере

В *струйных принтерах* сигнал от внутреннего контролера на печатающую головку поступает в параллельном коде, разрядность которого соответствует количеству сопел, число которых в современных принтерах может достигать несколько сотен. Единственным уязвимым местом является интерфейсный кабель. Однако передача в принтер информации, выводимой на печать, по интерфейсному кабелю происходит только в начале печати в достаточно короткий интервал времени, что значительно затрудняет поиск частот ПЭМИ и их дальнейший перехват.

Проведенный анализ конструкций и принципов работы принтеров позволяет сделать вывод о том, что утечка информации по каналу ПЭМИ возможна только в лазерном и в некоторых матричных принтерах.

Анализ возможности возникновения ПЭМИ в мониторах ПЭВМ

Основным устройством вывода визуальной информации в ПЭВМ является монитор. Наиболее распространены мониторы двух типов: на основе электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) и плоские жидкокристаллические (ЖК).

Для обычных *мониторов на основе ЭЛТ* сигналы передаются в аналоговом VGA (Video Graphics Array) интерфейсе. Такой монитор содержит электронно-лучевую трубку с видеоусилителями сигналов яркости лучей, генераторы развёрток, блок питания и схемы управления этими узлами [12]. Функциональная схема ЭЛТ монитора показана на рис. 8.

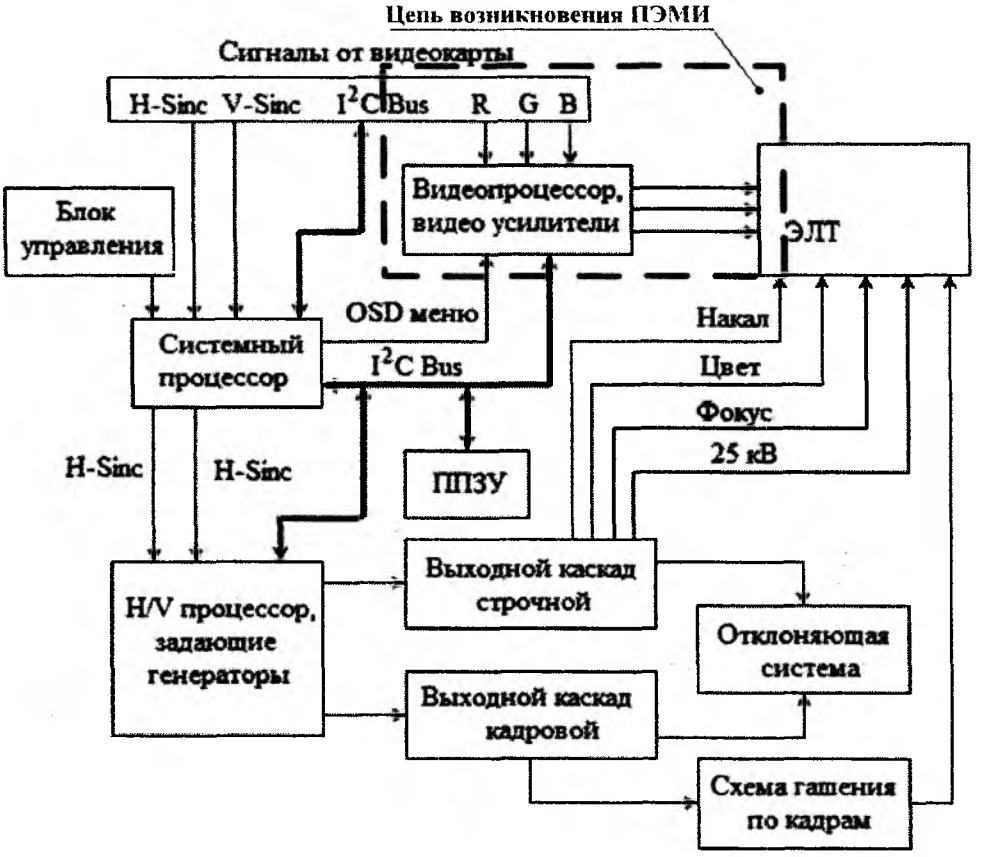


Рис. 8. Функциональная схема ЭЛТ монитора

Для передачи изображения на ЭЛТ-монитор используются сигналы интенсивности для каждого из трех основных цветов – RGB (Red – красный, Green – зеленый, Blue –синий), а также сигналы для управления ходом электронного луча – так называемые сигналы синхронизации горизонтальной (H) и вертикальной (V) разверток.

При суммировании сигналов с трех каналов в пространстве с помощью случайной антенны получается сигнал яркости. В общем случае такой сигнал достаточно просто декодировать злоумышленнику даже, когда в пространство излучается сигнал только от одного из RGB канала. При этом теряется только информации о цвете выводимого на экран изображения или текста.

Рассмотрим следующий тип мониторов – *ЖК мониторы*. Такой монитор представляет собой набор параллельных стеклянных пластин, между которыми расположены поляризаторы, прозрачные адресные электроды и жидкие кристаллы. Молекулы жидких кристаллов под воздействием электричества могут изменять свою ориентацию и вследствие этого изменять свойства светового луча проходящего сквозь них. На задней панели дисплея расположена лампа равномерной подсветки. Управляющая электроника построчно подает напряжение на определенные электроды, изменяя прозрачность соответствующих ячеек жидких кристаллов.

В результате создается изображение на экране ЖК монитора [13]. Структурная схема ЖК монитора представлена на рис. 9.

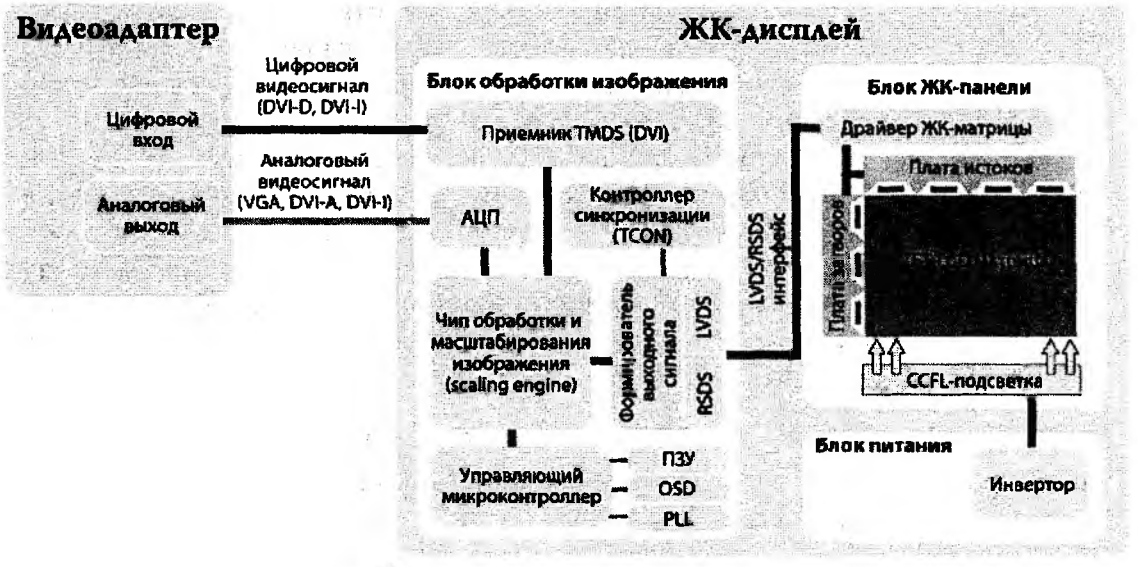


Рис. 9. Схема функциональных блоков ЖК монитора

В *ЖК* мониторах, как правило, применяются два типа интерфейса аналоговый *VGA* и цифровой *DVI* (*Digital Visual Interface*).

В основе протокола DVI находится предложенная Silicon Image технология быстродействующего последовательного интерфейса PanelLink, использующего метод разностных сигналов с минимизацией переходов – Transition Minimised Differential Signalling (TMDS). Фактически, данный стандарт объединяет три подвида: только аналоговый DVI-A, передающий аналоговый сигнал в формате VGA, чисто цифровой DVI-D и совмещенный DVI-I, объединяющий DVI-A и DVI-D в одном разъеме. Виды разъемов DVI представлены на рис. 10 [14].



Рис. 10. Виды разъемов DVI

Поскольку в DVI-A и DVI-I интерфейсах для совместимости с интерфейсом VGA видеоинформация продублирована в аналоговом виде то она, так же, как и у ЭЛТ-мониторов может быть перехвачена злоумышленником. Перехват информации, передаваемой по интерфейсу DVI-D, возможен лишь при условии, что ПЭМИ будут образоваться только в одном из трех цифровых RGB каналов.

Проведенный анализ мониторов ПЭВМ показал, что существует потенциальная возможность перехвата информации, выводимой на экран монитора.

Анализ возможности возникновения ПЭМИ в накопителях информации

Накопители на магнитных носителях, с точки зрения специалиста в области специальных исследований, должны разделяться, как минимум, на две части каждый – интерфейс связи между накопителем и системной шиной и цепь между узлом записи/считывания и внутренним контроллером. Для накопителя на жестком диске наиболее распространены интер-

зи между накопителем и системной шиной и цепь между узлом записи/считывания и внутренним контроллером. Для накопителя на жестком диске наиболее распространены интерфейсы: параллельный – *IDE* (минимум 32-разрядный) и последовательный – *SATA*. Для накопителя на дискете – последовательный, с тактовой частотой 250 *кГц* [15]. Цепи записи имеют последовательный код и их тактовые частоты и длительности импульсов постоянны только для дискет. Оптические диски разных моделей по интерфейсу, обычно – параллельные, по узлам считывания/записи – последовательные.

Наибольший интерес для злоумышленника представляет съём информации с жесткого диска. Однако перехват сопровождается помеховыми сигналами от того же диска, вызванными обращениями к нему системных служб операционной системы и запущенным программным обеспечением. Кроме того источник ПЭМИ – головка чтения/записи, находится внутри двойного экрана образованного корпусом жесткого диска и корпусом системного блока. Поэтому жесткие диски можно считать относительно защищёнными, в плане утечки информации через ПЭМИ, устройствами.

Экспериментальное исследование потенциально – опасных устройств ПЭВМ

В данной работе используется косвенный метод оценки защищенности информации, обрабатываемой ПЭВМ от возможной ее утечки за счет ПЭМИ. Он не использует проведение фактического обнаружения сигнала и основывается на применении в информационных излучающих цепях ПЭВМ тестовых сигналов в виде периодической последовательности информационных импульсов.

Для исследования ПЭМИ использовалась методика, описанная в [16]. Состав оборудования представлен на рис. 11 и включает в себя:

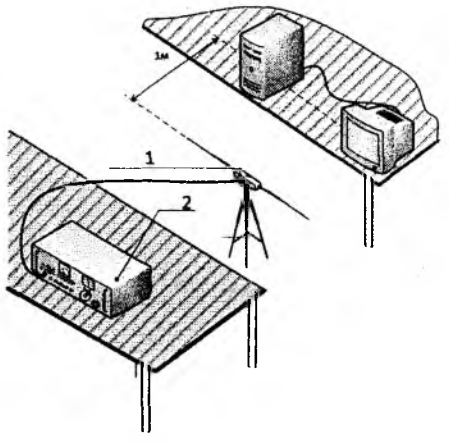


Рис. 11. Общий вид измерительной установки

1) антенны *DP3* (300 – 1000 *МГц*), *DP1* (80 – 300 *МГц*), рамочная антенна КВ-диапазона;

2) селективные микровольтметры *SMV 8.5*, *STV 303*.

Для того чтобы определить наиболее вероятный источник ПЭМИ в видеотракте ПЭВМ (рис. 12), проведены его экспериментальные исследования.

С помощью селективного микровольтметра *SMV – 8.5* выполнялся поиск сигналов, излученных всеми блоками видеотракта при включенном тестовом сигнале в диапазоне частот 110…600 *МГц*. Для исследования ПЭМИ отдельных блоков видеотракта ПК применялась следующая методика:

1. Измеряется общее излучение видеотракта при всех подключенных составляющих U_{Σ};
2. Измеряется уровень сигнала с отключенным монитором U';
3. Измеряется уровень сигнала с отключенным монитором и кабелем U''.

Далее рассчитываются уровни излучения отдельных составляющих видеотракта:

$$U_{\Sigma}{}^2 = U_{ву}{}^2 + U_{вк}{}^2 + U_a{}^2, \quad U_{ву} = \sqrt{U_{\Sigma}{}^2 - \left(U_{вк}{}^2 + U_a{}^2\right)},$$

$$U_{вк}{}^2 = (U')^2 - (U'')^2, \quad U_a = U'',$$

где U_{Σ} – уровень общего излучения видеотракта; $U_{ву}$ – уровень излучения видеоусилителя; $U_{вк}$ – уровень изучения видеокабеля; U_a – уровень сигнала видеоадаптера.

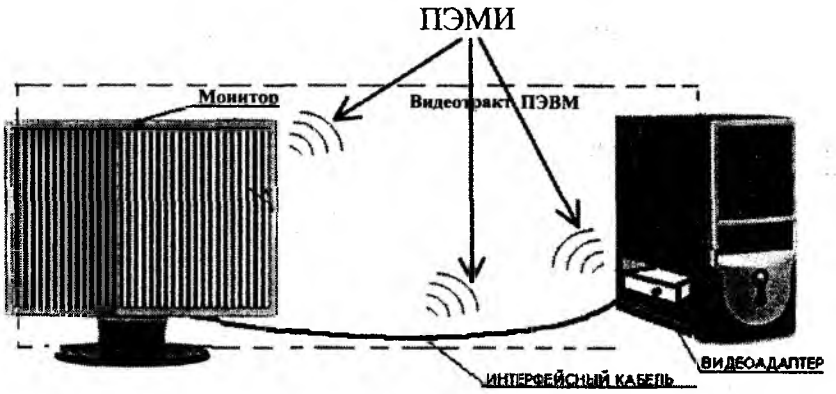


Рис. 12. Источники опасных сигналов в видеотракте ПЭВМ

Соотношение количества их ПЭМИ приблизительно одинаковое. Но по уровню излучений, монитор можно считать основным источником опасного сигнала. Результаты исследований занесены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты экспериментального исследования ПЭМИ отдельных блоков ПЭВМ

Блок видеотракта	Модели монитора											
	Samsung 765MB (17",ЭЛТ)*		*LG 575* (15",ЭЛТ) *		*Samsung 940 NW*(19",ЖК) *		*LG W2242T* (22",ЖК)**		*Packard Bell A520* (15")*		*Packard Bell A727/P**	
	Напряжение на входе селективного микровольтметра, *мкВ*											
Частота, *МГц*	190	1142	140	220	133	168	174	390	130	292	118	426
Видеоадаптер U_a	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
Видеокабель $U_{вк}$	4,5	6,9	2	1,7	2	0	0	2,8	1	2,5	15,8	1,6
Видеоусилитель $U_{ву}$	27,8	39,2	7	6,8	2,6	5	6,5	0	100	13	8	8,8
Общее излучение U_{Σ}	28,2	39,8	7,244	7	3,98	5	6,45	2,8	100	13,3	17,7	8,91

Примечание: *подключение по аналоговому интерфейсу (*VGA*); ** – по цифровому интерфейсу (*DVI*).

Проведено подробное исследование видеотракта с монитором *Packard Bell A727/P* (17", ЭЛТ). Результаты сведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты исследования видеотракта с монитором *Packard Bell A727/P*

F, *МГц*	118	119	142	166	178	189	212	238	260	282	308	332	356	379	403	425	450	478	535
Uc, *мкВ*	46	11	51	23	2	25	4	19	3	3	3	3	13	11	22	27	3	2	8
Источник ПЭМИ	к	к	к	к	к	м	м	м	м	к	к	м	м	м	м	м	м	к	к

Примечание: к – основной источник ПЭМИ – видеокабель; м – основной источник ПЭМИ – видеоусилитель.

В работе проведен эксперимент по исследованию ПЭМИ лазерных и матричных принтеров (табл.3 – 4).

Таблица 3

ПЭМИ лазерного принтера *HP 1300*

Частота ПЭМИ, *МГц*	Напряжение сигнала + шум, *дБ*	Напряжение шума, *дБ*	Напряжение сигнала, *мкВ*
130	24	10	15
300	35	3	56
470	13	8	3
980	-3	-5	0,4

Таблица 4

Результаты экспериментального исследования матричного принтера *EPSON LX – 1050*

Частота ПЭМИ, *МГц*	Напряжение сигнала + шум, *дБ*	Напряжение шума, *дБ*	Напряжение сигнала, *мкВ*
148	53	34	40
166	37	25	27
292	59	22	54
675	30	24	18
900	28	13	24
970	20	14	14

Полученные результаты подтверждают наличие потенциально-опасных ПЭМИ принтеров.

Результаты исследования ПЭМИ клавиатур ПЭВМ приведены в табл. 5-7.

Таблица 5

Результаты экспериментального исследования клавиатуры GEMBIRD

Частота ПЭМИ, *кГц*	Напряжение сигнала + шум, *дБмк*В	Напряжение шума, *дБмк*В	Напряжение сигнала, *мкВ*
123	20	7	9,7
156	16	9	5,6
175	26	12	19,5
203	32	15	39,4
231	8	6	1,5
258	18	14	6,2

Таблица 6

Результаты экспериментального исследования клавиатуры Fitper

Частота ПЭМИ, *кГц*	Напряжение сигнала + шум, *дБмкВ*	Напряжение шума, *дБмкВ*	Напряжение сигнала, *мкВ*
125	5	4	0,8
155	11	10	1,6
170	10	8	1,9
200	14	13	2,2
235	19	17	5,4
265	15	13	3,4
280	21	19	6,8
300	25	24	8
431	26	25	9

Таблица 7

Результаты экспериментального исследования клавиатуры Genius KB-06X2

Частота ПЭМИ, кГц	Напряжение сигнала + шум, дБмкВ	Напряжение шума, дБмкВ	Напряжение сигнала, мкВ
117	10	9	1,4
124	5	4	0,8
150	22	19	8,8
172	24	23	7,2
210	30	28	19,2
270	20	18	6
300	14	12	3
350	7	4	1,6
430	16	12	4,8
620	21	20,3	4,3
700	10	6	2,4

Полученный экспериментальный материал подтверждает наличие побочного излучения клавиатуры ПЭВМ. Клавиатуры с экранированным интерфейсным кабелем (например, Mitsumi KFK-EA4SA) ПЭМИ практически не имеют.

Выводы

В работе решается актуальная научно-прикладная задача выявления наиболее опасных источников ПЭМИ в ПЭВМ. Получены следующие результаты:

1. Выявлены наиболее опасные, с точки зрения утечки информации через ПЭМИ, устройства современных ПЭВМ, которыми являются мониторы, принтеры, клавиатура.

2. Экспериментально подтверждено наличие в выявленных устройствах побочных излучений.

3. Полученные результаты могут быть полезны для составления общей модели канала утечки информации через ПЭМИ, что позволит предварительно рассчитать зону защищенности на этапе строительства (реконструкции) объекта информационной деятельности, на котором обрабатывается информация с ограниченным доступом.

Список литературы: 1. *Wim van Eck, I. Neessen* and *P. Rijsdijk.* On the electromag-fields generated by video display units // Proc. symp. EMC. Zurich, March 1985. 2. *Волокитин, А.В., Маношкин, А.П., Солдатенков, А.В., Савченко, С.А., Петров, Ю.А.* Информационная безопасность государственных организаций и коммерческих фирм : Справочное пособие / под общей ред.Реймана Л.Д. – М. : НТЦ «ФИОРД-ИНФО», 2002. – 272с. 3. *Gorobets, N.N., Trivaylo,* A.V. Compromising emanations: overview and system analysis // Вісник Харк. нац. ун-ту ім. В.Н.Каразіна. Сер."Радіофізика та електроніка". № 883, вип. 15. – 2009. – С. 83-88. 4. *К вопросу* оценки уровня ПЭМИ цифрового электронного оборудования – режим доступа: http://kievsecurity.org.ua/box/7/K_voprosu_ocenki_urovnya_PEMI_cifrovogo_elektronnogo_oborudovaniya_p-5-.shtml 5. *Петраков,А. В.* Основы практической защиты информации : учеб.пособие. – М. : Радио и связь, 2001. – 368с 6. *Косарева, В.П., Королева, А.Ю.* Экономическая информатика и вычислительная техника. – М. : Финансы и статистика, 1996. 7. *Спесивцев, А., Вегнер, В., Крутяков, А., Серегин, В., Сидоров, В.* Защита информации в персональных ЭВМ. – М. : Радио и связь, МП "Веста", 1992. – 192 с. 8. *Гук, М.* Интерфейсы ПК : Справочник. – Спб. : ЗАО «Издательство Питер», 1999. – 416с. 9. *Пятачков, А.Г.* Защита информации, обрабатываемой вычислительной техникой, от утечки по техническим каналам. – М. : НП РЦИБ «Факел», 2007. 10 *Новиков, Ю., Черепанов, А.* Персональные компьютеры: аппаратура, системы, Интернет : учеб. курс. – СПб. : Питер, 2002. 11. *Михеева, Е.В.* Информационные технологии в профессиональной деятельности : учеб. пособие для сред. проф.образования. – М. : Изд. центр «Академия», 2004. 12. *Видеоадаптеры* и интерфейсы мониторов – режим доступа: http://www.sd-company.su/article/ computers/adapters_interfaces_monitors 13. *Обзор* технологий дисплеев на жидких кристаллах – режим доступа: http://itc. ua/articles/ obzor_tehnologij_displeev_na_zhidkih_kristallah_1457/.14. Цифровой Визуальный Интерфейс (Digital Visual Interface). – режим доступа: http://www.xserver.ru/ computer/computer/video/1/ 15. *Бузов, Г.А. , Калинин, С.В., Кондратьев, А.В.* Защита от утечки информации по техническим каналам. – 2005. – 416с. 16. *Зайцев, А.П., Шелупанов, А.А., Мещеряков, Р.В.* Технические средства и методы защиты информации. – М. : ООО «Изд-во Машиностроение», 2009. -508с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012

УДК 681.3.06: 519.248.681

В.И. РУЖЕНЦЕВ, канд. техн. наук, Р.В. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НАИБОЛЕЕ ЭФФЕКТИВНЫХ КРИПТОАНАЛИТИЧЕСКИХ АТАК НА СТАНДАРТ ШИФРОВАНИЯ FIPS-197

Сегодня для Украины актуален вопрос принятия нового стандарта шифрования данных. В качестве одного из претендентов на национальный стандарт может рассматриваться новый американский стандарт блочного симметричного шифрования FIPS-197 [1] (AES – Advanced Encryption Standard). В этих условиях актуально исследование особенностей этого достаточно нового шифра, в частности анализ криптостойкости этого шифра, поскольку требование стойкости к криптоаналитическим атакам в настоящее время считается одним из основных для блочных симметричных шифров. В целях изучения известных результатов о стойкости этого шифра к различным методикам криптонападений было решено реализовать несколько наиболее эффективных методов криптоанализа на практике. На наш взгляд, только в этом случае можно считать, что та или иная методика криптоанализа достаточно глубоко изучена и освоена.

Цель данной работы – изложение основных результатов, полученных при реализации на практике интегральной (square) атаки и атаки невыполнимых дифференциалов на ослабленный алгоритм шифрования FIPS-197.

В спецификации шифра [2], а также некоторых других работах [3 – 5] представлены результаты оценки стойкости алгоритма шифрования к различным криптоаналитическим атакам. Эти результаты сведены в табл. 1.

Таблица 1

Виды криптоатак	Минимальное число циклов, при котором шифр стойкий	Показатели известных атак на AES (rijndael-128)		
		Максимальное число циклов	Вычислительные ресурсы, экв. опер.	Память
Дифференциальная	4	3	2^{54}	мало
Линейная	4			
Усеченный дифференциал	4	3	2^{8}	мало
Невозможный дифференциал	6	5	2^{36}	2^{42}
Интерполяционная	5			
Интегральная	7	6	2^{72}	2^{32}

Из представленных в таблице данных следует, что наиболее эффективными из известных криптоаналитических методик являются интегральная атака и атака невыполнимых дифференциалов. Обе эти атаки относятся к классу атак с подобранными открытыми текстами, то есть для их реализации криптоаналитику необходимо иметь достаточное множество криптограмм, полученных при зашифровании специально подобранных открытых текстов на одном и том же секретном ключе (см. рис. 1).

Интегральная атака на шифр rijndael (FIPS-197) предложена в [2]. Интегральной атака так названа, потому что в атаке рассматривается прохождение через преобразования шифра суммы состояний. Здесь и далее под различными состояниями понимаются некоторые промежуточные значения блоков преобразуемых данных в процессе их зашифрования. Подобно тому, как в дифференциальном криптоанализе производится "транспортирование" разности через преобразования шифра, в данной атаке через циклы шифра проводится значение суммы состояний.

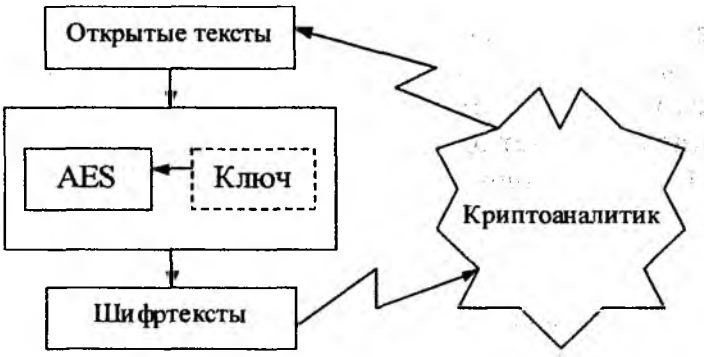


Рис. 1

Если имеется возможность с высокой вероятностью предсказать значение некоторых битов суммы состояний после r циклов шифрования, то это означает, что может быть организована интегральная атака на $(r+1)$-цикловый шифр. В ходе атаки перебираются возможные подключи последнего цикла и для каждого варианта производится дешифрование одного цикла для всего множества имеющихся криптограмм. Если в результате суммирования информационных блоков, полученных при одноцикловом дешифровании, на известных позициях будет получено нужное значение, то с высокой вероятностью проверяемая часть подключа последнего цикла является верной. Опираясь на известные источники [2, 3], изложим более подробно основные моменты организации атаки.

В атаке используется та особенность шифра, что при подаче на вход шифра множества специально подобранных открытых текстов сумма всех состояний, полученных при трехцикловом зашифровании, будет равняться 0 на всех битовых позициях. Последовательность изменения суммы состояний при выполнении трех циклов шифрующих преобразований представлена на рис. 2.

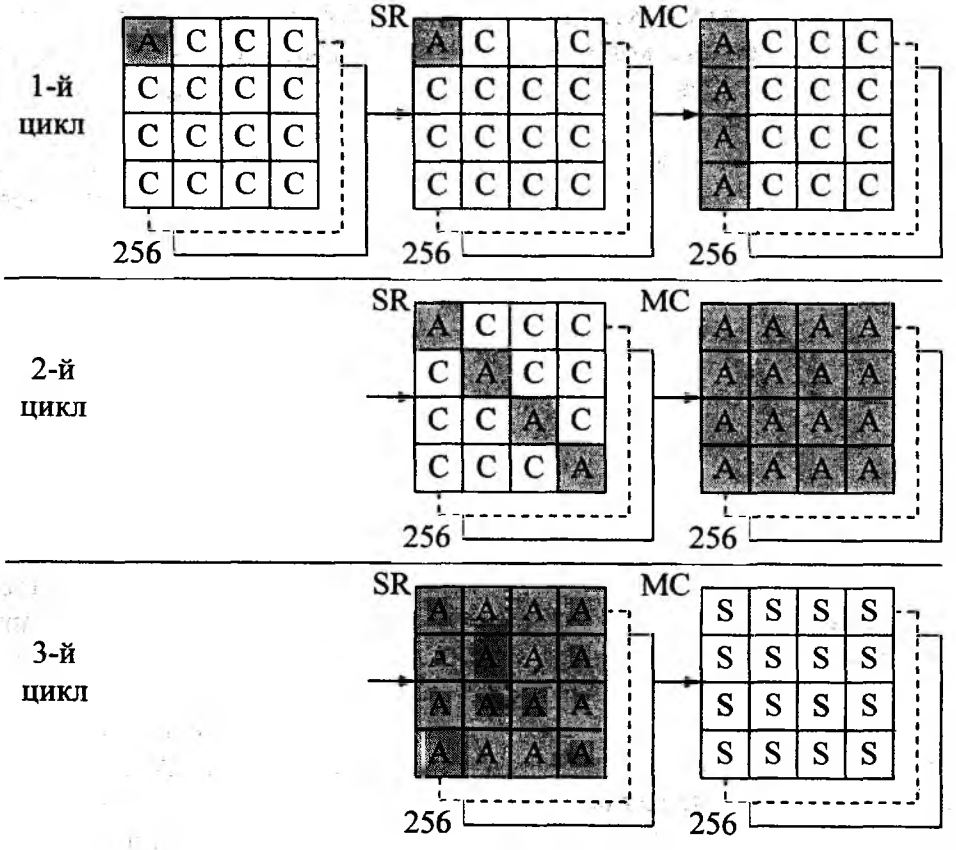


Рис. 2

Итак, на вход шифра (рис. 2) поступает множество из 256 открытых текстов, которое содержит один активный байт (обозначен буквой «A»), в котором каждый открытый текст содержит отличное от остальных открытых текстов значение, и 15 пассивных байтов, в которых все 256 состояния содержат одинаковые значения (обозначены символом «C»). Символом «S» отмечены байты, в которых при суммировании всех 256 состояний будет получен 0, при этом на позициях, отмеченных символами «A» и «C», также при суммировании будут получены 0.

Рассмотрим теперь прохождение исходного множества через преобразования шифра. Заметим, что операции нелинейной подстановки (*ByteSub*) и сложения с ключом (*AddRK*) не изменяют характер множества, которое состоит из байтов A и C. Поэтому на рис. 2 эти преобразования не отражены.

ShiftRow изменяет позиции активных байтов. Если на вход операции *MixColumn* поступает 4-байтовая колонка с одним активным байтом, то на выходе преобразования будет получено 4 активных байта [2, 3]. Действительно, рассмотрим две 4-байтовые колонки, которые отличаются в одном (первом) байте: (a', b, c, d) и (a, b, c, d). Разность между этими колонками после их умножения на матрицу в ходе операции *MixColumn* будет равна (02·(a'⊕a), 01·(a'⊕a), 01·(a'⊕a), 03·(a'⊕a)). Поскольку в первом цикле на вход *MixColumn* поступают 256 состояний, любые два из которых отличаются в одном байте первой колонки и совпадают в остальных, то после этой операции любые два состояния из рассматриваемого множества будут отличаться в 4 байтах первой колонки. Следовательно, в каждом из 256 состояний в этих 4 байтах будут содержаться значения, отличающееся от значений на этих позициях в остальных 255 состояниях, другими словами эти четыре байта будут активными для рассматриваемого множества состояний, то есть будут обозначаться символом "A".

Проследим теперь преобразование исходного множества открытых текстов при его прохождении через циклы алгоритма. До первой операции *MixColumn* характер множества не изменится. Операция *MixColumn* первого цикла преобразует множество с одним активным байтом в множество с четырьмя активными байтами. Эти четыре активных байта попадают по одному в разные 4-байтовые колонки в результате выполнения последующей операции *ShiftRow*, и поэтому после операции *MixColumn* второго цикла множество будет содержать 16 активных байтов (см. рис. 2).

До операции характер множества не изменится. Рассмотрим более детально операцию *MixColumn* третьего цикла. Если обозначить байты до этого преобразования через a, а после преобразования – b, то для каждого байта на выходе преобразования можно записать

$$\begin{aligned}\bigoplus_{256} b_{i,j} &= \bigoplus_{256}(2\cdot a_{i,j} \oplus 3\cdot a_{i+1,j} \oplus 1\cdot a_{i+2,j} \oplus 1\cdot a_{i+3,j}) = \\ &= 2\cdot(\bigoplus_{256} a_{i,j}) \oplus 3\cdot(\bigoplus_{256} a_{i+1,j}) \oplus (\bigoplus_{256} a_{i+2,j}) \oplus (\bigoplus_{256} a_{i+3,j})\cdot\end{aligned} \qquad (1)$$

Поскольку до преобразования побитовая сумма по модулю 2 всех 256 состояний равнялась 0 на всех позициях, то равенство (1) приводится к соотношению

$$2\cdot 0 \oplus 3\cdot 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0.$$

Это означает, что сумма всех состояний после операции *MixColumn* третьего цикла попрежнему будет давать 0 во всех битовых позициях (на рис. 2 байты состояний после этой операции обозначены «S»). Это свойство рассматриваемого множества нарушает операция *ByteSub* четвертого цикла, поэтому для шифра Rijndael удается провести сумму только через три цикла, но как показано в [2, 3], этого достаточно для организации атаки даже на шестицикловый шифр. Параметры известных интегральных атак на шифр AES сведены в табл. 3.

Из табл. 3 видно, что на практике достаточно просто может быть реализована атака на четырехцикловый шифр. Сценарий атаки состоит из следующих основных шагов:

1. Формируется 256*2 специальных открытых текстов и вырабатываются соответствующие им криптограммы.

2. Последовательно по очереди подбирается каждый байт подключа последнего (четвертого) цикла, таким образом, чтобы при дешифровании последнего цикла получилось множество состояний, сумма которых даст 0 в соответствующем байте состояния.

3. Из найденного на предыдущем этапе подключа четвертого цикла восстанавливается исходный секретный (мастер) ключ.

Таблица 3

Количество циклов	Требуемые ресурсы	
	Затраты на вычисления, операции шифрования	Память, байты
4	2^9	2^9
5	2^{40}	2^{11}
6	2^{72}	2^{32}

В соответствии с описанной методикой разработана программная реализация атаки на шифр rijndael с четырьмя циклами. Реализация выполнена в виде двух приложений. Первое приложение, используя ключ из файла 1, формирует необходимые пары открытый текст-криптограмма и сохраняет их в файлах. Второе приложение считывает криптограммы из соответствующего файла, используя криптограммы последовательно определяет все байты подключа четвертого цикла. Затем, из этого подключа восстанавливает исходный секретный ключ, который сохраняется в файле 2. В результате в файлах 1 и 2 оказываются идентичные ключи.

Основными итогами проведенного вычислительного эксперимента стало следующее:

- подтверждена правильность расчетов относительно возможности выполнения интегральной атаки и требуемых для этого вычислительных затрат и затрат памяти;
- продемонстрировано, что при возможности выбора около 512 открытых текстов и получении соответствующих им криптограмм секретный ключ, используемый в четырехцикловом шифре Rijndael, может быть определен со сложностью близкой к 2^9 операций шифрования, то есть такой ослабленный алгоритм взламывается в считанные доли секунды на любом компьютере.

Атака невыполнимых дифференциалов на шифр AES предложена в работе [3]. Данная криптоаналитическая методика называется атакой невыполнимых дифференциалов, поскольку в атаке используются дифференциалы специального вида – те, которые не могут выполниться, т. е. имеющие нулевую вероятность. Атака невыполнимых дифференциалов на r-цикловый шифр обычно становится возможной, когда имеется (r-1)-цикловый невыполнимый дифференциал.

Суть атаки заключается в следующем: на некотором цикле (обычно первом или последнем) делается предположение о примененном подключе или о его части (выполняется перебор цикловых ключей), а на остальных циклах предполагается выполнение "невыполнимого" дифференциала. Если на проверяемом цикловом ключе-кандидате возможно получение разностей, определенных "невыполнимым" дифференциалом, то этот ключ отбрасывается как ошибочный. В результате такого перебора остается ограниченное множество цикловых ключей-кандидатов.

Используя материалы работы [3], изложим более подробно основные моменты организации атаки невыполнимых дифференциалов на шифр Rijndael.

В основе известной атаки на пятицикловый шифр лежит четырехцикловый невыполнимый дифференциал, который используется для циклов со 2-го по 5-й (см. рис. 3).

На рис. 3 закрашенные ячейки обозначают наличие в соответствующем байте разности, отличной от нуля, незакрашенные ячейки обозначают нулевую разность

При прохождении разности через преобразования шифра позиции активных байтов изменяются при выполнении преобразований *ShiftRow* и *MixColumn* (на рис. 3 обозначается как SR и MC).

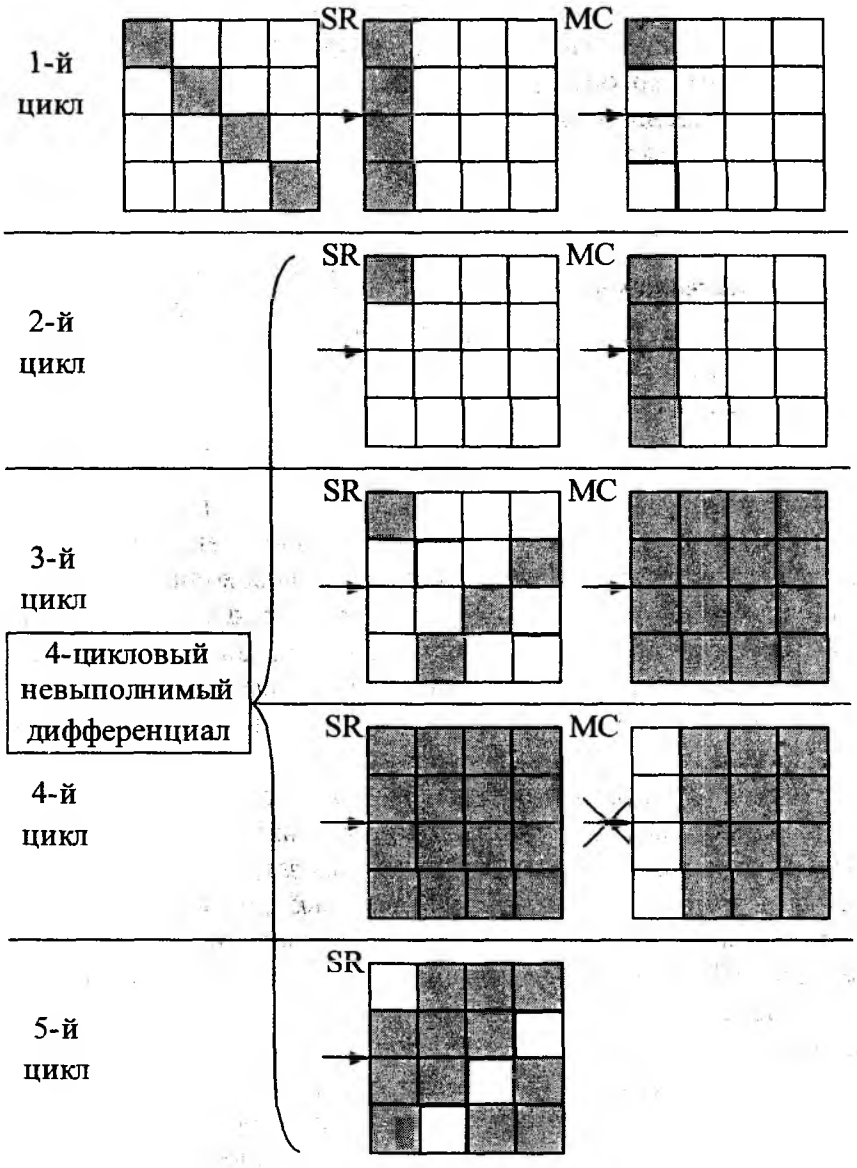


Рис. 3

Если *ShiftRow* просто меняет позиции активных байтов, то *MixColumn* меняет как п ции, так и количество активных байтов в рамках каждой колонки таким образом, что суммарное число активных байтов до и после этого преобразования в любой колонке не менее 5 (кроме случая, когда разность на входе в преобразование не содержит ни одного активного байта в колонке – тогда выходная разность также не будет содержать активных байтов). Случай, когда на вход операции *MixColumn* поступает четырехбайтовая колонка с одним активным байтом, рассмотрен при описании интегральной атаки, и как уже было показано, в этом случае на выходе преобразования всегда будет получаться четыре активных байта.

В соответствии с приведенным на рис. 3 четырехцикловым невыполнимым дифференциалом, если на входе имеется разность в одном байте (любом из четырех), то после четырех циклов не может быть получена разность с нулевыми значениями хотя бы в одной из комбинаций байтов 0,7,10,13; 1,4,11,14; 2,5,8,15; 3,6,9,12 (каждая комбинация соответствует одной пассивной колонке после операции *MixColumn* четвертого цикла). В ходе выполнения атаки рассматриваются пары открытых текстов, которые обладают заданным входным значением разности (начальное значение на рис. 3). Эти пары зашифровываются пятицикловым алгоритмом. Если разность какой-либо пары криптограмм оказывается равной нулю в одной из

перечисленных комбинаций байтов, то это значит, что после первого цикла не могла быть получена разность с единственным активным байтом, и поэтому подключи первого цикла, которые позволяют получить один активный байт после первого цикла, являются неверными. Эти варианты ключей находятся традиционным для дифференциального криптоанализа путем, рассматриваются последовательно все возможные варианты разности на выходе первого цикла, в которых активен один байт.

В ходе исследований нами была предложена атака на четырехцикловый шифр, которая требует значительно меньших вычислительных затрат и затрат памяти и поэтому может быть реализована на практике. Показатели известной и предлагаемой атак представлены в табл. 4.

Таблица 4

Количество циклов	Требуемые ресурсы		
	Затраты на вычисления, операции шифрования	Память, байты	Количество пар открытых текстов-криптограмм
4	2^{33}	2^{29}	2^{16}
5	2^{36}	2^{42}	$2^{29,5}$

Схема предлагаемой атаки представлена на рис. 4.

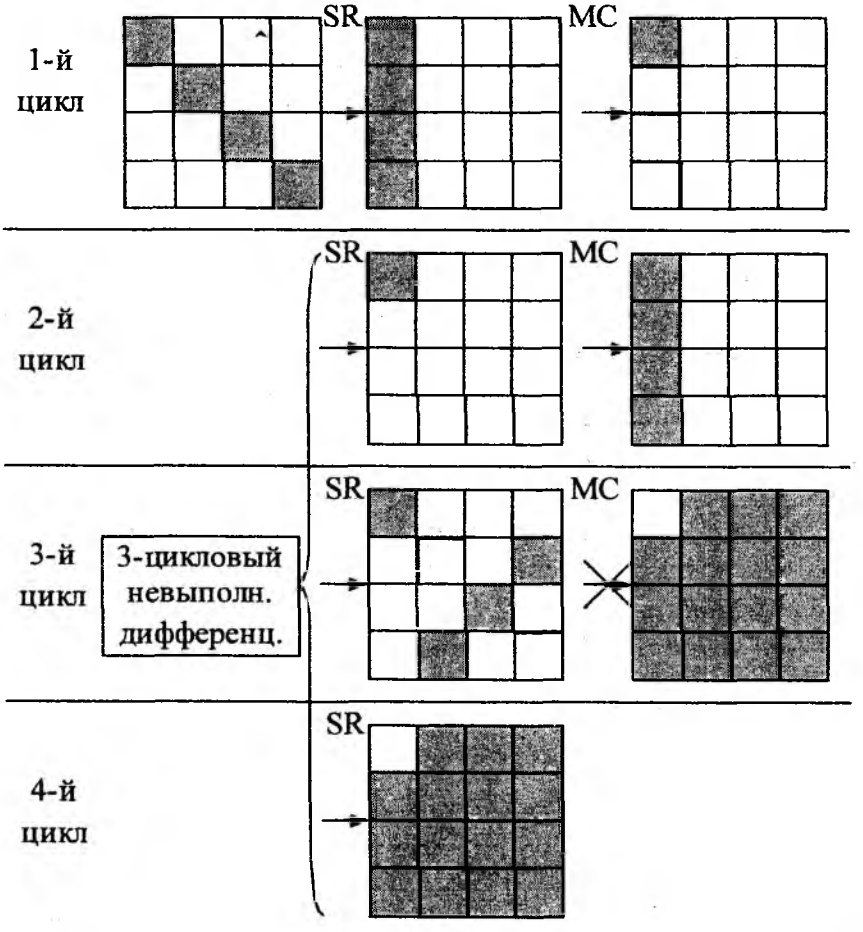


Рис. 4

В предлагаемой атаке используется трехцикловый невозможный дифференциал, который представлен на рис. 4. Если на вход второго цикла поступает разность с одним активным байтом (этот байт может находиться на любой позиции), то после четвертого цикла все байты должны быть активными, т.е. должны содержать ненулевую разность, следовательно, выходная разность хотя бы с одним пассивным байтом получиться не может.

В ходе атаки рассматриваются пары открытых текстов, обладающие заданной входной разностью (активные байты расположены по главной диагонали (см. рис. 4)). Для этих открытых текстов вырабатываются криптограммы с использованием четырехциклового алгоритма шифрования. И если разность криптограмм равна нулю хотя бы в одном из байтов, то это свидетельствует о том, что на входе второго цикла не могла быть разность с только одним активным байтом. Поэтому все подключи первого цикла, которые приводят к такой ситуации, следует отбросить как неверные. Целью атаки является нахождение и исключение всех неверных ключей, в результате должен остаться только один вариант 32-битного фрагмента подключа первого цикла, который и будет верным.

Выполненные расчеты показали, что для исключения всех неправильных 32-битных фрагментов ключа необходимо проанализировать около 2^{16} открытых текстов, из которых может быть составлено примерно $(2^{16})^2/2 = 2^{31}$ пар с нужной входной разностью и найдено около $\frac{2^{31}}{16} = 2^{27}$ пар, которые обладают при этом и требуемой выходной разностью. Таким образом, сценарий предлагаемой атаки состоит из следующих этапов:

1. Формируется 2^{16} специфических открытых текстов и с помощью четырехциклового алгоритма вырабатываются соответствующие им криптограммы.

2. Среди криптограмм находятся такие пары, разность которых равна 0 хотя бы в одном байте.

3. Последовательно рассматриваются 2^{10} варианта разности с одним активным байтом на выходе первого цикла, для каждого варианта находятся ключи, которые для данных открытых текстов позволяют получить такую разность после первого цикла. Все найденные на третьем шаге 32-битные фрагменты подключа первого цикла исключаются из полного множества 2^{32} вариантов.

В результате атаки необходимо исключить все неправильные 32-битные фрагменты подключа первого цикла.

В соответствии с описанной методикой разработана программная реализация атаки на шифр Rijndael с четырьмя циклами. Атака реализована в виде двух приложений. Первое приложение, используя 16-байтовый ключ из файла, позволяет набрать необходимое количество пар открытый текст-криптограмма и сохранить их в файлах. Второе приложение считывает открытые тексты и криптограммы из соответствующих файлов и, действуя дальше по изложенной методике, начинает находить неверные варианты 32-битного фрагмента подключа первого цикла. Каждый найденный неверный вариант фрагмента фиксируется единичным значением в бите, который соответствует этому значению в массиве из 2^{32} битов. С определенным интервалом массив из 2^{32} битов (2^{29} байтов) сохраняется в файле.

В ходе вычислительного эксперимента приложение, которое определяет неверные 32-битные фрагменты подключа первого цикла, проработало около 20 часов и за это время обнаружило около 30 000 000 $\approx 2^{24,8}$ неверных вариантов 32-битного фрагмента, проанализировав при этом $\approx$ 29000 пар открытых текстов, которые обладают требуемой входной разностью и чьи криптограммы содержат нулевую разность хотя бы в одном байте. От общего числа таких пар, которое необходимо рассмотреть, это составляет $\frac{29000}{2^{27}} \cdot 100\% = 0{,}02\%$

Исходя из этого для завершения работы потребуется 5000*20 = 100000 часов.

Вычислительный эксперимент показал, что методика невыполнимых дифференциалов является достаточно ресурсоемкой, поскольку в отличие от криптоаналитических атак в которых выполняется поиск верных значений ключа, здесь верное значение находится путем исключения всех неверных значений из достаточно большого числа вариантов. Поэтому даже для шифра с небольшим количеством циклов, реализация атаки невыполнимых дифференциалов сопряжена с относительно высокими вычислительными затратами и затратами памяти.

В ходе выполненного вычислительного эксперимента было выявлено значительное расхождение между теоретическими и практическими показателями сложности данной атаки. На наш взгляд, в первую очередь, это можно объяснить тем, что теоретический расчет сложности атаки не учитывает высокой ресурсоемкости работы с массивами большой размерности.

При этом результаты вычислительного эксперимента подтвердили работоспособность данной криптоаналитической методики, которая для многих шифров, в том числе и для четырех- или пятициклового алгоритма AES, является одной из наиболее эффективных.

Следует отметить, что реализация атаки невыполнимых дифференциалов без особых трудностей может быть распараллелена для решения на нескольких ЭВМ, что позволит снизить временные затраты на реализацию данной атаки в соответствующее число раз.

Список литературы: 1. *National* Institute of Standards and Technology Advanced encryption algorithm (AES) development // FIPS 197, U.S. Department of Commerce, Nov. 2001. 2. *Daemen, J., Rijmen, V.* AES Proposal Rijndael, AES Round 1 Technical Evaluation CD-1: Documentation, National Institute of Standards and Technology, Aug 1998. See http://www.nist.gov/aes. 3. *Biham, E., Keller, N.* Cryptanalysis of Reduced Variant of Rijndael, http://cscr.nist.gov/encryption/aes/round2/conf3/aes3papers.html. 4. *Sugita, M., Kobara, K.* Relationships among differential, truncated differential, impossible differential cryptanalyses against word-oriented block cipher like Rijndael, E2 // National Institute of Standards and Technology, http://www.nist.gov/aes. 5. *Aoki, K.* Practical Evaluation of Security against Generalized Interpolation Attack. IEICE Transactions Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences (Japan), Vol. E83-A, No. 1, pp. 33–38, 2000. (A preliminary version was presented at SAC'99).

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.05.2012

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.396.67:621.314.6

А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ К ТРУДНОДОСТУПНЫМ ОБЪЕКТАМ НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ФОКУСИРОВКОЙ ИЗЛУЧЕНИЯ

Введение

В [1 – 3] изложено состояние работ по системам беспроводной передачи энергии (БПЭ), теоретический анализ целесообразности и возможности создания систем БПЭ малой дальности к труднодоступным наземным объектам расположенным в горах, на островах морей и крупных озер. Предложены варианты и принципы построения таких систем БПЭ. В них используются передающая подсистема БПЭ на основе многопозиционной системы излучателей (МСИ) с пространственно-фазово-частотной (ПФЧ) фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных сигналов и в качестве приемной подсистемы – ректенна. В [1, 2] приведены пространственно-временные и энергетические характеристики излучаемых передающей подсистемой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных сигналов. В работах [1, 3] обоснованы структура и особенности требований к параметрам сфокусированных пространственно-временных импульсов (ПВИ) передающей подсистемы и системы БПЭ в целом. Определены производительность этих систем БПЭ, зоны биологической безопасности для обслуживающего персонала и местного населения. Однако в указанных работах не были проведены статистический анализ и оценка влияния случайных и детерминированных отклонений заданных электрических параметров излучаемых сигналов, конструктивных параметров МСИ предложенных передающих подсистем БПЭ.

В составе предложенных передающих подсистем БПЭ на многопозиционной системе излучателей с ПФЧ фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных излучаемых сигналов в качестве излучателей МСИ используются радиолокационные станции (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР) и когерентными импульсными излучаемыми сигналами. Для формирования передающей подсистемой БПЭ последовательностей сфокусированных ПВИ с требуемыми параметрами необходимо задать специальные законы распределения начальных фаз и частот излучаемых сигналов по излучателям МСИ [1 – 3]. Анализ предложенного метода формирования последовательностей коротких ПВИ при использовании одноступенчатого дискретного V-образного закона распределения несущих частот по излучателям МСИ в [1 – 3] проводился без учета возможных ошибок установки начальных фаз и несущих частот в передающих каналах. Однако при практическом осуществлении синфазного сложения полей от большого количества источников излучения за счет случайных неконтролируемых изменений параметров закона ПФЧ управления излучаемыми сигналами возможно существенное ухудшение характеристик системы БПЭ. Поэтому возникает необходимость исследования влияния различного рода отклонений от заданных значений параметров закона ПФЧ управления излучаемых сигналов в излучателях МСИ на формирование требуемых последовательностей ПВИ. При этом необходимо исследовать влияние ошибок в установке заданных значений начальной фазы, несущей частоты и дискретности ее установки на характеристики формируемых ПВИ. Кроме того, на уровень спектральной плотности потока мощности электромагнитного излучения (ЭМИ), создаваемого в точке фокусировки на ректенне приемной подситемы БПЭ, могут оказывать негативное воздействие конструктивные параметры МСИ передающей подсистемы БПЭ, влияющие на точность осуществления фокусировки ЭМИ в заданной точке пространства. Таким основ-

ым конструктивным параметром для МСИ являются ошибки по точности установки координат фазовых центров отдельных источников излучения в МСИ.

Цель статьи – устранение этих пробелов, а именно – статистическая оценка требований ю точности установки координат фазовых центров, значений начальных фаз, несущих частот и дискретности их установки по излучателям МСИ передающей подсистемы БПЭ.

Статистическая оценка требований по точности установки координат фазовых центров излучателей в многопозиционной системе излучателей передающей подсистемы беспроводной передачи энергии

МСИ с нечетным числом излучателей, при расположении ее центрального излучателя в начале прямоугольной декартовой системы координат, создает в момент времени t в точке наблюдения с координатами x, y, z поле излучения с плотностью потока мощности, которое рассчитывается по выражению, имеющему вид [1, 2, 4]:

$$S(x,y,z,t)=\left|\sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}}\sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}}\exp\left\{-j\left[2\pi f_{0n}\left(t-\frac{R_n}{c}\right)+\varphi_{0n}\right]\right\}\right|^2, \qquad (1)$$

где P_n и G_n – излучаемая мощность и коэффициент усиления отдельного источника излучения в МСИ; $R_n=[(x-x_n)^2+(y-y_n)^2+(z-z_n)^2]^{1/2}$–расстояние до точки наблюдения от n-го излучателя; f_{0n} – начальная частота n-го излучателя в МСИ; φ_{0n} – начальная фаза n-го излучателя в МСИ; N – количество источников излучения в МСИ.

Из (1) видно, что качество фокусировки ПВИ зависит от степени обеспечения заданных координат фазовых центров источников излучения x_n, y_n, z_n. Однако при создании конкретной МСИ передающей подсистемы БПЭ малой дальности к труднодоступным наземным объектам возможны ошибки в обеспечении выбранных координат фазовых центров излучателей, и законы изменения мгновенных фаз не будут соответствовать требованию когерентного сложения сигналов излучателей в заданной точке фокусировки в пространстве (на ректенне приемной подсистемы БПЭ). Поэтому процесс формирования последовательности сфокусированных ПВИ может быть нарушен. Для обоснования требований к точности расположения фазовых центров излучателей в плоских ФАР и МСИ проведем математическое моделирование поля излучения при использовании ПФЧ фокусировки одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных излучаемых сигналов при наличии указанных ошибок.

Влияние ошибок в расположении фазовых центров отдельных источников излучения при равновероятном законе их распределения на математическое ожидание нормированной плотности потока мощности плоской ФАР можно оценить на основе (1) по выражению

$$\left\langle S_{\text{н}}(x,y,z,t)\right\rangle=\left\langle\frac{1}{S_{\max}}\left|\sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2}\sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}}\exp\left\{-j\left[2\pi f_{0n}\left(t-\frac{R_n^{\Delta}}{c}\right)+\varphi_{0n}\right]\right\}\right|^2\right\rangle, \qquad (2)$$

где $S_{\max}$ – максимальное значение плотности потока мощности плоской МСИ.

Расстояние до точки наблюдения от каждого излучателя МСИ с учетом ошибок расположения фазовых центров

$$R_n^{\Delta}=\sqrt{(x-x_n^{\Delta})^2+(y-y_n^{\Delta})^2+(z-z_n^{\Delta})^2}\ ; \qquad (3)$$

где $x_n^{\Delta}=x_n+\Delta x\Psi_1$, $y_n^{\Delta}=y_n+\Delta y\Psi_2$, $z_n^{\Delta}=z_n+\Delta z\Psi_3$ – значения координат фазовых центров излучателей в МСИ с учетом ошибок; Δx, Δy и Δz – максимальные значения ошибок расположения фазовых центров излучателей ; Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 – равномерно распределенные в интервале [-1,1] случайные числа.

Требуемые законы распределения начальных фаз, для осуществления когерентного сложения полей от источников излучения многопозиционной системы излучателей с ПФЧ

фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных излучаемых сигналов в выбранной точке фокусировки при отсутствии ошибок в расположении излучателей, имеют вид [1, 2, 4]:

$$\varphi_{0n} = -2\pi f_{0n}\left(\frac{z_F}{c} - \frac{R_{Fn}}{c}\right), \tag{4}$$

где $R_{Fn} = \sqrt{(x_F - x_n)^2 + (y_F - y_n)^2 + (z_F - z_n)^2}$ – расстояние между точкой фокусировки с координатами $P_F(x_F, y_F, z_F)$ и центром n-го источника излучения с координатами (x_n, y_n, z_n), а распределение несущих частот по излучателям МСИ:

$$f_{0n} = f_0 + |n|\Delta F_n, \tag{5}$$

где $n \in [-(N-1)/2; \ldots 0; \ldots (N-1)/2]$; f_0 – несущая частота центрального источника излучения в МСИ.

Рассмотрим влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей на характеристики поля излучения МСИ. С целью сопоставимости и наглядности оценки, для оценки энергетических и временных характеристик многопозиционной системы излучателей с фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных импульсов, проведем математическое моделирование на аналогичной МСИ, для которой проводилось в [1, 2] математическое моделирование. Эффективная база МСИ $L_{эф}$=1000 м; λ=0,1 м; N=33 и $P_n = 10$ кВт ($P_{изл} = P_n N = 330$ кВт). Шаг частоты между соседними источниками излучения составляет $\Delta F = 6{,}25$ МГц и, соответственно, максимальный разнос несущих частот $\Delta F_{max} = 100$ *МГц*, что позволяет формировать последовательность ПВИ длительностью $\tau_{пви} = 10$ *нс* с периодом повторения $T_{ПВИ}$=160 *нс*. Система координат и положение излучателей в МСИ с фокусировкой ЭМИ в точке $P_F(x_F, y_F, z_F)$ приведены на рис. 1.

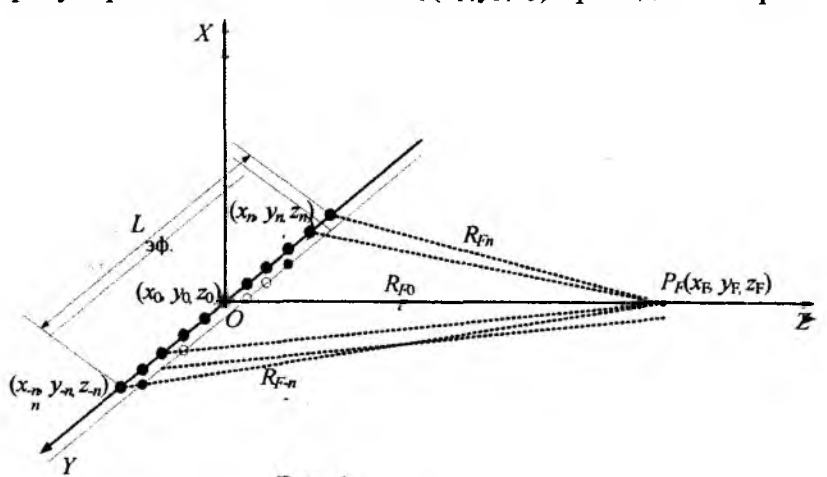


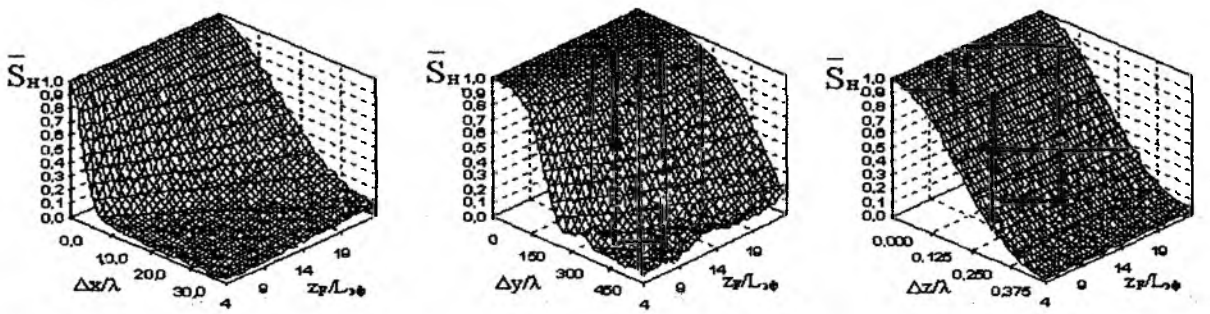
Рис. 1

Как было показано в [2], фокусировка ЭМИ в рассматриваемой малобазовой МСИ возможна уже на дальностях, превышающих в 2 – 4 раза размер эффективной базы $L_{эф}$. При этом структура сформированной последовательности ПВИ изменяется с увеличением дальности фокусировки [2, рис. 6 – 8]. Исходя из этого, рассмотрим влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей на характеристики поля излучения МСИ с учетом дальности фокусировки. Проведем анализ влияния указанных нестабильностей на уровень пиковой мощности сфокусированной последовательности ПВИ. Проведем оценку максимальных значений ошибок расположения фазовых центров излучателей, при которых уровень мощности сфокусированных ПВИ изменяется не более чем на 10 %.

На рис. 2 приведены зависимости математического ожидания нормированной плотно-

сти потока мощности излучения МСИ от ошибок Δx, Δy и Δz соответственно, рассчитанные по выражению (2) и (3) при использовании ОСД V-образного закона распределения частот (см. (4), (5)) при изменении дальности до точки фокусировки от $z_F = 4{,}0L_{эф}$ до $z_F = 24{,}0L_{эф}$.

Как видно из рис. 2, *а*, влияние ошибок расположения излучателей по оси 0X на уровень $\overline{S}_н$ более существенно сказывается при выборе точки фокусировки на малых дальностях от апертуры МСИ. При этом уменьшение значения $\overline{S}_н$ не превышает 10 % на дальности $z_F = 4{,}0L_{эф}$ при $\Delta x = 1{,}5\lambda$. С увеличением дальности до точки фокусировки влияние ошибок расположения излучателей по оси 0X становится менее существенным, и на дальности $z_F = 14{,}0L_{эф}$ уменьшение значения $\overline{S}_н$ на 10 % происходит при $\Delta x = 4{,}0\lambda$. Выбираем как допустимое значение $\Delta x \le 1{,}5\lambda$. Как видно из рис. 2, *б*, влияние ошибок расположения излучателей по оси 0Y на уровень $\overline{S}_н$ менее существенно, чем влияние ошибок расположения излучателей по оси 0X.



а *б* *в*

Рис.2

Анализ рис. 2, *в* показывает, что влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей по оси 0Z не зависит от дальности до точки фокусировки. Однако, в отличие от предыдущих случаев, влияние ошибок по оси 0Z является существенным и требуется принятие специальных мер по их снижению [4]. Область допустимых значений Δz, в которой уменьшение значения $\overline{S}_н$ не превышает 10 %, определяется из условия $\Delta z \le \lambda/6$.

Статистическая оценка требований по точности установки значений начальных фаз, несущих частот и их дискретности в многопозиционной системе излучателей передающей подсистемы беспроводной передачи энергии

Статистические параметры законов ПФЧ управления фокусировкой ЭМИ (вид закона распределения ошибок, дисперсии и радиусы корреляции ошибок) являются при изучении статистики поля излучения исходными величинами. Однако из-за большого количества элементов в передающих каналах в предложенной в [1, 2] системы БПЭ, видов и источников нестабильностей достаточно сложно определить вид закона распределения ошибок параметров сигналов в каждом канале ФАР в МСИ. Учитывая конструктивную независимость передающих каналов и пренебрегая их взаимным влиянием, в дальнейшем будем предполагать, что ошибки установки параметров сигналов каналов ФАР в МСИ некоррелированы и равновероятны.

Рассмотрим влияние ошибок в установке заданных дискретностей несущей частоты и начальной фазы в каждом излучающем элементе на характеристики излучения МСИ. Расчет значений математического ожидания нормированной плотности потока мощности проведем на основе (1) по выражению

$$\langle S(x,y,z,t)\rangle = \left\langle \frac{1}{S_{max}} \left| \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}} \exp\left\{ -j\left[2\pi f_{0n}^{\Delta}\left(t - \frac{R_n}{c} \right) + \varphi_{0n}^{\Delta} \right] \right\} \right|^2 \right\rangle. \quad (6)$$

При этом закон распределения начальных фаз определяемый по (4) с учетом ошибок имеет вид:

$$\varphi_{0n}^{\Delta} = -2\pi f_{0n}\left(\frac{z_F}{c} - \frac{R_{Fn}}{c} \right) + \Delta\varphi\Psi_1, \quad (7)$$

где $\Delta\varphi$ – максимальное значение ошибки установки начальной фазы в каждом источнике излучения; Ψ_1 – случайная величина, равномерно распределенная в пределах интервала [-1,1].

Одноступенчатый V-образный закон распределения несущих частот (см. (5)) с учетом ошибок можно записать в виде

$$f_{0n} = f_0 + |n|\Delta F + \Delta f\Psi_2, \quad (8)$$

где Δf – максимальное значение ошибки установки несущей частоты в каждом источнике излучения; Ψ_2 – случайная величина, равномерно распределенная в пределах интервала [-1,1].

Математическое моделирование поля излучателей в точках фокусировки ЭМИ проведем для МСИ с теми же параметрами и на тех же дальностях до точки фокусировки, что и в предыдущем разделе.

На рис. 3 приведена зависимость математического ожидания нормированного значения плотности потока мощности излучения МСИ от ошибок $\Delta\varphi$ при изменении дальности до точки фокусировки от $z_F = 4{,}0L_{эф}$ до $z_F = 24{,}0L_{эф}$. Как видно из рис. 3, влияние ошибок закона ПФ управления излучаемыми сигналами не зависит от дальности до точки фокусировки. Однако влияние ошибок закона ПФ управления является существенным и требуется принятие специальных мер по их уменьшению [4]. По результатам математического моделирования на рис. 3 видно, что область допустимых значений $\Delta\varphi$, при которой уменьшение значения $\bar{S}_н$ не превышает 10 % определяется из условия $\Delta\varphi \le \pi/3$.

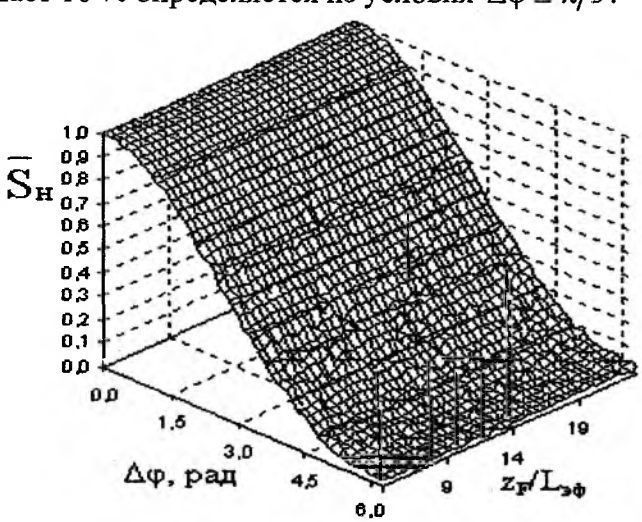


Рис. 3

На рис. 4 приведены зависимости математического ожидания нормированного значения плотности потока мощности излучения МСИ без ошибок в установке заданной дискретности несущих частот Δf=0 (рис. 4, *а*) и с учетом максимального значения этой ошибки Δf=300 *кГц* (рис. 4, *б*) для точки фокусировки $z_F = 14{,}0L_{эф}$.

Как видно из рис. 4, *б*, влияние ошибок установки несущих частот, нарастающее со временем, уменьшает длительность пачки ПВИ, что должно учитываться при осуществлении фокусировки ЭМИ на дальностях, сравнимых с $L_{эф}$.

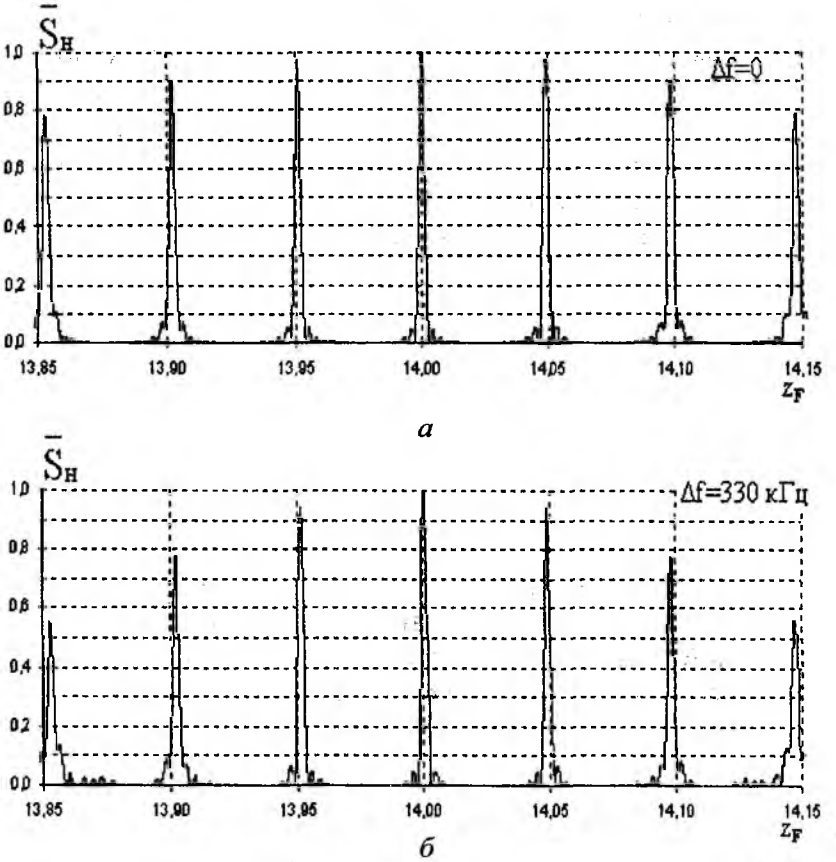


Рис. 4

С увеличением дальности до точки фокусировки, влияние ошибок установки несущих частот в передающих каналах МСИ, становится зависимым от длительности формируемой пачки ПВИ, т.к. с увеличением дальности до точки фокусировки, при ПФЧ фокусировке одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных импульсов, увеличивается длительность, формируемой в области точки фокусировки пачки сфокусированных ПВИ [2, рис. 6 – 8].

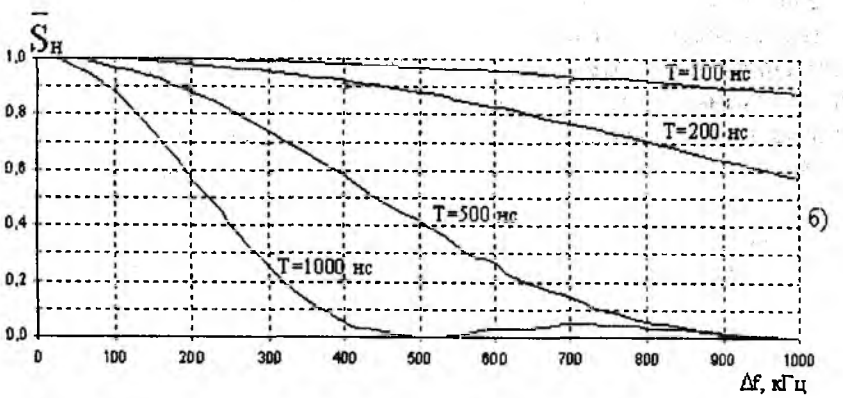


Рис. 5

На рис. 5 приведена зависимость нормированной спектральной плотности потока мощности излучения МСИ от значений абсолютной нестабильности частоты Δf и разных значений T – длительности пачки ПВИ. Результаты проведенных расчетов на рис. 5 показали, что снижение значения плотности потока мощности МСИ не более 10 % возможно при обеспечении допустимых ошибок значений установки несущей частоты излучателей и нестабильности частоты в передающих каналах из условия $\Delta fT \le 0{,}1$.

Заключение

Таким образом, возможные отклонения от заданной дискретности установки несущих частот и точности установки начальных фаз излучаемых сигналов, координат фазовых центров МСИ передающих подсистем БПЭ к труднодоступным наземным объектам предложенных в [1 – 3], могут существенно повлиять на величину плотности потока мощности ЭМИ в заданной точке фокусировки (на ректенне приемной подсистемы БПЭ). Кроме того, рассмотренные в статье возможные электрические и конструктивные отклонения могут существенно повлиять на процессы формирования заданных параметров последовательностей ПВИ. Это в свою очередь существенно повлияет на величину передаваемой системой БПЭ мощности по постоянному току потребителю на объекте. По результатам математического моделирования, приведенных на рис. 2 – 5, обоснованы требования по обеспечению максимальных ошибок при которых плотность потока мощности сфокусированных ПВИ изменяются не более чем на 10 %, а именно: по расположению координат фазовых центров излучателей – из условия $\Delta x \le 1{,}5\lambda$, $\Delta z \le \lambda/6$, по установке начальной фазы по излучателям МСИ – из условия $\Delta\varphi \le \pi/3$ и по точности установки несущей частоты и ее нестабильности – из условия $\Delta fT \le 0{,}1$. Исходя из этого можно предъявить технические требования к конструктивным параметрам и элементной базе необходимых для разработки таких систем БПЭ. На основании изложенного можно заключить, что техническая реализация таких систем БПЭ при использовании современной цифровой элементной базы возможна, но с достаточно жесткими требованиями по обеспечению местоположения фазовых центров излучателей в МСИ по дальности до точки фокусировки на ректенне приемной подсистемы БПЭ (по нормали к апертуре МСИ).

Список литературы 1. *Гомозов, А.В.* Возможность реализации системы беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на многопозиционной системе с фокусировкой излучения и ректенне / А.В. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологи : сб. науч. тр. 4-го Междунар. радиоэлектрон. форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развитя». 18-21 октября 2011 г. Ак-я прикл. радиоэл-ки, Харьк. нац. ун-т радиоэл-ки. – Т.І. Ч. 1. – Х., 2011. – С. 365-370. 2. *Гомозов, А.В.* Передающая подсистеми беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Ч.1. / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В.Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 112-118. 3. *Гомозов, А.В.* Передающая подсистеми беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Ч.2. / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В.Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 18-24. 4. *Гомозов, А.* Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / А. Гомозов, В. Гомозов, Г. Ермаков, С. Титов. – Х. : КП «Городская типография», 2011. – 330 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.04.2011

В.В. ДОЛЖИКОВ, д-р физ.-мат. наук

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ НА ФОКАЛЬНОЙ ОСИ КРУГЛОЙ СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ

Введение

Знание корреляционных свойств поля необходимо при оценке разброса случайной ДН (амплитудной, фазовой, поляризационной в определенном угловом секторе), необходимого в свою очередь при решении ряда важных прикладных задач. К числу таковых можно, в частности, отнести задачу анализа потенциальной точности моноимпульсных РЛС или фазовых пеленгаторов, работающих в неоднородной среде, расчет надежности систем углового разнесенного приема и т.д. В [1] изучены корреляционные свойства флуктуаций поля сфокусированной круглой апертуры на фокальной сфере. В данной работе рассматриваются корреляционные характеристики поля на фокальной оси. Получены выражения для корреляционных функций флуктуаций комплексного поля и его вещественной и мнимой компонент, а также для корреляционных и взаимных корреляционных функций флуктуаций амплитуды и фазы этого поля в зоне Френеля. Проанализированы зависимости указанных характеристик от параметров фазовых флуктуаций на апертуре – их дисперсии и радиуса корреляции.

1. Исходные соотношения

Рассмотрим плоскую синфазную равномерно возбужденную круглую апертуру радиуса R, сфокусированную в зону Френеля. Поле данной антенны в приближении Френеля с точностью до несущественного множителя $i\pi E_A/8$ (E_A – амплитуда поля на апертуре) можно представить в виде [1]:

$$E_0(\zeta,\psi) = e^{-ib\chi(\zeta)}E_0^{(0)}(\zeta,\psi) = \\ = e^{-ib\chi(\zeta)}\frac{2}{\chi(\zeta)}\int_0^1 e^{i2\zeta u^2}J_0(u\psi)u\,du\,,^1 \qquad (1)$$

Входящие в (1) безразмерные переменные ψ, u, χ и ζ связаны с реальными координатами системы (рис.1) следующими соотношениями: $\psi = kR\sin\theta$, $u = \rho_1/R$, $\chi = r/r_{дз}{}^2$ и $\zeta = \pi(1-\chi_0/\chi)/16\chi_0$. Здесь $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны в свободном пространстве, $r_{дз} = 8R^2/\lambda$ – расстояние до границы дальней зоны, $\chi_0 = r_f/r_{дз}$ – нормированное значение фокусного расстояния, $b = kr_{дз} = 16\pi(R/\lambda)^2$.

Если на апертуре имеются фазовые флуктуации $\Phi(u,\varphi_1)$, то вместо (1) имеем для поля отдельной реализации следующее выражение:

$$E(\zeta,\psi,\varphi) = e^{-ib\chi(\zeta)}E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi) = e^{-ib\chi(\zeta)}\frac{1}{\pi\chi(\zeta)}\int_S e^{i\Phi(u,\varphi_1)}e^{i2\zeta u^2}e^{iu\psi\cos(\varphi-\varphi_1)}ds\,. \qquad (2)$$

Будем считать, что функция $\Phi(u,\varphi_1)$ - нормальная, однородная по раскрыву, случайная функция с нулевым средним значением, дисперсией $\overline{\Phi^2(u,\varphi_1)} = \sigma^2(u,\varphi_1) = \alpha = const$ и коэффициентом корреляции гауссовского вида

---

[1] Здесь и далее верхний индекс (0) означает, что соответствующая величина записана без учета множителя $\exp[-ib\chi(\zeta)]$. В данном случае это величина $E_0(\zeta,\psi)$.

[2] Поскольку в качестве основной продольной переменной в дальнейшем используется ζ, то безразмерная величина χ, выраженная через ζ как $\chi(\zeta) = \chi_0/(1-16\chi_0\zeta/\pi)$, далее будет обозначаться как $\chi(\zeta)$.

$$r=\frac{\overline{\Phi(u,\varphi_1)\cdot\Phi(u',\varphi_1')}}{\alpha}=e^{\frac{u^2+u'^2-2uu'\cos(\varphi_1-\varphi_1')}{c^2}},$$

где числитель дроби в показателе экспоненты – квадрат расстояния между точками с координатами u,φ_1 и u',φ_1', а знаменатель – квадрат радиуса корреляции c в относительных единицах, связанного с радиусом корреляции фазовых флуктуаций ρ_0 соотношением $c=\rho_0/R$.

Тогда, усредняя соотношение (2), получим

$$\overline{E(\zeta,\psi,\varphi)}=e^{-ib\chi(\zeta)}\,\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)}=e^{-ib\chi(\zeta)}e^{-\frac{\alpha}{2}}E_0^{(0)}(\zeta,\psi). \tag{3}$$

Соотношения (2) и (3) являются исходными для определения корреляционных характеристик поля антенны с круглой апертурой.

В рамках корреляционной теории флуктуации поля

$$\delta E(\zeta,\psi,\varphi)=e^{-ib\chi(\zeta)}\left[E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)-\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)}\right]=$$

$$=\frac{e^{-ib\chi(\zeta)}}{\chi(\zeta)}\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi}e^{i\left[2\zeta u^2+u\psi\cos(\varphi-\varphi_1)\right]}\left[e^{i\Phi(u,\varphi_1)}-e^{-\frac{\alpha}{2}}\right]d\varphi_1 u du=A(\zeta,\psi,\varphi)+iB(\zeta,\psi,\varphi), \tag{4}$$

где $A(\zeta,\psi,\varphi)=\operatorname{Re}\delta E(\zeta,\psi,\varphi)$, $B(\zeta,\psi,\varphi)=\operatorname{Im}\delta E(\zeta,\psi,\varphi)$ – реальная и мнимая части флуктуаций поля, описываются корреляционной матрицей второго порядка [2]:

$$\mathbf{K}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\begin{pmatrix}K_{AA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1) & K_{AB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)\\ K_{BA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1) & K_{BB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)\end{pmatrix}. \tag{5}$$

Здесь $K_{AA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ и $K_{BB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ – корреляционные функции (КФ), а $K_{AB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ и $K_{BA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ – взаимные корреляционные функции (ВКФ) реальной и мнимой частей флуктуаций поля.

В общем случае, когда $\psi\neq\psi_1$, $\zeta\neq\zeta_1$, $\varphi\neq\varphi_1$, корреляционная матрица (5) характеризует корреляционную связь между флуктуациями поля в произвольных точках (ζ,ψ,φ) и $(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$. Эта же матрица $\mathbf{K}$ при $\zeta=\zeta_1$, но $\varphi\neq\varphi_1$, $\psi\neq\psi_1$ будет характеризовать корреляцию между флуктуациями поля в поперечном направлении (в точках, лежащих на сфере радиуса ζ, а при $\zeta=\zeta_1=0$ на фокальной сфере). При $\psi=\psi_1=0$ она характеризует корреляционную связь флуктуаций поля в продольном направлении (вдоль фокальной оси). Если же $\psi=\psi_1$, $\zeta=\zeta_1$, $\varphi=\varphi_1$, то диагональные элементы матрицы $\mathbf{K}$ определяют дисперсию $\sigma_A^2(\zeta,\psi,\varphi)$, $\sigma_B^2(\zeta,\psi,\varphi)$, а недиагональные – характеризуют корреляцию $A(\zeta,\psi,\varphi)$ и $B(\zeta,\psi,\varphi)$ в точке с координатами ζ,ψ,φ.

Отметим, что если флуктуации поля излучающей системы (ИС) распределены по нормальному закону, то статистическое описание функции $\delta E(\zeta,\psi,\varphi)$ с помощью матрицы $\mathbf{K}$ будет исчерпывающим. Нормальный закон распределения флуктуаций поля будет иметь место в случае малых фазовых флуктуаций в апертуре или в случае, когда радиус корреляции этих флуктуаций много меньше размера ИС [2].

Введем, следуя [2], корреляционные функции

$$K_1(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\overline{\delta E(\zeta,\psi,\varphi)\,\delta E^{*}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$
$$=e^{-ib[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)]}\overline{\delta E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)\,\delta E^{(0)*}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=e^{-ib[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)]}K_1^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1), \quad (6)$$

$$K_2(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\overline{\delta E(\zeta,\psi,\varphi)\,\delta E(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$
$$=e^{-ib[\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)]}\overline{\delta E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)\,\delta E^{(0)}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=e^{-ib[\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)]}K_2^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1), \quad (7)$$

де $*$ – знак комплексного сопряжения, а вспомогательные функции

$$K_1^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)\,E^{(0)*}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}-\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)}\,\overline{E^{(0)*}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}, \quad (8)$$

$$K_2^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)\,E^{(0)}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}-\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)}\,\overline{E^{(0)}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}. \quad (9)$$

Значение $K_1(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ при $\zeta_1=\zeta,\ \psi_1=\psi,\ \varphi_1=\varphi$ определяет дисперсию флуктуаций комплексного поля:

$$K_1(\zeta,\psi,\varphi)=\overline{|\delta E(\zeta,\psi,\varphi)|^2}=\overline{|E(\zeta,\psi,\varphi)|^2}-\left|\overline{E(\zeta,\psi,\varphi)}\right|^2, \quad (10)$$

де первое слагаемое есть средняя интенсивность поля, а второе – квадрат модуля среднего поля.

При принятой в данной работе статистике фазовых флуктуаций

$$\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)E^{(0)*}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$
$$=\frac{e^{-\alpha}}{\chi(\zeta)\chi(\zeta_1)}\left\{E_0^{(0)}(\zeta,\psi)\,E_0^{(0)*}(\zeta_1,\psi_1)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(+1)^n\alpha^n}{n!}T_n^{(1)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)\right\}, \quad (11)$$

$$\overline{E^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi)\,E^{(0)}(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$
$$=\frac{e^{-\alpha}}{\chi(\zeta)\chi(\zeta_1)}\left\{E_0^{(0)}(\zeta,\psi)\,E_0^{(0)}(\zeta_1,\psi_1)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n\alpha^n}{n!}T_n^{(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)\right\}. \quad (12)$$

Здесь $c_n=c/\sqrt{n}$, $\Delta\varphi=\varphi-\varphi_1$ и согласно (П.7)

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\pm1)^m\cos(m\Delta\varphi)S_m^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1), \quad (13)$$

где

$$S_m^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1)=\int_0^1\int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}e^{i2\left(\zeta u^2\mp\zeta_1u_1^2\right)}I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)J_m(\psi u)J_m(\psi_1u_1)uu_1\,du\,du_1. \quad (14)$$

Подставив (11), (12) в (8), (9), получаем

$$K_{1,2}^{(0)}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{1}{\chi(\zeta)\chi(\zeta_1)}e^{-\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(\pm1)^n\alpha^n}{n!}T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi). \quad (15)$$

Как следует из (13) – (15), $K_{1,2}^{(0)}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ – комплексные функции.

Так как согласно (6), (7) и (4) $K_1=\overline{\left[(A+iB)\cdot(A_1+iB_1)^*\right]}=\left(K_{AA_1}+K_{BB_1}\right)+i\left(K_{BA_1}-K_{AB_1}\right)$

И $K_2=\left(K_{AA_1}+K_{BB_1}\right)+i\left(K_{BA_1}+K_{AB_1}\right)$, то элементы корреляционной матрицы выражаются через введенные вспомогательные функции $K_{1,2}^{(0)}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)$ следующим образом[3]:

$$K_{AA_1,BB_1}=\frac{\operatorname{Re}K_1\pm\operatorname{Re}K_2}{2}=\frac{1}{2}\Big\{\cos b\big[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Re}K_1^{(0)}\pm\cos b\big[\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\big]\times\operatorname{Re}K_2^{(0)}+\sin b\big[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Im}K_1^{(0)}\pm\sin b\big[\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Im}K_2^{(0)}\Big\}, \quad (16)$$

$$K_{BA_1,AB_1}=\frac{\operatorname{Im}K_2\pm\operatorname{Im}K_1}{2}=\frac{1}{2}\Big\{\pm\cos b\big[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Im}K_1^{(0)}+\cos b\big(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\big)\times\operatorname{Im}K_2^{(0)}\mp\sin b\big[\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Re}K_1^{(0)}-s\sin b\big[\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\big]\operatorname{Re}K_2^{(0)}\Big\}. \quad (17)$$

Коэффициенты корреляции флуктуаций комплексного поля и его реальной и мнимой компонент при этом определяются выражениями:

$$R(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_1(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_1(\zeta,\psi)\sigma_1(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (18)$$

$$R_{AA_1,BB_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{AA_1,BB_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{A,B}(\zeta,\psi)\sigma_{A_1,B_1}(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (19)$$

$$R_{AB_1,BA_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{AB_1,BA_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{A,B}(\zeta,\psi)\sigma_{B_1,A_1}(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (20)$$

где $\mathrm{R}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)$ – коэффициент корреляции флуктуаций комплексного поля, а

$$\sigma_1(\zeta,\psi)=\sqrt{K_1(\zeta,\psi,\zeta,\psi,\Delta\varphi=0)}\ ,\ \sigma_{A,B}(\zeta,\psi)=\sqrt{K_{AA,BB}(\zeta,\psi,\zeta,\psi,\Delta\varphi=0)}\,. \quad (21)$$

Полученные соотношения справедливы при произвольных значениях дисперсии α и радиуса корреляции c фазовых флуктуаций на апертуре.

2. Корреляция комплексного поля и его реальной и мнимой компонент

Для точек на фокальной оси продольные[4] КФ и ВКФ будем записывать с верхним индексом "||" – например, $K_{1,2}^{(0)\|}$, $K_{AA_1}^{\|}$, $K_{BB_1}^{\|}$, $K_{AB_1}^{\|}$ и т.д.

Полагая в (15) $\psi=\psi_1=0$, для функций $K_{1,2}^{(0)}$ получим:

$$K_{1,2}^{(0)\|}(\zeta,\zeta_1)=\frac{1}{\chi(\zeta)\chi(\zeta_1)}e^{-\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}(\pm1)^n\frac{\alpha^n}{n!}T_n^{(1),(2)}\left(c_n,\zeta,\zeta_1,\right), \quad (22)$$

где, согласно (П.17)

[3] Здесь и далее аргументы у КФ и ВКФ в тех случаях, когда это не приводит к недоразумениям, для краткости будут опускаться

[4] Здесь и далее вместо термина "корреляционные функции в продольном направлении» будем использовать более короткий термин «продольные» корреляционные функции.

$$T_n^{(1),(2)}(c,\zeta,\zeta_{1,}) = 4\int_0^1\int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_0\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) uu_1 du du_1 \qquad (23)$$

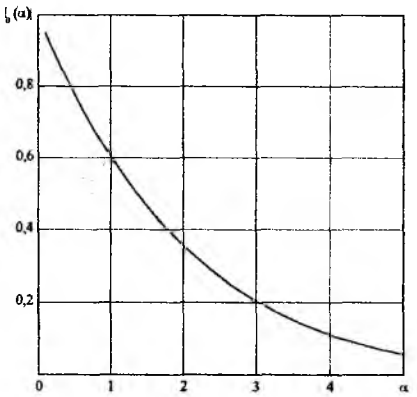


Рис. 2

Продольные КФ комплексного поля, его реальных и мнимых компонент, их ВКФ и соответствующие коэффициенты корреляции определяются выражениями (16), (17) и (19), (20).

Рассмотрим ряд частных случаев: а) радиусы корреляции флуктуаций фазы поля на апертуре малы, б) флуктуации фазы малы

Радиусы корреляции малы. Согласно (П.18) при $c \ll 1$ функции $T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\zeta_1)$ с точностью до c_n^2 имеют вид

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\zeta_1) = c_n^2 e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}\frac{\sin(\zeta\mp\zeta_1)}{\zeta\mp\zeta_1}, \qquad (24)$$

Тогда, согласно (22), получим

$$K_{1,2}^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_{1,}) = \frac{c^2}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} e^{-\alpha} M_{1,2}(\alpha) e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}\frac{\sin(\zeta\mp\zeta_1)}{\zeta\mp\zeta_1}, \qquad (25)$$

и, подставив (25) в (16) и (17)

$$K_{AA_1,BB_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_{1,}) = \frac{c^2}{2\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} e^{-\alpha} M_1(\alpha)\left\{\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)\cos\left[(\zeta-\zeta_1)-b(\chi-\chi_1)\right]}{(\zeta-\zeta_1)} \pm \right.$$
$$\left. \pm M_0(\alpha)\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)\cos\left[(\zeta+\zeta_1)-b(\chi+\chi_1)\right]}{(\zeta+\zeta_1)}\right\}, \qquad (26)$$

$$K_{BA_1,AB_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_{1,}) = \frac{c^2}{2\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} e^{-\alpha} M_1(\alpha)\left\{\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)\sin\left[(\zeta+\zeta_1)-b(\chi+\chi_1)\right]}{\zeta+\zeta_1}\times \right.$$
$$\left. \times M_0(\alpha) \pm \frac{\sin(\zeta-\zeta_1)\sin\left[(\zeta-\zeta_1)-b(\chi-\chi_1)\right]}{\zeta-\zeta_1}\right\}, \qquad (27)$$

де $M_0(\alpha) = \sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n \frac{\alpha^n}{n!n} \Big/ \sum_{n=1}^{\infty}\frac{\alpha^n}{n!n} = \frac{M_2(\alpha)}{M_1(\alpha)}$, $M_{1,2}(\alpha) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{(\pm 1)^n\alpha^n}{n!n} = \begin{cases} Ei(\alpha) - \ln\alpha - \gamma \\ \Gamma(0,\alpha) - \ln\alpha - \gamma \end{cases}$.

Здесь $Ei(\alpha)$ – интегральная показательная функция, $\Gamma(0,\alpha) = \int_\alpha^\infty (e^{-t}/t)dt$ - неполная гамма-функция [3], γ – постоянная Эйлера. Величина $M_0(\alpha)$ отрицательна и её модуль монотонно уменьшается с ростом α. Для малых α это следует из асимптотического разложения $M_0(\alpha)$ при $\alpha \ll 1$: $M_0(\alpha) \approx -(1-0.5\alpha)$. Для более широкого интервала значений α график $|M_0(\alpha)|$ представлен на рис. 2.

Величины дисперсий определяется выражением

$$\sigma_{A,B}^{\parallel\,2}(\zeta) = \frac{c^2 e^{-\alpha}}{2\chi^2(\zeta)} M_1(\alpha)\left[1 \pm M_0(\alpha)\frac{\sin 2\zeta\cos 2(\zeta - b\chi)}{2\zeta}\right].$$

Коэффициенты корреляции флуктуаций при этом принимают соответственно вид

$$R^{\parallel}_{AA_1,BB_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\dfrac{\sin(\zeta-\zeta_1)\cos\left[b(\chi-\chi_1)-(\zeta-\zeta_1)\right]}{(\zeta-\zeta_1)}\pm M_0(\alpha)\dfrac{\sin(\zeta+\zeta_1)\cos\left[b(\chi+\chi_1)-(\zeta+\zeta_1)\right]}{(\zeta+\zeta_1)}}{\sqrt{1\pm M_0(\alpha)\dfrac{\sin 2\zeta\cos 2\left(b\chi(\zeta)-\zeta\right)}{2\zeta}}\sqrt{1\pm M_0(\alpha)\dfrac{\sin 2\zeta_1\cos 2\left(b\chi(\zeta_1)-\zeta\right)}{2\zeta_1}}},\quad (28$$

$$R^{\parallel}_{BA_1,AB_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{-M_0(\alpha)\dfrac{\sin(\zeta+\zeta_1)\sin\left[b(\chi+\chi_1)-(\zeta+\zeta_1)\right]}{\zeta+\zeta_1}\mp\dfrac{\sin(\zeta-\zeta_1)\sin\left[b(\chi-\chi_1)-(\zeta-\zeta_1)\right]}{\zeta-\zeta_1}}{\sqrt{1\mp M_0(\alpha)\dfrac{\sin 2\zeta\cos 2\left(b\chi(\zeta)-\zeta\right)}{2\zeta}}\sqrt{1\pm M_0(\alpha)\dfrac{\sin 2\zeta_1\cos 2\left(b\chi(\zeta_1)-\zeta_1\right)}{2\zeta_1}}},\quad (29$$

$$R^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=e^{i\left[(\zeta-\zeta_1)-b(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1))\right]}\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)}{\zeta-\zeta_1}.\quad (30$$

Заметим, что модуль КФ и коэффициента корреляции флуктуаций комплексного поля в отличие от КФ, ВКФ и соответствующих коэффициентов корреляции реальной и мнимой частей поля, не зависят от параметра b. Радиус корреляции порядка π в единицах обобщенной координаты ζ.

При $\alpha\gg 1$ величина $M_0(\alpha)\approx 0$ и из (28) и (29) следует, что

$$R_{AA_1}=R_{BB_1}=\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)\cos\left[b(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1))-(\zeta-\zeta_1)\right]}{\zeta-\zeta_1},$$

$$R_{AB_1}=-R_{BA_1}=\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)\sin\left[b(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1))-(\zeta-\zeta_1)\right]}{\zeta-\zeta_1}.$$

Коэффициенты корреляции реальных и мнимых компонент равны, взаимные коэффициенты корреляции равны по модулю, но противоположны по знаку.

На рис. 3 и 4 приведены графики (сплошная и штриховая кривые) коэффициентов корреляции реальной и мнимой компонент, а на рис.4 их взаимных коэффициентов корреляции для различных значений дисперсии α и величины параметра $b=7$. Фокусное расстояние $\chi_0=0.1$, координата одной из точек наблюдения $\chi(\zeta_1)=0.095$, что соответствует $\zeta_1=-0.1$.

С ростом дисперсии флуктуаций фазы поля на апертуре взаимная корреляция реальной и мнимой компонент поля ослабевает (штриховые кривые). Коэффициенты корреляции этих компонент имеют практически одинаковый вид (штриховые кривые).

Флуктуации малы. При малых флуктуациях с точностью до первого порядка малости по α имеем

$$K^{(0)\parallel}_{1,2}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\pm\alpha}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}T_1^{(1),(2)}(c,\zeta,\zeta_1).\quad (31$$

Рассмотрим случаи малых ($c<<1$) и больших ($c>>1$) радиусов корреляций.

При $c<<1$, подставив (24) в (28) получим:

$$K^{(0)\parallel}_{1,2}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\pm\alpha c^2}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}\frac{\sin(\zeta\mp\zeta_1)}{\zeta\mp\zeta_1}\quad (32$$

и затем для продольных корреляционных функций компонент флуктуаций поля:

$$K^{\parallel}_{AA_1,BB_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha c^2}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}\left[\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)}{(\zeta-\zeta_1)}\cos\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)-(\zeta-\zeta_1)\right]\mp\right.$$
$$\left.\mp\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)}{(\zeta+\zeta_1)}\cos\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)-(\zeta+\zeta_1)\right]\right], \quad (33)$$

$$K^{\parallel}_{AB_1,BA_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha c^2}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}\left[\pm\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)}{(\zeta-\zeta_1)}\sin\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)-(\zeta-\zeta_1)\right]+\right.$$
$$\left.+\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)}{(\zeta+\zeta_1)}\sin\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)-(\zeta+\zeta_1)\right]\right]. \quad (34)$$

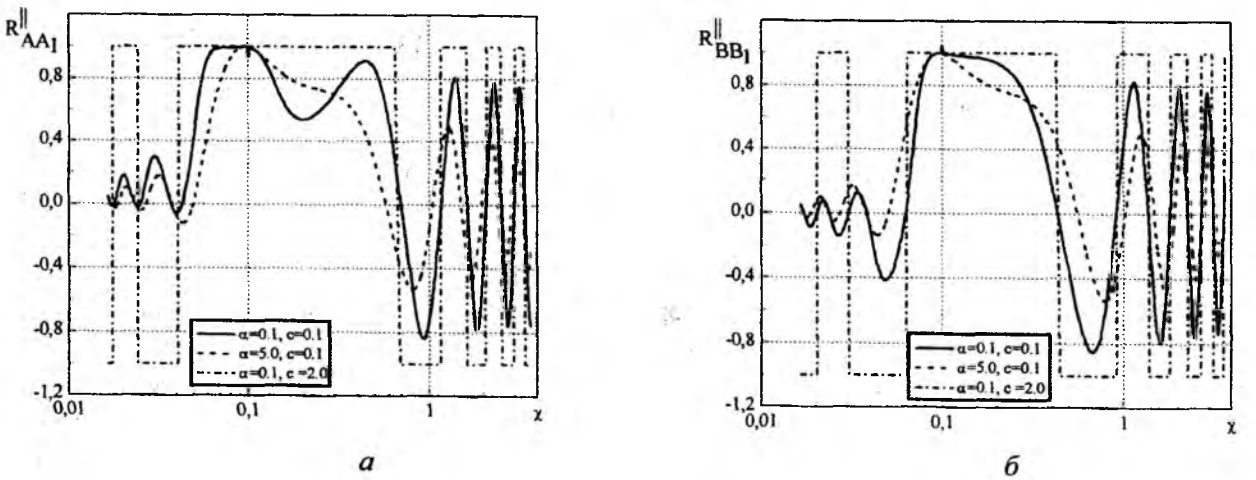


Рис. 3

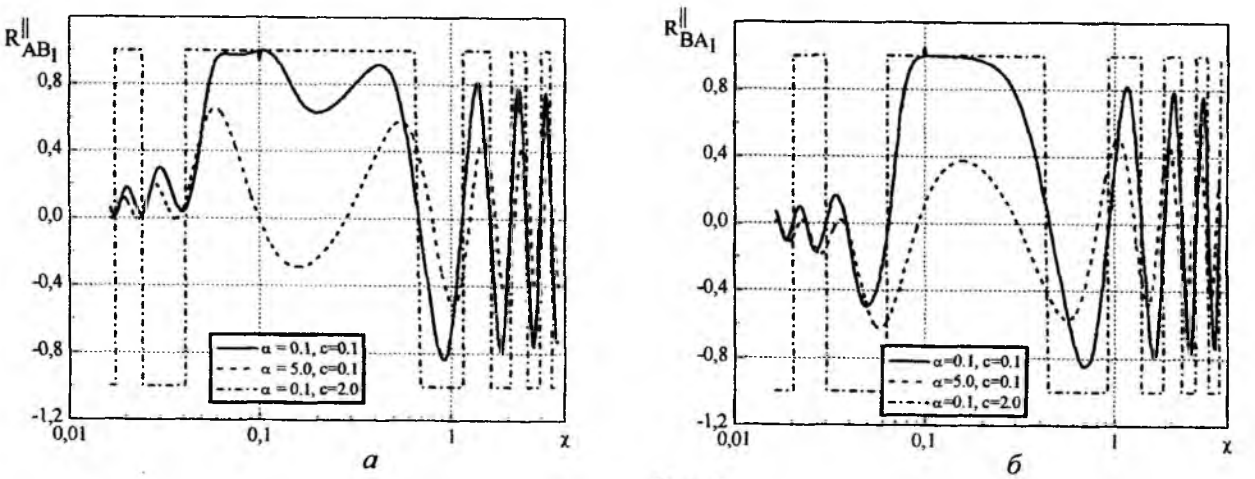


Рис. 4

Коэффициент корреляции комплексного поля определятся соотношением (30).

При $c \gg 1$, как показано в приложении (П.30), с точностью до членов $1/c^2$ имеем

$$T_1^{(1),(2)}(c,\zeta,\zeta_1)=\left(1-\frac{1}{c^2}\right)\frac{\sin\zeta\cdot\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}.$$

Тогда для функции $K^{(0)\parallel}_{1,2}(\zeta,\zeta_1)$ получим

$$K_{1,2}^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\pm\alpha}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}\left(1-\frac{1}{c^2}\right)\frac{\sin\zeta\cdot\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}. \quad (35)$$

При этом продольные КФ и ВКФ компонент флуктуаций поля на фокальной оси принимают вид

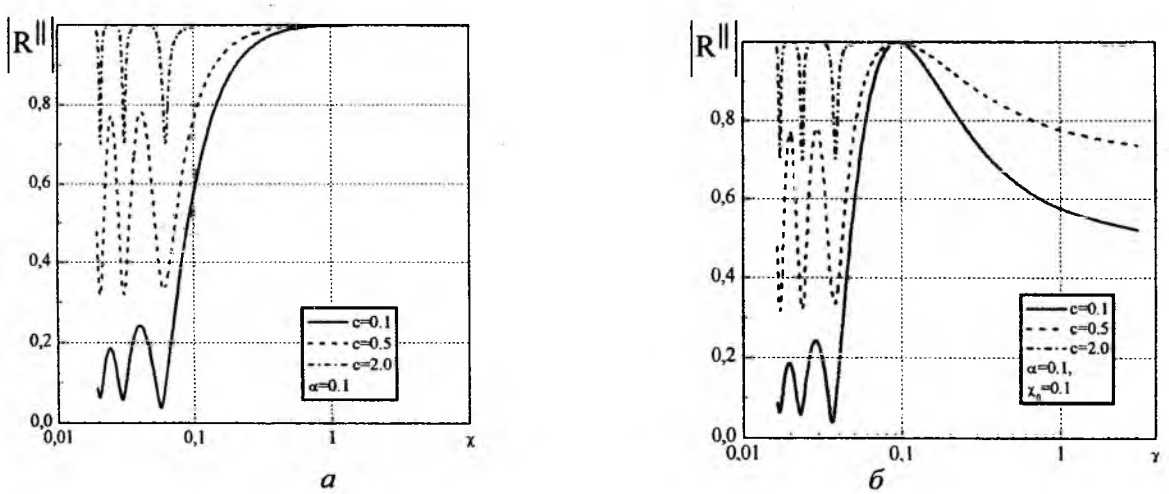
$$K^{\parallel}_{AA_1,BB_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha}{2\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}\left(1-\frac{1}{c^2}\right)\frac{\sin\zeta\cdot\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}\times$$
$$\times\left\{\cos\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)-(\zeta-\zeta_1)\right)\right]\mp\cos\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)+(\zeta-\zeta_1)\right)\right]\right\}, \quad (36)$$

$$K^{\parallel}_{AB_1,BA_1}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha}{2\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)}\left(1-\frac{1}{c^2}\right)\frac{\sin\zeta\cdot\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}\times$$
$$\times\left\{\pm\sin\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)-(\zeta-\zeta_1)\right)\right]+\sin\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)-(\zeta+\zeta_1)\right)\right]\right\}. \quad (37)$$

Коэффициент корреляции комплексного поля

$$R^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=e^{i\left[(\zeta-\zeta_1)-b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)\right]}sign\left(\frac{\sin\zeta\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}\right). \quad (38)$$

Представленные на рис. 3 и 4 кривые (сплошные и штрих-пунктирные) коэффициентов корреляции и взаимных коэффициентов корреляции флуктуаций компонент поля (реальных и мнимых частей его) иллюстрируют влияние величины радиуса корреляции флуктуаций фазы на их характер. При малых радиусах корреляции компоненты поля по мере приближения одной из точек к апертуре быстро уменьшается (сплошные кривые). С ростом радиуса корреляции корреляционная и взаимная корреляционная связь между флуктуациями реальных и мнимых компонент поля быстро растет (штрих-пунктирные кривые). Такая же закономерность имеет место и для коэффициента корреляции флуктуаций комплексного поля (рис.5). На рис. 5, *а*, *б* приведены кривые продольного коэффициента корреляции для синфазной апертуры (рис. 5, *а*) и апертуры, сфокусированной в точку с координатой $\chi_0=0.1$ (рис. 5, *б*).



а *б*

Рис. 5

Видно, что с ростом радиуса корреляции флуктуаций фазы коэффициент корреляции быстро стремится к единице.

3. Корреляция амплитуд и фаз поля

3.1. Общие соотношения

При изучении этого вопроса ограничимся случаем малых фазовых флуктуаций в апертуре ($\alpha << 1$). При этом флуктуации амплитуды δP и фазы $\delta\Psi$ комплексного поля сфокусированной в зону Френеля круглой апертуры описываются следующими выражениями [2]:

$$\delta P(\zeta,\psi,\varphi) = \cos\Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E) + \sin\Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E),$$

$$\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi) = \frac{1}{|E_0(\psi,\zeta)|}\left[\cos\Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E) - \sin\Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E)\right],$$

где величины с нижним нулевым индексом относятся к случаю, когда флуктуации отсутствуют. (Здесь $\Psi_0 = \Psi_0^{(0)} - b\chi(\zeta)$, где $\Psi_0^{(0)}$ фаза поля в отсутствие флуктуаций на апертуре без учета множителя $\exp\left[-ib\chi(\zeta)\right]$).

Введем величины $C^{(0)}(\zeta,\psi) = \operatorname{Re} E_0(\zeta,\psi)$, $D^{(0)}(\zeta,\psi) = \operatorname{Im} E_0(\zeta,\psi)$ и учтем, что $\cos\Psi_0 = C^{(0)}(\zeta,\psi)/|E_0(\zeta,\psi)|$, $\sin\Psi_0 = D^{(0)}(\zeta,\psi)/|E_0(\zeta,\psi)|$. Тогда, принимая во внимание обозначения (4), получим

$$\delta P(\zeta,\psi,\varphi) = \left[C^{(0)}(\zeta,\psi)A(\zeta,\psi,\varphi) + D^{(0)}(\zeta,\psi)B(\zeta,\psi,\varphi)\right]/|E_0(\zeta,\psi)|,$$

$$\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi) = \left[C^{(0)}(\zeta,\psi)B(\zeta,\psi,\varphi) - D^{(0)}(\zeta,\psi)A(\zeta,\psi,\varphi)\right]/|E_0(\zeta,\psi)|^2.$$

Корреляционные функции флуктуаций амплитуды K_{PP_1}, фазы $K_{\Psi\Psi_1}$ и их взаимные корреляционные функции запишутся следующим образом:

$$\left.\begin{array}{l} K_{PP_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) \\ |E_0(\zeta,\psi)||E_{01}(\zeta_1,\psi_1)|K_{\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) \end{array}\right\} = \frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)||E_0(\zeta_1,\psi_1)|}\times$$
$$\times\left[C^{(0)}C_1^{(0)}K_{AA_1,BB_1} + D^{(0)}D_1^{(0)}K_{BB_1,AA} \pm C^{(0)}D_1^{(0)}K_{AB_1,BA_1} \pm D^{(0)}C_1^{(0)}K_{BA_1,AB_1}\right], \quad (39)$$

$$K_{P\Psi_1,\Psi P_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)||E_0(\zeta_1,\psi_1)|^2}\times$$
$$\times\left[C^{(0)}C_1^{(0)}K_{AB_1,BA_1} - D^{(0)}D_1^{(0)}K_{BA_1,AB_1} \mp C^{(0)}D_1^{(0)}K_{AA_1,BB_1} \pm D^{(0)}C_1^{(0)}K_{BB_1,AA_1}\right], \quad (40)$$

где K_{AA_1,BB_1} и K_{AB_1,BA_1} определены в (16) и (17).

Следует отметить, что выражения (39), (40) при $\zeta_1 = \zeta$, $\psi_1 = \psi$ преобразуются в полученные ранее выражения [4] для дисперсий амплитуды и фазы поля $\sigma_P^2(\zeta,\psi)$, $\sigma_\psi^2(\zeta,\psi)$.

Нормированные корреляционные функции R_{PP_1}, $R_{\Psi\Psi_1}$, $R_{P\Psi_1}$, $R_{\Psi P_1}$ определяются соотношениями:

$$R_{PP_1,\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{K_{PP_1,\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{P,\Psi}(\zeta,\psi)\sigma_{P_1,\Psi_1}(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (41)$$

$$R_{P\Psi_1,\Psi P_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{P\Psi_1,\Psi P_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{P,\Psi}(\zeta,\psi)\sigma_{\Psi_1,P_1}(\zeta_1,\psi_1)}. \tag{42}$$

Формулы (43), (44) и (16), (17) позволяют рассчитать корреляционные характеристики флуктуаций амплитуды и фазы поля для круглой апертуры, сфокусированной в зону Френеля при малых фазовых флуктуаций поля возбуждения с произвольными значениями радиуса корреляции c. Рассмотрим два частных случая.

3.2. Корреляция амплитуд и фаз поля на фокальной оси

Для точек на фокальной оси $\psi=\psi_1=0$. В этом случае

$$E_0(\zeta,0)=\frac{e^{-i(a\chi-\zeta)}}{\chi(\zeta)}\frac{\sin\zeta}{\zeta},\qquad P_0(\zeta,0)=|E_0(\zeta,0)|=\frac{1}{\chi(\zeta)}\left|\frac{\sin\zeta}{\zeta}\right|,$$

$$\Psi_0(\zeta,0)=\arg\left(\frac{\sin\zeta}{\zeta}\right)-\left[b\chi(\zeta)-\zeta\right]=\Psi_0^{(0)}(\zeta)-\left[b\chi(\zeta)-\zeta\right], \tag{43}$$

где $\Psi_0^{(0)}(\zeta)$ равна 0 или π.

Из общих соотношений (39)-(42) тогда имеем:

$$\left.\begin{matrix}K^{\parallel}_{PP_1}(\zeta,\zeta_1)\\ P_0(\zeta)P_0(\zeta_1)K^{\parallel}_{\Psi\Psi_1}(\zeta,\zeta_1)\end{matrix}\right\}=$$

$$=\frac{1}{2}\left\{\cos\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)-\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Re}\,K_1^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)\pm\right.$$

$$\pm\cos\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)+\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Re}\,K_2^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)+$$

$$+\sin\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)-\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Im}\,K_1^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)\pm$$

$$\left.\pm\sin\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)+\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Im}\,K_2^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)\right\} \tag{44}$$

$$\left.\begin{matrix}K^{\parallel}_{P\Psi_1}(\zeta,\zeta_1)P_0(\zeta_1)\\ K^{\parallel}_{\Psi P_1}(\zeta,\zeta_1)P_0(\zeta)\end{matrix}\right\}=$$

$$=\frac{1}{2}\left\{\sin\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)-\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Re}\,K_1^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)\mp\right.$$

$$\mp\sin\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)+\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Re}\,K_2^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)-$$

$$-\cos\left[b\left(\chi(\zeta)-\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)-\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Im}\,K_1^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)+$$

$$\left.\mp\cos\left[b\left(\chi(\zeta)+\chi(\zeta_1)\right)+\left(\Psi_0^{(0)}(\zeta)+\Psi_0^{(0)}(\zeta_1)\right)\right]\mathrm{Im}\,K_2^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)\right\} \tag{45}$$

где $K_{1,2}^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)$ с точностью до первой степени α определены в (31).

Чтобы выяснить зависимость корреляционных и взаимных корреляционных функций флуктуаций амплитуды и фазы от радиуса корреляции флуктуаций фазы на апертуре рассмотрим два случая.

Радиусы корреляции малы $(c \ll 1)$.

Используя (32) для $K_{1,2}^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)$, имеем

$$K_{PP_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha c^2}{2\chi(\zeta)\chi(\zeta_1)}\left[\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)}{\zeta-\zeta_1}-\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)}{\zeta+\zeta_1}\right]\operatorname{sign}\left(\frac{\sin\zeta\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}\right), \tag{46}$$

$$K_{\Psi\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\frac{\alpha c^2}{2}\left[\frac{\sin(\zeta-\zeta_1)}{\zeta-\zeta_1}+\frac{\sin(\zeta+\zeta_1)}{\zeta+\zeta_1}\right]\left(\frac{\zeta\zeta_1}{\sin\zeta\sin\zeta_1}\right), \tag{47}$$

$$K_{P\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=K_{\Psi P_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=0. \tag{48}$$

Согласно (48) флуктуации амплитуды и фазы с точностью до величин первого порядка малости по α не коррелированны.

Радиусы корреляции велики $(c \gg 1)$.

В этом случае с учетом (35) для $K_{1,2}^{(0)\parallel}(\zeta,\zeta_1)$ получим

$$K_{PP_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\alpha\cdot O\left(\frac{1}{c^4}\right), \qquad K_{\Psi\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\alpha\left(1-\frac{1}{c^2}\right), \tag{49}$$

$$K_{P\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=K_{\Psi P_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=0. \tag{50}$$

Соответственно коэффициенты корреляции и взаимные коэффициенты корреляции имеют вид:

при $c \ll 1$

$$\left.\begin{matrix}\dfrac{R_{PP_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)}{\operatorname{sign}(\sin\zeta\sin\zeta_1/\zeta\zeta_1)}\\ R_{\Psi\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)\end{matrix}\right\}=\frac{\left[\sin(\zeta-\zeta_1)/(\zeta-\zeta_1)\mp\sin(\zeta+\zeta_1)/(\zeta+\zeta_1)\right]}{\sqrt{1\mp\sin 2\zeta/2\zeta}\sqrt{1\mp\sin 2\zeta_1/2\zeta_1}}, \tag{51}$$

при $c \gg 1$

$$R_{PP_1,\Psi\Psi_1}^{\parallel}(\zeta,\zeta_1)=\operatorname{sign}(\sin\zeta\sin\zeta_1/\zeta\zeta_1). \tag{52}$$

Из соотношений (47), (48) следует, что с ростом радиуса корреляции фазы поля на апертуре коэффициенты корреляции флуктуаций фазы и амплитуды поля возрастают до единицы. Однако при этом флуктуации амплитуды уменьшаются (их дисперсия стремится к нулю) в то время как дисперсия фазы стремится к величине α. Это хорошо видно на рис. 6 и 7, на которых приведены графики коэффициентов корреляции амплитуды и фазы на фокальной оси сфокусированной (рис.6, *а*, 7, *а*) и синфазной (рис.6, *б*, 7, *б*) апертур для различных значений радиусов корреляции.

Из сравнения рис.6, *а*, 7, *а* и рис. 6, *б*, 7, *б* видно также, что протяженность области корелированности амплитуды и фазы на фокальной оси для сфокусированных апертур больше. Её ближняя граница с уменьшением фокусного расстояния приближается к апертуре, в то время как дальняя остается на бесконечности.

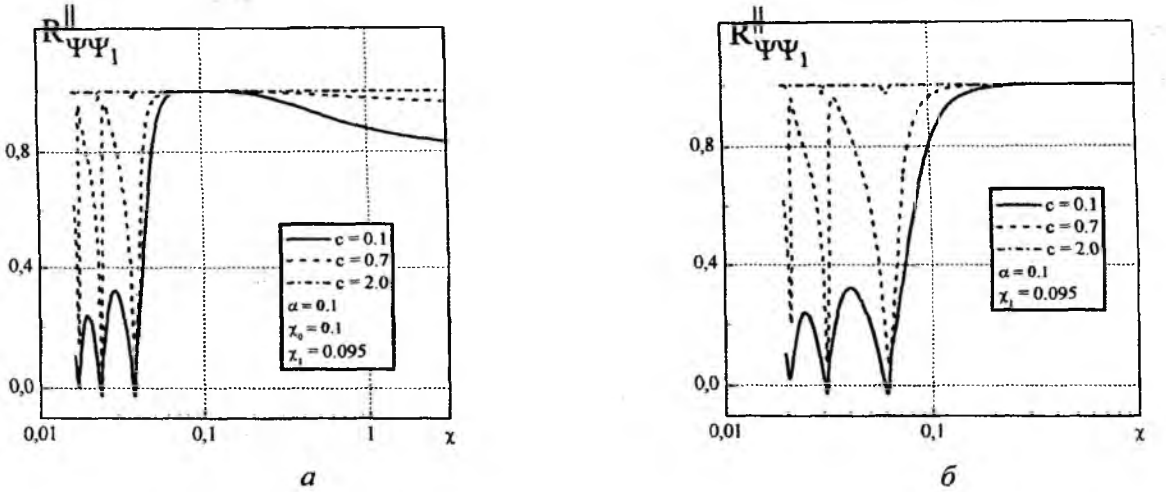


Рис. 6

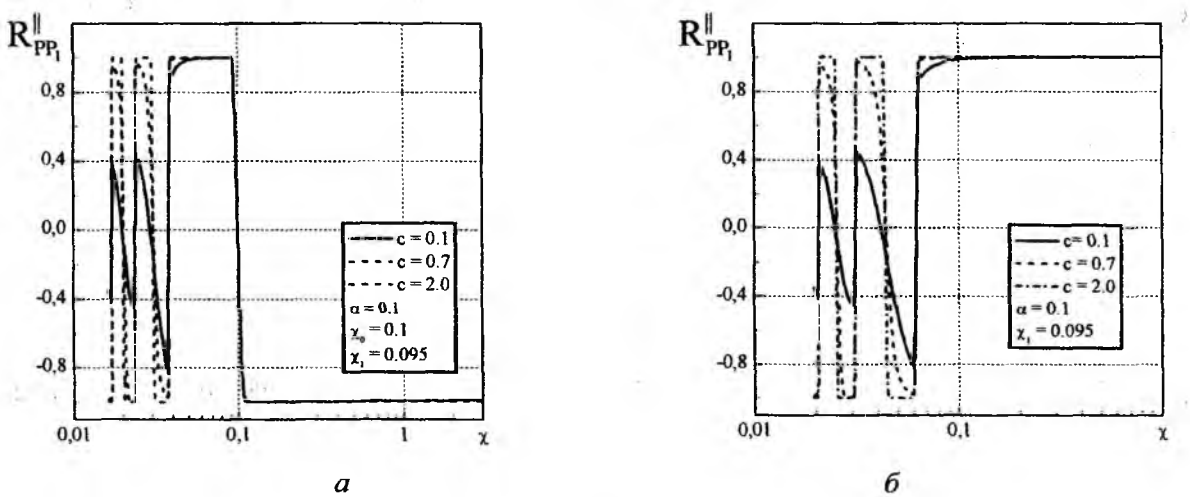


Рис. 7

Заключение

Получены корреляционные и взаимные корреляционные функции компонент флуктуаций комплексного поля, а также корреляционные и взаимные корреляционные функции амплитуды и фазы поля в зоне Френеля круглой сфокусированной апертуры при наличии флуктуаций фазы поля на апертуре. Полученные результаты необходимы при оценке уровня поля вне фокального пятна. Проанализированы частные случаи, для которых получены в явном и достаточно простом виде корреляционные и взаимные корреляционные функции, позволившие выяснить влияние статистических параметров флуктуаций фазы поля на апертуре – дисперсии и радиуса корреляции, на характер корреляционных связей компонент поля, а также амплитуды и фазы его.

Приложение

П. Вычисление функций $T_n^{(1),(2)}\left(c,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi\right)$

П.1 Общие выражения

Исходные выражения для $T_n^{(1),(2)}\left(c,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi\right)$ имеют вид:

$$T^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\int\limits_S\int\limits_{S'} e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} e^{i2\left(\zeta u^2\mp\zeta_1 u_1^2\right)} J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\varphi,\psi_1,\varphi_1)\,uu_1 du du_1, \quad (\text{П.1})$$

где $c_n = c/\sqrt{n}$ и

$$J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\varphi,\psi_1,\varphi_1)=\frac{1}{\pi^2}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} e^{\frac{2uu_1}{c_n^2}\cos\left(\varphi'-\varphi_1'\right)} e^{i\left[u\psi\cos(\varphi-\varphi')\mp u_1\psi_1\cos(\varphi_1-\varphi_1')\right]} d\varphi' d\varphi_1'. \quad (\text{П.2})$$

Введем ряд переменных: $\eta' = \varphi - \varphi'$, $\eta_1' = \varphi - \varphi_1'$, $\theta = \varphi_1' - \varphi'$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi$, и заметим, что $\eta_1' - \eta_1 = \theta + \Delta\varphi$.

С учётом новых переменных экспоненциальные множители в (П.2) запишутся следующим образом:

$$e^{\frac{2uu_1}{c_n^2}\cos(\varphi'-\varphi_1')} = e^{x\cos\theta}, \qquad e^{i\psi u\cos(\varphi-\varphi')} = e^{iy\cos\eta'}, \qquad e^{\mp i\psi_1 u_1\cos(\varphi_1-\varphi_1')} = e^{\mp iy_1\cos\eta_1'}.$$

Воспользуемся формулами Якоби-Ангера для производящих функций [5]:

$$e^{\mp iz\cos\varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty}(\mp i)^n e^{in\varphi} J_n(z), \qquad e^{z\cos\varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\varphi} I_n(z). \quad (\text{П.3})$$

где $J_n(z)$ и $I_n(z)$ – функции Бесселя первого рода и модифицированные функции Бесселя n-го порядка соответственно.

С учетом (П.3) и введенных обозначений будем иметь:

$$e^{i\psi u\cos\eta'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n J_n(\psi u),\ e^{\mp i\psi_1 u_1\cos\eta_1'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty}(\mp 1)^n i^n e^{in\eta_1'} J_n(\psi_1 u_1),$$

$$e^{i\left[\psi u\cos(\varphi-\varphi_1')\mp\psi_1 u_1\cos(\varphi_1-\varphi_1')\right]} = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty}(\mp 1)^n i^{n+m} e^{i(n\eta'+m\eta_1')} J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1),$$

$$e^{\frac{2uu_1}{c_n^2}\cos(\varphi'-\varphi_1')} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{ik\theta} I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right).$$

Тогда (П.2) принимает вид

$$J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\varphi,\psi_1,\varphi_1) = \sum_{n,m,k=-\infty}^{\infty}(\mp 1)^m i^{n+m} I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1)\times$$
$$\times\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta'+m\eta_1')} d\eta' d\eta_1' \quad (\text{П.4})$$

Интегрирование по η' и η_1' дает следующий результат:

$$\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta'+m\eta_1')} d\eta' d\eta_1' = 4\pi^2\delta_{n,k}\delta_{n,(-m)}, \quad (\text{П.5})$$

где $\delta_{n,k}$ – символ Кронекера.

Подставив (П.5) в (П.6), после ряда преобразований получим:

$$J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\psi_1,\Delta\varphi) = 4\sum_{m=-\infty}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\mp 1)^m\cos(m\Delta\varphi) I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1), \quad (\text{П.6})$$

и имеем для $T_n^{(1),(2)}(c,u,u_1,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$ соответственно

$$T_n^{(1),(2)}(c,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=-\infty}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\mp1)^m\cos(m\Delta\varphi)\times$$

$$\times\int_0^1\int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}e^{i2\left(\zeta u^2\mp\zeta_1 u_1^2\right)}I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)J_m(\psi u)J_m(\psi_1 u_1)\,uu_1\,du\,du_1. \qquad (П.7)$$

П.2 Асимптотические выражения для $T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$ при $c<<1$ и $c>>1$

При произвольных c из (П.7), полагая $\zeta=\zeta_1=0$ и опуская нулевые значения из перечня аргументов, имеем

$$T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\pm1)^m\cos(m\Delta\varphi)S_m(c_n,\psi,\psi_1) \quad . \qquad (П.8)$$

где

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\int_0^1\int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}I_m(\frac{2uu_1}{c_n^2})J_m(\psi u)J_m(\psi_1 u_1)uu_1\,du\,du_1$$

Рассмотрим случай $c<<1$. Введем следующие обозначения:

$$f_m(u,u_1)=e^{-\frac{2uu_1}{c_n^2}}I_m(\frac{2uu_1}{c_n^2})J_m(\psi u)J_m(\psi_1 u_1)uu_1,\ s(u_1)=-(u-u_1)^2$$

Тогда $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$ в (П.8) примет вид:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\int_0^1\int_0^1 e^{\frac{s(u_1)}{c_n^2}}f_m(u,u_1)\,du_1\,du \qquad (П.9)$$

Внутренний интеграл по u_1 в (П.9) является интегралом Лапласа и для вычисления его асимптотического (при $c\to0$) значения воспользуемся следующим разложением [6]:

$$\int_0^1 e^{\frac{s(u_1)}{c_n^2}}f_m(u,u_1)\,du_1\approx e^{\frac{s(u=u_1)}{c_n^2}}\sum_{k=0}^{\infty}b_k c^{2(k+\frac{1}{2})},$$

где

$$b_k=\frac{\Gamma(k+\frac{1}{2})}{(2k)!}(\frac{d}{du_1})^k\{f_m(u_1,u)[\frac{2(s(u_1=u)-S(u_1,u))}{(u_1-u)^2}]^{-k-\frac{1}{2}}\}\Big|_{u_1=u}.$$

и ограничимся в нем главным членом. Тогда для (П.9) имеем:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=c_n\sqrt{\pi}\int_0^1 e^{-\frac{2u^2}{c_n^2}}I_m(\frac{2u^2}{c_n^2})J_m(\psi u)J_m(\psi_1 u)u^2\,du.$$

При вычислении интеграла при $c\to0$, используем асимптотическое разложение $\exp\left(-2u^2/c_n^2\right)I_m\left(-2u^2/c_n^2\right)$ при больших значениях аргумента [3] и, ограничившись в нем членами первого порядка малости по c_n, для $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$ имеем:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\frac{c_n^2}{2}\frac{\psi J_{m+1}(\psi)J_m(\psi_1)-\psi_1 J_m(\psi)J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2-\psi_1^2}. \qquad (П.10)$$

Подставив (П.10) в (П.8) получим окончательное выражение при $c<<1$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=2c_n^2\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\pm1)^m\cos(m\Delta\varphi)\frac{\psi J_{m+1}(\psi u)J_m(\psi_1)-\psi J_m(\psi)J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2-\psi_1^2}. \quad (\text{П.11})$$

Рассмотрим теперь случай $c>>1$. Для получения асимптотического выражения для $T_n^{(1),(2)}(c,0,\psi,0,\psi_1,\Delta\varphi)$ при $c>>1$ воспользуемся разложением $I_m\left(2uu_1/c_n^2\right)$ [6]:

$$I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)=\sum_{\kappa=0}^{\infty}\frac{1}{k!(m+k)!}\frac{u^{2k+m}u_1^{m+2k}}{c_n^{2(m+2k)}}.$$

Тогда $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$ в (П.8) запишется в следующем виде:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{k!(m+k)!}\frac{1}{c_n^{2(m+2k)}}\left\{\int_0^1 e^{-\frac{u^2}{c_n^2}}u^{m+2k}J_m(\psi u)udu\int_0^1 e^{-\frac{u_1^2}{c_n^2}}u_1^{m+2k}J_m(\psi_1u_1)u_1du_1\right\}$$

Интегралы в фигурных скобках после разложения $\exp(u^2/c_n^2)$ в степенной ряд сводятся к сумме стандартных интегралов от произведения степенной и бесселевой функций [5]. Опуская простые, но громоздкие преобразования, получим

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{k!(m+k)!}\frac{1}{c_n^{2(m+2k)}}F_{m,k}(\psi)F_{m,k}(\psi_1), \quad (\text{П.12})$$

где

$$F_{m,k}(\psi)=\sum_{p=0}^{\infty}(-1)^p\frac{(m+p+k)!(p+k)!}{p!c_n^{2p}}\sum_{t=0}^{p+k}(-1)^t\frac{(m+2t+1)}{(m+p+k+t)!(p+k-t)!}\frac{J_{m+2t+1}(\psi)}{\psi}. \quad (\text{П.13})$$

Из выражений (П.12) и (П.13) видно, что если ограничиваться членами не выше второго порядка малости по $(1/c_n)$, то необходимо найти только $S_0(c_n,\psi,\psi_1)$ и $S_1(c_n,\psi,\psi_1)$. Соответствующие выражения имеют вид

$$S_0(c_n,\psi,\psi_1)=\frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1}\left\{1-\frac{1}{c_n^2}\left[1-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)}-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)}\right]\right\}, \quad (\text{П.14})$$

$$S_1(c_n,\psi,\psi_1)=\frac{1}{c_n^2}\frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}. \quad (\text{П.15})$$

Выражения (П.8), (П.14) и (П.15) позволяют получить в явном виде $T_n^{(1),(2)}$ при $c>>1$.

$$T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=4\left\{\frac{J_1(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}\left[1-\frac{1}{c_n^2}\left(1-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)}-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)}\right)\right]\pm\right.$$
$$\left.\pm\frac{2}{c_n^2}\cos(\Delta\varphi)\frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi-\psi_1}\right\} \quad (\text{П.16})$$

П.3. Асимптотические выражения для $T_n^{(1),(2)}(c,\zeta,\zeta_1,)$ при $c<<1$ и $c>>1$

Полагая в (П.7) $\psi=\psi_1=0$ и учитывая, что отличным от нуля будет только слагаемое с $m=0$ имеем:

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\zeta_1,)=4\int_0^1\int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}e^{i2(\zeta u^2\mp\zeta_1u_1^2)}I_0\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)uu_1dudu_1 \quad (\text{П.17})$$

Пусть радиусы корреляции малы ($c<<1$). При вычислении двойного интеграла воспользуемся тем, что при $c<<1$ наибольший вклад в значение интеграла дает область малых u. Поэтому замена во внутреннем интеграле верхнего предела на бесконечность не внесет значительной ошибки. Выполнив интегрирование, после некоторых преобразований получим:

$$T_n^{(1)}(c_n,\zeta,\zeta_1)=\frac{c_n^2}{2}\frac{2\zeta\zeta_1c_n^2+i(\zeta-\zeta_1)}{4\zeta^2\zeta_1^2c_n^4+(\zeta-\zeta_1)^2}[1-\frac{1}{2}\exp[-\frac{4\zeta_1^2c_n^2}{1+4\zeta_1^2c_n^4}+i2(\zeta-\frac{\zeta_1}{1+4\zeta_1^2c_n^4})]-$$

$$-\frac{1}{2}\exp[-\frac{4\zeta^2c_n^2}{1+4\zeta^2c_n^4}-i2(\zeta_1-\frac{\zeta}{1+4\zeta^2c_n^4})]$$

Ограничиваясь членами второго порядка малости по c_n , окончательно имеем

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\zeta_{1,})=c_n^2e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}\frac{\sin(\zeta\mp\zeta_1)}{\zeta\mp\zeta_1}\quad . \tag{П.18}$$

Теперь рассмотрим случай $c>>1$. В этом случае при вычислении двойного интеграла используем следующее разложение для $I_0\left(2uu_1/c_n^2\right)$:

$$I_0(\frac{2uu_1}{c_n^2})=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{(k!)^2}\frac{u^{2k}u_1^{2k}}{c_n^{4k}}.$$

Тогда двойной интеграл приводится к виду

$$S_0^{(0)}(c_n,\zeta,\zeta_1)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{(k!)^2}\frac{1}{c_n^{4k}}\left[\int_0^1e^{i(2\zeta-\frac{1}{c_n^2})u^2}u^{2k+1}du\right]\left[\int_0^1e^{-(i2\zeta_1+\frac{1}{c_n^2})u_1^1}u_1^{2k+1}du_1\right].$$

Выполнив интегрирование по u и u_1, после некоторых преобразований получим:

$$S_0^{(0)}(c_n,\zeta,\zeta_1)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{4c_n^{4k}}\frac{[(4\zeta\zeta_1+\frac{1}{c_n^4})+\frac{2}{c_n^2}(\zeta-\zeta_1)]^{k+1}}{[(4\zeta\zeta_1+\frac{1}{c_n^4})^2+\frac{2}{c_n^4}(\zeta-\zeta_1)^2]^{k+1}}e^{i2(\zeta-\zeta_1)}\times \tag{П.19}$$

$$\times[e^{i2\zeta}-e^{-\frac{1}{c_n^2}}\sum_{p=0}^{k}\frac{(-1)^p}{p!}(i2\zeta-\frac{1}{c_n^2})^p][e^{i2\zeta_1}-e^{-\frac{1}{c_n^2}}\sum_{q=0}^{k}\frac{(-1)^q}{q!}(i2\zeta_1-\frac{1}{c_n^2})^q]$$

Как показали расчеты, это выражение дает погрешность менее 1% при $k=30$ для $c\geq0.2$. Если $c\geq1.0$, то достаточно в сумме по k брать не более двух слагаемых.

Ограничиваясь членами второго порядка малости по (c^{-1}), из (П.19) получим, опустив громоздкие вычисления, для $T_n^{(1)}(c,\zeta,0,\zeta_{1,}0)$

$$T_n^{(1)}(c_n,\zeta,\zeta_1)\approx\frac{\sin\zeta\sin\zeta_1}{\zeta\zeta_1}e^{i(\zeta\mp\zeta_1)}\left(1-\frac{1}{c_n^2}\right). \tag{П.20}$$

Список литературы 1. *Должиков, В.В.* Корреляционные характеристики поля на фокальной сфере круглой сфокусированной апертуры // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 129. – С. 35 – 43. 2. *Шифрин, Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. – М. : Сов. радио, 1970. Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory. Golem Press, 1971, 370 p. 3. *Абрамовиц, А., Стиган, И.* Справочник по специальным функциям. – М. : Наука, 1979. 4. *Шифрин,Я.С., Должиков,В.В.* Статистика поля антенны с круглой апертурой сфокусированной в зону Френеля. Ч. 2. Флуктуационные характеристики поля // Электромагнитные волны и электронные системы: – 2010. – Т.15. № 10. – С. 6-23. 5. *Ватсон,Г.Н.* Теория бесселевых функций. – М. : ИЛ, 1949. 6. *Федорюк, М.В.* Метод перевала. – М. : Наука, 1977.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.05.2012

УДК 621.396.67

А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук, Д.С. ГАВВА, канд. техн. наук,
Е.В. КРИКУН, канд. техн. наук, Ю.В. ВИШНЯКОВА

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В ВТСП ФИЛЬТРАХ

Введение

Исследованию нелинейных электродинамических устройств посвящен целый ряд работ. Эта задача является весьма актуальной. Особый интерес представляет анализ нелинейных эффектов возникающих в микроволновых устройствах, выполненных на основе высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП). Более детальные исследования ВТСП показали, что их поверхностный импеданс обладает нелинейными свойствами. Это означает, что устройства, использующие эффект сверхпроводимости, являются нелинейными. При их работе возникают нелинейные явления, которые ограничивают область применения устройств с ВТСП. Проведенный анализ [1] показывает, что нелинейные эффекты в ВТСП структурах могут поставить под сомнение целесообразность применения ВТСП материалов в микроволновой технике. В связи с этим анализ возникающих нелинейных эффектов необходим уже на этапе проектирования устройства. Особенно сильно нелинейные свойства проявляются в структурах с высокой плотностью тока, в частности в фильтрах.

В настоящей работе приведены результаты исследования нелинейных эффектов в фильтрах, выполненных с использованием высокотемпературных проводников.

Математическая модель ВТСП фильтров

При построении математической модели предполагалось, что в общем случае ВТСП фильтр представляет собой микрополосковую структуру (МПС), образованную совокупностью из Q проводников S_q. Проводники располагаются на границах раздела многослойной плоскослоистой среды, материальные параметры p-го слоя которой равны $\varepsilon_p, \mu_p, \sigma_p$, общее число слоев равно P (рис. 1).

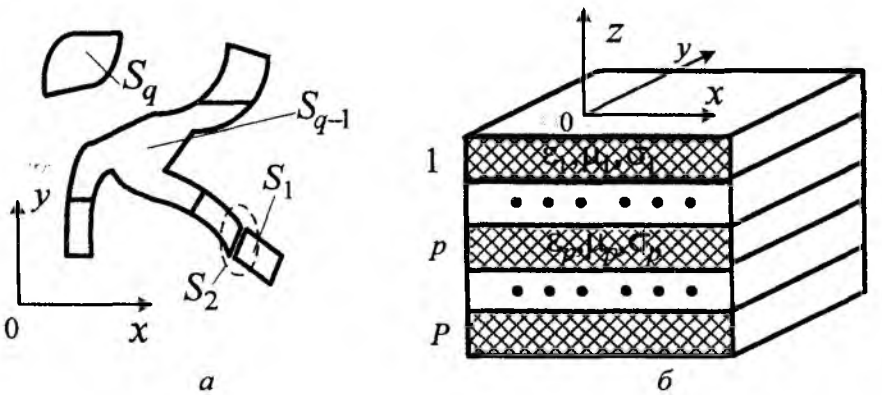


Рис. 1

На поверхности проводника S_q МПС выполняются нелинейные граничные условия вида

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{n} \times \hat{\mathbf{Z}}_q[\mathbf{r}, \mathbf{j}(\mathbf{r},t)]\Big|_{S_q}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{n}(\mathbf{r})$ – внешняя нормаль к поверхности проводника S_q в точке $\mathbf{r}$; $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ – касательная составляющая напряженности электрического поля; $\hat{\mathbf{Z}}_q[\cdot]$ – нелинейный оператор, описы-

вающий свойства поверхностного импеданса проводника S_q в точке $\mathbf{r}$; $\mathbf{j}(\mathbf{r},t)$ – плотность поверхностного тока на S_q.

Конкретный вид оператора $\hat{\mathbf{Z}}_q[\cdot]$, а следовательно и (1), зависит от свойств проводника S_q. Так если S_q – идеальный проводник, то (1) имеет вид

$$\mathbf{n}(\mathbf{r})\times\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\big|_S = 0; \tag{2}$$

если на поверхности проводника выполняются граничные условия Леонтовича, то

$$\mathbf{n}(\mathbf{r})\times\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} Z_s(\mathbf{r},\omega)[\mathbf{n}(\mathbf{r})\times\mathbf{J}(\mathbf{r},\omega)]\exp(j\omega t)d\omega\Big|_S, \tag{3}$$

где $Z_s(\mathbf{r},\omega)$ – поверхностный импеданс проводника в точке $\mathbf{r}$ на частоте ω; $\mathbf{J}(\mathbf{r},\omega)$ – комплексная амплитуда поверхностной плотности тока на частоте ω. Если же S_q – высокотемпературный сверхпроводник, то полагалось [2], что

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) \approx a_{NL}\left(j(\mathbf{r},t)\right)\cdot\mathbf{j}(\mathbf{r},t) + \frac{d}{dt}\left(b_{NL}\left(j(\mathbf{r},t)\right)\cdot\mathbf{j}(\mathbf{r},t)\right), \tag{4}$$

где $a_{NL}(j(\mathbf{r},t))$ и $b_{NL}(j(\mathbf{r},t))$ – функции, характеризующие нелинейные свойства ВТСП проводника.

Предусмотрено также включение в МПС линейных или нелинейных элементов с сосредоточенными параметрами. Для примера на рис. 1, *а* пунктиром показана область разрыва S_2 для подключения сосредоточенного двухполюсного элемента. В этом случае полагается, что S_2 имеет вид узкой щели шириной Δ и в области S_2 должно выполняться условие

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \frac{1}{\Delta\cdot j}\mathrm{F}_k[Wj(\mathbf{r},t)]\cdot\mathbf{j}(\mathbf{r},t), \tag{5}$$

где W – ширина проводника, в который включен сосредоточенный элемент, $\mathrm{F}_k[\cdot]$ – вольт-амперная характеристика сосредоточенного элемента.

Для таких МПС, аналогично [3], получена система нелинейных интегральных уравнений относительно распределения частотных составляющих плотности поверхностного тока:

$$\mathbf{n}_p\times\iint_S \bar{\bar{G}}_i\left(\mathbf{r}_p,\mathbf{r}_q'\right)\mathbf{J}\left(\mathbf{r}_q',\nu_i\right)d\left|\mathbf{r}_q'\right| - \Im_i\left\{\mathbf{n}_p\times\hat{\mathbf{Z}}_{S_q}\left[\mathbf{r}_p,\sum_{n=-N}^{N}\delta_n\mathbf{J}\left(\mathbf{r}_p,\nu_n\right)e^{j\nu_n t}\right]\right\} =$$

$$= \begin{cases}\mathbf{n}_p\times\mathbf{E}^{\text{ext}}\left(\mathbf{r}_p,\omega_k\right), & \text{при}\quad \nu_i=\omega_k\\ 0, & \text{при}\quad \nu_i\neq\omega_k\end{cases} \qquad \forall\quad i=\overline{0,N}. \tag{6}$$

Здесь $\bar{\bar{G}}_i\left(\mathbf{r}_p,\mathbf{r}_q'\right)$ – тензорная функция Грина плоскослоистой среды (рис. 1,б); $\mathbf{r}_p,\mathbf{r}_q'$ – точки наблюдения и интегрирования соответственно; $\mathbf{E}^{\text{ext}}\left(\mathbf{r},\omega_k\right)$, $\mathbf{J}\left(\mathbf{r},\nu_n\right)$, – комплексные амплитуды напряженности стороннего электрического поля и поверхностной плотности тока на частоте ν_n; $\Im_i\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье. Интегрирование в (6) проводится по поверхности $S=\bigcup_{q=1}^{Q}S_q$ всех элементов структуры.

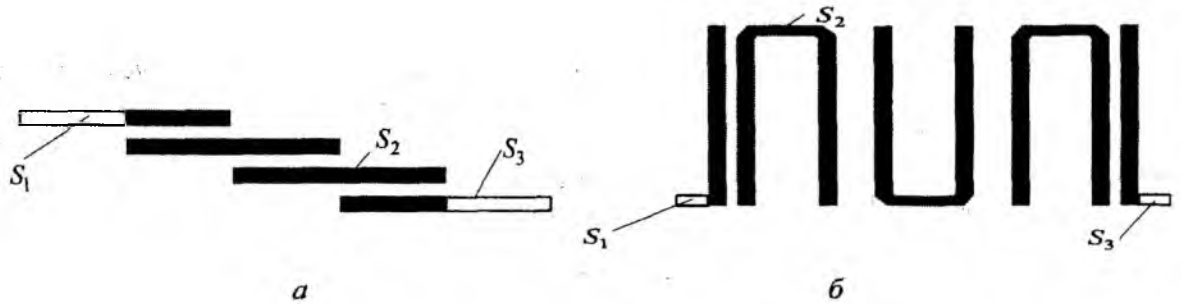
Эта система описывает реакцию фильтра (распределение поверхностного тока) на частотах $\nu_n = m_{0n}\omega_0 + m_{1n}\omega_1 + ... + m_{Kn}\omega_K$ ($m_{in} = 0,\pm1,\pm2,....$) при возбуждении его сторонними ис-

точниками $\mathbf{E}^{ext}(\mathbf{r},\omega_k)$ с различными частотами ω_k ($k=\overline{0,K}$, K+1 – общее число различных частот внешних сигналов).

Для численного решения НИУ был использован метод моментов с различными системами базисных функций для линейного и нелинейного операторов.

Результаты исследований

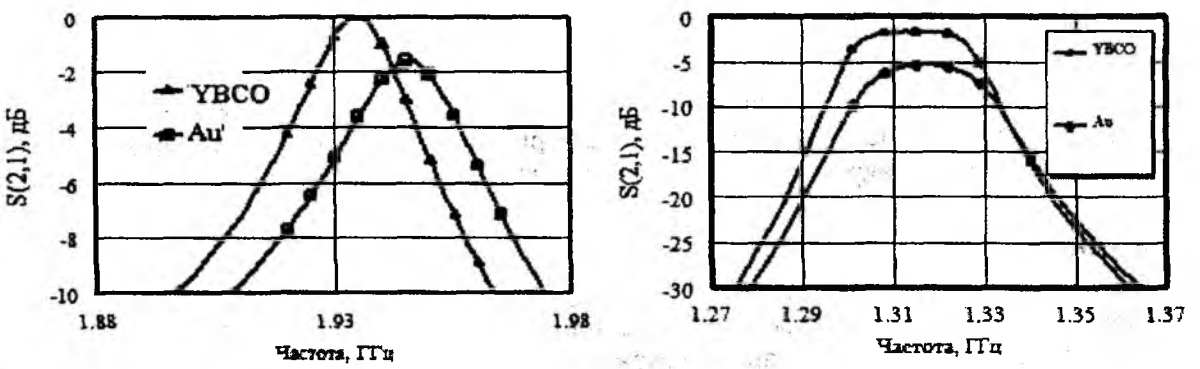
В работе приведены результаты исследований характеристик фильтра с краевой связью и гребенчатого фильтра. Эскизы исследуемых фильтров показаны на рис. 2. Предполагалось, что фильтр S_2 выполнен из ВТСП проводника, а подводящие линии S_1 и S_3 – из идеальных проводников.



а *б*

Рис. 2

Результаты исследования резонансных характеристик данных фильтров изготовленных с применением золота (проводимость 4,10x10^7 *См*) и сверхпроводника при малом уровне входной мощности ($P_{вх}=-30$ *дБм*) представлены на рис. 3, *а* и 3, *б* для фильтра с краевой связью и для гребенчатого фильтра соответственно.



а *б*

Рис. 3

Из рис. 3 видно, что в полосе пропускания потери фильтра изготовленного из ВТСП значительно меньше, чем фильтра выполненного из золота. Поэтому основное внимание уделялось нелинейным свойствам фильтров выполненных из ВТСП.

На рис. 4 и 5 приведены АЧХ ВТСП фильтров с краевой связью (рис. 4) и гребенчатого (рис. 5) для различных уровней входной мощности. Видно, что поведение амплитудно-частотных характеристик такое же, как и поведение АЧХ дискового резонатора, выполненного из ВТСП [4]. Отличие заключается в том, что степень искажения АЧХ фильтров несколько меньше, чем искажения АЧХ одиночного резонатора [4].

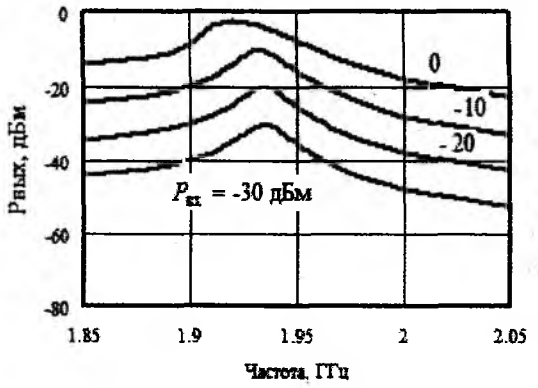


Рис. 4

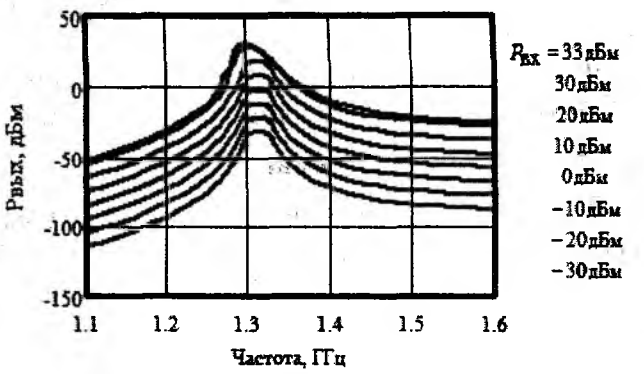


Рис. 5

Зависимости выходной мощности первой и третьей гармоник исследуемых фильтров от уровня входной мощности показаны на рис. 6 и 7 для фильтра с краевой связью и гребенчатого фильтра на частоте $f = 1{,}314$ *ГГц*. Из сравнения данных зависимостей следует, что нелинейные искажения гребенчатого фильтра (рис. 7) гораздо меньше, чем искажения фильтра с краевой связью (рис. 6) которые, в свою очередь, меньше чем искажения резонатора [4].

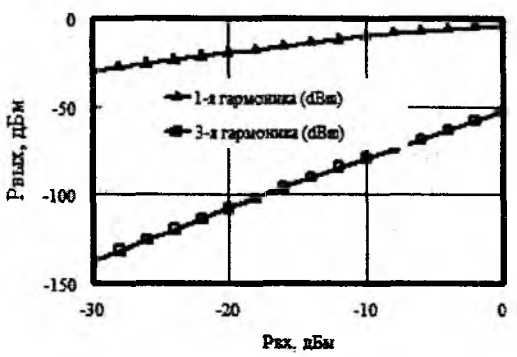


Рис. 6

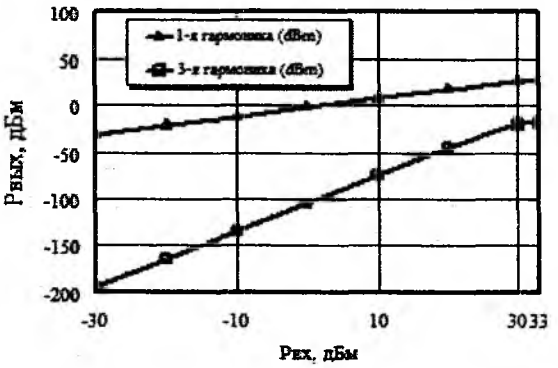


Рис. 7

Учитывая, что избирательность гребенчатого фильтра выше избирательности фильтра с краевой связью и выше, чем избирательность резонатора [4], можно утверждать, что избирательные свойства микроволнового устройства напрямую связаны с его нелинейными характеристиками.

Заключение

Таким образом, приведенные в работе результаты исследований фильтров, выполненных на основе высокотемпературных сверхпроводников, показали, что нелинейность поверхностного импеданса приводит к сдвигу резонансной частоты при увеличении входной мощности. Это, в свою очередь, должно привести к различным уровням интермодуляционных искажений и высших гармоник на разных границах полосы пропускания фильтра. При этом данное различие увеличивается с увеличением уровня входного воздействия. Аналогичное явление наблюдается и в резонаторах, выполненных на основе ВТСП.

Список литературы: 1. *Mateu, J.* Harmonic effects in balance algorithm to model nonlinear HTS filters subject to CDMA signals / J. Mateu, C. Collado, J. M. O'Callaghan // IEEE on MTT-S Digest, Philadelphia. – 2003. – P. 547–550. 2. *Collado, C.* Analysis and Simulation of the Effects of Distributed Nonlinearities in Microwave Superconducting Devices / C. Collado, J. Mateu, J.M. O'Callaghan // IEEE Trans. on Applied Superconductivity. – 2005. – Vol. 15. – № 1. – P. 26–39. 3. *Шифрин, Я.С.* Анализ антенн с распределенной нелинейностью / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов, М.А. Омаров // Антенны (Москва). – 2000. – № 1. – С. 70–83. 4. *Luchaninov, A.I.* Modeling of nonlinear effects in HTS resonator / A.I. Luchaninov, E.V. Krykun, D.S. Gavva // International Conference on Antenna Theory and Techniques, Kyiv, Ukraine – 20-23 September, 2011. – P. 250–253.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 09.04.2012

УДК 621.396.67

В.А. УСИН, д-р техн. наук, В.И. МАРКОВ

СКАНЕРЫ РОТАЦИОННОГО ТИПА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

Введение

Для реализации современных ближнезонных методов антенных измерений широко применяются механические координатные устройства (КУ). Основными параметрами КУ являются: число координат, пределы перемещения полезной нагрузки по каждой из координат, дискретность отсчетов, точность позиционирования, скорость перемещения, ускорение, наибольшая масса полезной нагрузки и т.п. [1, 2].

В зависимости от конструкции антенны и наличия возможности изменения ее положения в процессе измерения амплитудно-фазовых распределений (АФР) используются различные виды сканирования (планарное, плоско-полярное, радиальное, цилиндрическое, сферическое сканирование и др.) и, соответственно, предъявляются различные требования к типам, размерам и ориентации сканеров [2]. В настоящее время ряд фирм (например, MI-Technologies, ORBIT-FR, NSI и др.) предлагает заказчикам широкий выбор готовых конструкций механических сканеров. Это вертикальные, горизонтальные, наклонные планарные сканеры и ряд сканеров со специфической конструкцией, предназначенных для проведения настройки и измерения параметров антенн по месту применения [3 – 5].

Для настройки и проведения испытаний ФАР наибольшее распространение получили планарные сканеры с конструкцией типа «инверсное Т» с размерами зоны сканирования от 0,9м х 0,9м до 35м х 16м [6]. В конструкции этого типа вертикальная мачта перемещается по двум горизонтальным направляющим, размещенным на жестком стабильном фундаменте. Данная конструкция имеет ряд преимуществ по сравнению с ранее использовавшимися коробчатыми сканерами, а именно:

- более высокая надежность за счет упрощения конструкции привода;
- упрощение монтажа и юстировки;
- уменьшение переотражений зондового сигнала от конструкции сканера за счет исключения ряда несущих элементов;
- уменьшение влияния температуры на конструкцию сканера за счет более компактной механической структуры.

Постановка задачи

Наиболее существенным недостатком апертурно-зондового метода является значительное время измерения АФР, обусловленное ограничением скорости механического перемещения одиночного измерительного зонда.

Попытки сократить время измерений АФР за счет увеличения скорости перемещения измерительного зонда неизбежно приводят:

– к увеличению динамических нагрузок на каретки сканера;

– интенсивному износу сканера и подвижной линии передачи СВЧ-сигнала;

– увеличению вибраций зондовой системы и росту ошибок позиционирования измерительного зонда;

– увеличению погрешностей измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения измеренных данных.

Еще одним фактором, ограничивающим скорость перемещения зонда, является время установления сигнала и выполнения измерений после переключения состояния ФАР (при

проведении в одном цикле измерений АФР для группы каналов, ряда положений лучей в пространстве и набора частот по методу разнесенных матриц). Именно поэтому реально сканеры перемещают зонд с рабочей скоростью 12÷25 см/с при выполнении измерений и не более 50 *см/с* на холостом ходу.

Обычно апертурно-зондовый метод используется для определения параметров планарных остронаправленных антенн (КНД >15 *дБ*). При этом исследуемые антенные системы неподвижны, а сектор восстановления пространственных ДН, как правило, не превышает ± 70°. Дальнейшее расширение сектора восстановления при использовании планарного сканера (или цилиндрического сканера в вертикальной плоскости) связано с большими техническими трудностями в связи с резким увеличением требуемой зоны сканирования.

Достаточно большие затруднения вызывают требования к поддержанию микроклимата в крупногабаритных безэховых экранированных камерах (БЭК):

– температура окружающего воздуха 20±2°С;

– перепад температуры по высоте (между нижней и верхней и нижней кромками сканера) не должен превышать 3°С.

Это связано с тем, что при изменении температуры вследствие теплового расширения изменяется длина и форма направляющих сканера, что приводит либо к ошибкам измерения АФР, либо к необходимости отслеживания лазерным интерферометром фактического положения зонда в пространстве с последующим усложнением математической обработки для коррекции измеренных данных [7]. Поддержание стабильной температуры в БЭК влечет за собой большие эксплуатационные затраты, так как температурный режим в БЭК должен выдерживаться постоянно.

Определенные проблемы возникают при попытках укрытия радиопоглощающим материалом (РПМ) горизонтальных направляющих сканера. Применение подвижных щитов с РПМ в АИК «ИКАР-4» и АИК «БП-УСТ» при высокой интенсивности проведения испытаний ФАР выявило их недостаточную эксплуатационную надежность.

Решение ряда проблем нашло в специфической конструкции сканера, разработанного фирмой NSI [8, 9]. Такой сканер обладает рядом преимуществ и обеспечивает восстановление пространственных ДН в секторе ±90° без перемещения антенны. Однако сканер использующий сканирование АФР на сферической поверхности очень сложно применить при проведении настройки ФАР и определении нормирующих коэффициентов для встроенной системы контроля и калибровки [10].

Для комплексного решения возникающих при измерении ближнего поля проблем предлагается использовать сканер ротационного типа (СРТ) с втроенной термостабилизацией конструкции и изменяемой геометрией поверхности сканирования от конусообразной (при измерении ДН в секторе ±90°) до плоско-полярной или радиальной (при настройке ФАР и определении нормирующих коэффициентов).

Техническое описание сканера ротационного типа

Схема рабочего места для измерения параметров ФАР с помощью СРТ приведена на рис. 1.

Особенностью сканера СРТ является возможность его крепления на капитальной стене безэховой камеры (БЭК) через технологическое отверстие в стене или установка на специальном постаменте. При этом ось вращения шпинделя 2, находящегося в корпусе 1, горизонтальна. Образующая 4 шарнирно крепится к системе подвеса 5 жестко закрепленной на конце шпинделя 2.

Зондовая система на образующей 4 может располагаться как перпендикулярно оси вращения шпинделя, так и под некоторым углом к нему. В первом случае сканирование производится на плоско-полярной или радиальной поверхности, а в последнем случае зондовая система при вращении шпинделя описывает в пространстве коническую поверхность. Подобная схема построения и размещения СРТ по сравнению с плоскопараллельными

сканирующими устройствами приводит к тому, что уменьшаются линейные и, соответственно, весогабаритные параметры сканера и как следствие, металлоемкость конструкций при увеличении механической жесткости составных частей.

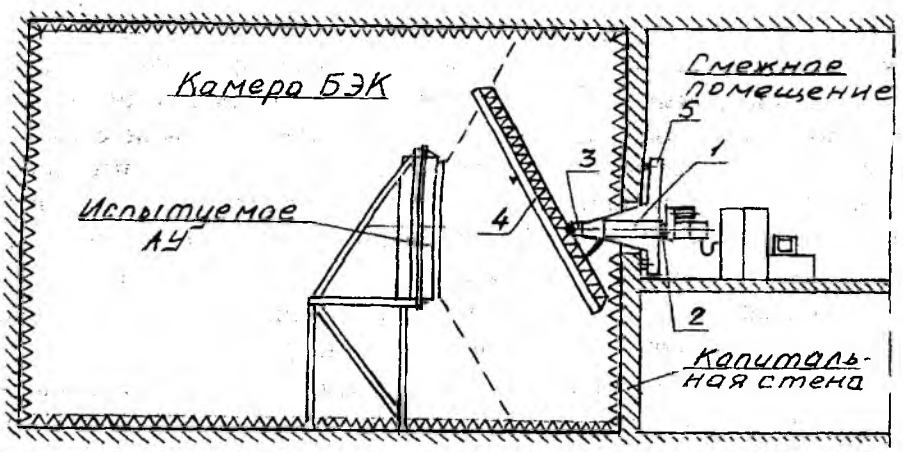


Рис. 1. Схема рабочего места для измерения параметров антенн с помощью СРТ:
1 – корпус; 2 – шпиндель; 3 – система подвеса образующей; 4 – образующая;
5 – система подвеса корпуса

Составные части сканера, как то корпус со шпинделем, образующая могут быть выполнены как неделимые сборочные (транспортные) единицы полной заводской сборки, что облегчает процессы настройки, регулировки по месту применения и повышает их метрологические характеристики.

Система подвеса корпуса позволяет изменять положение оси вращения шпинделя в плоскости XY и XZ. (Система координатных осей: ось X – горизонтальна и параллельна апертуре AY; ось Y – вертикальна и параллельна апертуре AY. Ось Z – перпендикулярна осям X и Y).

Уменьшается количество точек регулировки и юстировки СРТ. Основные точки регулировки СРТ находятся вне БЭК и легко доступны. Уменьшается объем и упрощается метрологическая аттестация сканера.

*Для монтажа СРТ, в случае его крепления на капитальной стене, не требуются специ*альные фундаменты. Монтаж СРТ может производиться из смежного с БЭК помещения и не связан с проведением общестроительных работ в БЭК.

Сканер ротационного типа имеет минимальную поверхность металлических и металлопластиковых конструкций, достаточно просто укрывается РПМ и хорошо компонуется в БЭК с учетом размещения РПМ на стенах, потолке и полу БЭК. При этом существенно уменьшается длина измерительных СВЧ-трактов от измерительного зонда до измерительной аппаратуры и снижаются высокочастотные потери.

При необходимости образующая СРТ может располагаться перпендикулярно оси вращения шпинделя. При этом СРТ фактически превращается в плоско-полярный или плоско-радиальный сканер.

За счет применения адаптивной конфигурации сканера ротационного типа при плоско-полярном или плоско-радиальном сканировании эквивалентен плоскопараллельному сканеру с зоной сканирования примерно на 25 % больше чем у СРТ, но который просто физически не может быть размещен в БЭК, имеющей ограниченные размеры. В случае конического сканирования СРТ обеспечивает восстановление пространственных ДН в секторе ±90° без перемещения антенны.

В СРТ может использоваться внутренняя температурная стабилизация механической конструкции и СВЧ-трактов в помещениях с плохо контролируемой внешней температурой (даже в БЭК с системой кондиционирования воздуха возможны перепады температуры при периодических включениях и отключениях вентиляторов). Аналогичное техническое реше-

ние было подтверждено практическим использованием в машиностроении и передвижном сканере для измерения параметров и настройки антенной системы РЛС Aegis [11 – 12].

Метод конического сканирования

Метод конического сканирования давно привлекает пристальное внимание разработчиков аппаратуры и программного обеспечения для выполнения антенных измерений [13]. Однако возможности его применения были ограничены высокой сложностью алгоритмов обработки результатов измерения АФР и несовершенством вычислительной техники.

Резко возросшие возможности современной вычислительной техники сняли существовавшие ранее ограничения по практической реализации данного метода. В работах, выполненных за последние три года, приводятся результаты моделирования и экспериментов, а также детально описывается примененный математический аппарат конического сканирования с компенсацией характеристик измерительного зонда [14 – 16].

Перспективы дальнейших исследований. Существенное повышение качества и оперативности проведения измерений АФР может быть достигнуто при использовании в СРТ многозондовой системы [17 – 18]. Для повышения точности измерений представляется целесообразным продолжить работу по разработке сканера ротационного типа со сканированием по усеченной конусной поверхности [19].

Выводы

Предложенная конструкция СРТ имеет ряд преимуществ перед известными конструкциями сканеров:

– изменяемая геометрия сканирования обеспечивает возможность применения СРТ при настройке ФАР и восстановление ДН секторе ±90° без перемещения антенны;

– уменьшение влияния температуры окружающей среды на точность измерений обусловлено компактной конструкцией сканера и встроенной системой термостабилизации;

– минимальное количество металлоконструкций, полностью укрытых радиопоглощающим материалом, в зоне сканирования;

– при использовании в СРТ многозондовой системы повышается оперативность и точность определения параметров антенн;

– уменьшается стоимость изготовления и эксплуатации сканера ротационного типа.

Список литературы: 1. *Страхов, А.Ф.* Автоматизированные антенные измерения. – М. : Радио и связь, 1985. – 136 с. 2. *Slater, Dan,* Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991, 310 p. 3. *http://www.nearfield.com.* 4. *http://www.mi-technologies.com.* 5. *http://www.orbitfr.com.* 6. *Demas, J., Speicher, T.* Innovative mechanical designs for scanners. // 1997-11-01 – AMTA 1997, p. 366. 7. *Gregson, S., McCormick, J., Parini, C.* Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements. Institution of Engineering and Technology. 2007. – P.424. 8. *Arch Roll* Spherical Nearfield Scanner // Microwave Journal Vol. 53. No. 12 January 2010 Page 116. 9. *Hindman, G., Tyler, H.* High Accuracy Spherical Near-Field Measurements On a Stationary Antenna // Proc. of the 32nd Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association. A10-0108. – 2010. 10. *Основные* тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 160. – С. 213-227. 11. *McAdams, G.E.; Romanchuk, R.* 14' x 14' Portable Planar Near-Field Scanner System (PPNFSS) for the Aegis Array. // Proc. of the Antenna Measurement Techniques Association 1999-11-03 – 1999, p. 351. 12. *Slater, D. et al.:* Thermal Control Apparatus For Two-Axis Measurement System. H01Q 1/12, US Patent Number 6,193,334. – Feb. 27, 2001. 13. *Замятин, В.И., Усин, В.А.* Восстановление диаграммы направленности антенн по измерениям ближнего поля на конической поверхности // Третья Всесоюз. конф."Метрологическое обеспечение антенных измерений", ВКАИ-3. – Ереван, 1984. – С. 260. 14. *Leatherwood, D.* Conical Near-Field Antenna Measurement System // Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) symposium, A07-0006. – St. Louis, November, 2007. 15. *Gregson, S.F. Parini, C.G. McCormick, J.* Proposal for a novel near-field antenna measurement technique employing a conic frustum geometry // Antennas and Propagation Conference, 2008.

LAPC 2008. Loughborough 17-18 March 2008 p: 105 – 108. 16. *Gregson, S. F., Hindman G. E.* Conical near-field antenna measurements // Proc. of the 31nd Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association. A08-0021. – Boston, November 2008. 17. *Shemer, U., Gandois, A.* A High Performance State-of-the-Art Planar Hybrid Scanner // Proc. of the 32nd Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association. A10-0017. – 2010. 18. *Усин, В.А., Марков, В.И., Анохина, О.Д., Усина, А.В., Рожнятовская, Л.В.* Многоканальный зонд для измерений параметров антенн апертурно-зондовым методом // Тр. 15 Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'05) Севастополь : Вебер, 2005. – Т.2. – С. 713-714. 19. *Gregson, S. F., Hindman, G. E.* Conical near-field antenna measurements // IEEE Antennas Propagat. Mag., vol. 51, February 2009. – P. 193 – 201.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
ГП «НИИ «Квант»

Поступила в редколлегию 20.05.2012

УДК 621.396.67

С.В. ПОМАЗАНОВ, А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ И ОПЕРАТИВНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Введение

На протяжении многих лет наиболее распространенным методом определения характеристик антенн был традиционный метод полигонных измерений в дальней зоне. Главное его достоинство – простота схемы измерений, обеспечивающая к тому же в ряде случаев определение параметров антенн в условиях, близких к реальным, при ее функционировании в составе соответствующей радиотехнической системы. Малая информативность и сложности применения данного метода для настройки и проведения измерений параметров фазированных антенных решеток (ФАР) привели к широкому внедрению методов ближней зоны [1], которые основаны на измерении ближнего поля антенн и последующем пересчете поля в дальнюю зону.

Измерение параметров ФАР выполняется на автоматизированных измерительных комплексах (АИК) в ближней зоне излучения [2, 3]. Ближнее поле антенны необходимо измерять (в общем случае) на некоторой замкнутой поверхности, охватывающей антенну. Это требует создания двумерных сканирующих устройств и обработки соответствующих массивов измерительной информации.

При проведении настройки ФАР необходимо определить фазовые и амплитудные поправки, которые зависят от положения луча в пространстве и частоты (в отличие от параметров зеркальных антенн и антенн с механическим сканированием) и нормирующие коэффициенты для встроенной системы контроля, что существенно увеличивает время проведения испытаний. Количество возможных реализаций ДН (порядка 105 – 1010 ДН) зависит от числа каналов, вида лучей (узкий, широкий, косеканс и т.д.), количества положений луча в пространстве (что определяется шириной луча и сектором обзора), числа рабочих частот, режимов работы, возможности адаптации к помеховой обстановке и собственному техническому состоянию [3, 4]. По измеренному амплитудно-фазовому распределению (АФР) поля проводится расчет АФР на апертуре и синтез пространственной ДН, оцениваются параметры ФАР и определяются комплексные поправки для проведения настройки [4, 5].

Поэтому задачи снижения затрат средств, повышения оперативности и экономии ресурса изделий при проведении настройки и испытаний ФАР приобретают все большее значение.

Постановка задачи

Наиболее существенным недостатком апертурно-зондового метода является значительное время измерения АФР, обусловленное ограничением скорости механического перемещения одиночного измерительного зонда.

Попытки сократить время измерений АФР за счет увеличения скорости перемещения зонда неизбежно приводят к увеличению динамических нагрузок на каретки сканера, интенсивному износу сканера и подвижной линии передачи СВЧ-сигнала, увеличению вибраций, росту ошибок позиционирования измерительного зонда и погрешностей измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения [6].

Еще одним фактором, ограничивающим скорость перемещения зонда, является время выполнения измерений после переключения состояния ФАР (при проведении измерений параметров ФАР для группы каналов, положений лучей в пространстве и частот в одном цикле измерений). Именно поэтому реально сканеры перемещают зонд со скоростью 12 – 25 *см/с* при выполнении измерений и не более 50 *см/с* – на холостом ходу.

Большая длительность измерения АФР приводит к необходимости проведения дополнительных калибровочных измерений для уменьшения погрешности определения фазовог

распределения, обусловленной изменением температуры аппаратуры АИК и самой ФАР за время измерений.

Анализ результатов эксплуатации заводских АИК показывает, что снижение общей погрешности измерений возможно за счет:

- уменьшения погрешностей, вносимых переотражениями от конструкции сканера и окружения,
- уменьшения погрешностей обусловленных взаимным влиянием измерительного зонда и ФАР,
- снижения неточностей, связанных с подвижным СВЧ трактом связи,
- снижения ошибок позиционирования зонда координатно-измерительным устройством,
- сокращения времени цикла измерений.

Существенно упростить систему измерения ближнего поля и систему обработки можно в случае, если ближнее поле измеряют линейным зондом. При этом линейный зонд играет роля аналогового сумматора, а двумерные преобразования результатов измерений сводятся к одномерным. Использование линейных зондов требует учета особенностей получения информации о ближнем поле антенн. Это касается линейных зондов в виде ФАР с дискретно-коммутационными фазовращателями (ФВ).

Усреднение результатов измерений ближнего поля по начальной фазовой постоянной эквивалентно применению в ФАР непрерывных фазовращателей и исключает ошибки восстановления ДН за счет дискретности фазирования.

Цель работы – разработка предложений по использованию многоканальной зондовой системы (МЗС) для сокращения времени измерения ближнего поля ФАР и улучшения точностных характеристик измерительной системы.

Алгоритмы преобразования измерений ближнего поля антенн

При измерении ближнего поля антенны на плоской поверхности поле антенны в дальней зоне в сферической системе координат (r, θ, φ) связано с измеренными тангенциальными компонентами $\dot{E}_x$, $\dot{E}_y$, соотношениями

$$\dot{E}_\theta = M(\theta, \varphi) S_x(k_x, k_y), \quad \dot{E}_\varphi = M(\theta, \varphi) S_y(k_x, k_y),$$

где $M(\theta, \varphi)$ – известные функции угловых координат точки наблюдения;

$$S_{x,y}(k_x, k_y) = \iint_{D_{изм}} \dot{E}_{x,y}(x, y) e^{j|k_x x + k_y y|} dx dy \qquad (1)$$

– спектры плоских волн, определяемые результатами измерений ближнего поля антенны на поверхности $D_{изм}$, $k_x = k \sin\theta \cos\varphi$, $k_y = k \sin\theta \sin\varphi$.

При проведении измерений на цилиндрической поверхности (координаты r, ψ, z), алгоритмы преобразования ближнего поля по координате z, параллельной образующей цилиндра, содержат интеграл [1]

$$S(\psi, \theta) = \int_{L_{изм}} \dot{E}_{z,\psi}(\psi, z) e^{jkz\cos\theta} dz, \qquad (2)$$

где $\dot{E}_z$, $\dot{E}_\psi$ – тангенциальные компоненты электрического поля на поверхности измерения; $L_{изм}$ – область измерений ближнего поля по образующей цилиндра; θ – сферическая координата точки наблюдения.

Таким образом, измерения ближнего поля на плоской и цилиндрической поверхности требуют вычисления спектров ближнего поля (1), (2).

Одномерное интегрирование в (1) или в (2) можно выполнить, если использовать линейный зонд с возможностью управления фазовым распределением (ФР). Линейный зонд в этом случае позволяет обеспечить одномерное преобразование Фурье и существенно ускорить реализацию измерений.

Характеристики линейных зондов с дискретно-коммутационными фазовращателями

Интегрирование по одной переменной (x или y в (1) или по z в (2)) можно выполнить с помощью линейного зонда длиной $L_{изм}$, равной размеру области измерения ближнего поля. Для определенности далее рассмотрим применение линейного зонда для реализации алгоритма (2).

Если АФР в линейном зонде выбрать равным $\dot{Z}(z)=t^{jkz\cos\theta}$, то сигнал на выходе будет пропорционален спектру (2) в направлении $\cos\theta=u$, т. е. величине $\dot{S}(\psi,\theta)$.

Требуемое АФР в раскрыве зонда наиболее просто реализовать в линейной эквидистантной ФАР с равномерным амплитудным распределением (АР), а линейное фазовое распределение для фиксированного значения θ (или значений k_x, k_y в (1)), можно обеспечить управляемыми фазовращателями (ФВ).

Использование линейных ФАР соответствует замене интегрирования в (2) суммированием и сигнал на выходе зонда может быть представлен в виде

$$\dot{S}(u,\psi)=\sum_{i=0}^{N-1}\dot{E}_{\psi}(id,\psi)e^{jkidu}, \qquad (3)$$

где i – номер элемента ФАР; d – шаг решетки; N – число элементов ФАР.

Расстояние между излучателями d должно соответствовать стандартному антенному критерию и обеспечивать вычисление спектра в требуемом угловом секторе значений θ.

Повышение точности измерения при использовании ФАР с коммутационными ФВ

Если фазовращатели в антенной решетке являются непрерывными, то соотношение (3) выполняется точно. Однако на практике применяют коммутационные ФВ, обеспечивающие изменение фазы на выходе дискретно с шагом $2\Delta=\frac{2\pi}{2^{\nu}}$ (ν – разрядность ФВ). Поэтому вместо требуемого ФР в i-м элементе ФАР $\varphi_0(i)=kidu$ устанавливают ближайшее к φ_0 значение $\varphi(i)=2\Delta E\left\{\frac{\varphi_0(i)-\Delta}{2\Delta}\right\}$, где $E\{\bullet\}$ – оператор выделения целой части. При этом возникает ошибка $\delta\varphi(i)=\varphi_0-\varphi$ и сигнал на выходе зонда

$$\dot{S}(u,\psi)=\sum_{i=0}^{N-1}\dot{E}_{\psi}(id,\psi)e^{j\varphi(i)}. \qquad (4)$$

Это приводит к искажению результатов измерений ближнего поля антенны линейным зондом и ошибкам восстановления диаграмм направленности (ДН). Отметим, если исследуемое поле $\dot{E}_{\psi}(id,\psi)$ имеет постоянную амплитуду и фазу, то отклик зонда совпадает с его ДН. Соответствующие примеры приведены на рис. 1 и 2. На них показаны теоретические (сплошные кривые) и восстановленные (штрих) ДН линейной антенны длиной $L=10\lambda$ с

равномерным АР. Фазовое распределение в антенне было выбрано синфазным (рис.1) и линейным, обеспечивающим отклонение главного лепестка ДН на угол 20° от нормали (рис. 2) Параметры зонда $N = 20$, $d = \frac{\lambda}{2}$, $2\Delta = \frac{\pi}{2}$ ($\nu = 2$).

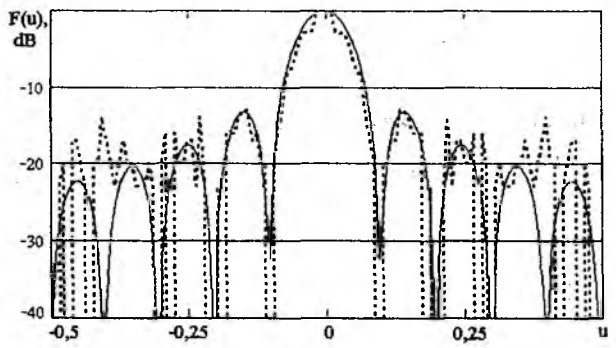


Рис. 1

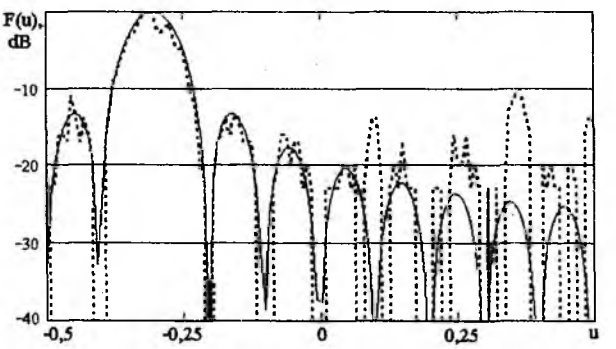


Рис. 2

Как видно из представленных рисунков, ошибки дискретизации позволяют восстановить только главный лепесток ДН. Для антенн с низким уровнем боковых лепестков погрешности восстановления ДН будут высокими.

Отметим, что применение дискретных ФВ означает, что требуемое линейное ФР (рис. 3, *а* сплошная линия) аппроксимируется ступенчатой функцией (точки), а ошибка фазирования носит периодический характер (рис. 3, *б*). Если к требуемому фазовому распределению $\varphi_0(i)$ добавить некоторую постоянную фазу (фазовую «подставку»), то получим ФР с такой же крутизной (рис. 3, *а*, пунктир), а график фазовой сместится по оси φ_0 на величину ξ (рис. 3, *б*, кружки).

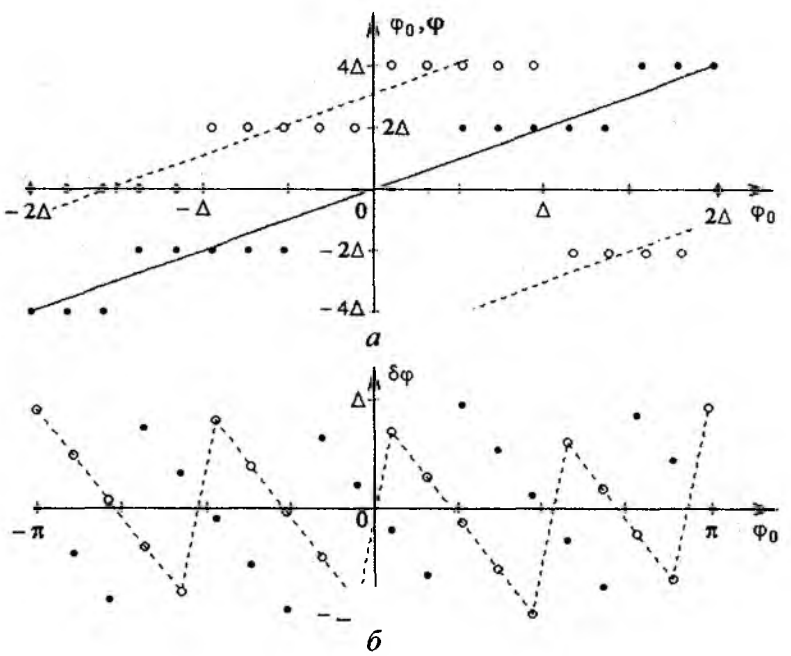


Рис. 3

Усредним по ξ на интервале $(-\pi, \pi)$ полученные значения

$$\bar{S}(u,\psi) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{E}_{\psi}(id,\psi) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi} \cdot e^{j2\Delta E\left\{\frac{\varphi_0(i)-\Delta+\xi}{2\Delta}\right\}} d\xi . \quad (5)$$

Входящую в интегральное выражение функцию $e^{j2\Delta E\left\{\frac{\varphi_0(i)-\Delta+\xi}{2\Delta}\right\}}$ представим в виде $e^{j(\varphi_0+\xi)} \cdot e^{j\delta\varphi(\xi)}$, где $\delta\varphi(\xi)$ – ошибка дискретизации. Учитывая периодический характер функции $\delta\varphi(\xi)$ (см. рис. 3, *б*) и раскладывая $e^{j\delta\varphi(\xi)}$ в ряд Фурье, после соответствующих вычислений получим

$$\bar{S}(u,\psi) = \dot{S}(u,\psi) \frac{\sin\Delta}{\Delta} . \quad (6)$$

Таким образом, усреднение результатов измерения ближнего поля антенны линейным зондом по начальной подставке эквивалентно использованию в ФАР непрерывных фазовращателей, т. е. устранению ошибок дискретизации. Соответствующие результаты приведены на рис. 4 – 6. На рис. 4 приведена восстановленная ДН при усреднении $\dot{S}(u)$ на интервале $(0, 2\pi)$ по 60 значениям $\xi_k = \frac{2\pi}{60} k$, $k = \overline{1, 60}$ (точки) и теоретическая ДН (непрерывная кривая). Остальные условия моделирования соответствуют рис. 3. На рис. 5 и 6 представлены результаты восстановления амплитудного и фазового распределения этой же антенны без усреднения по ξ (кружки), с усреднением (точки).

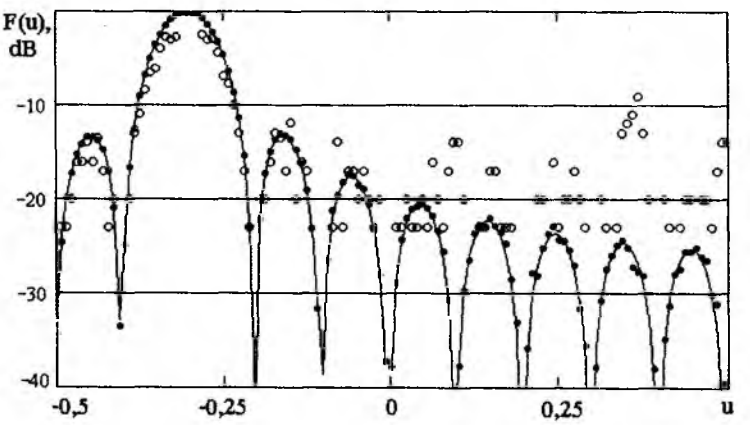


Рис. 4

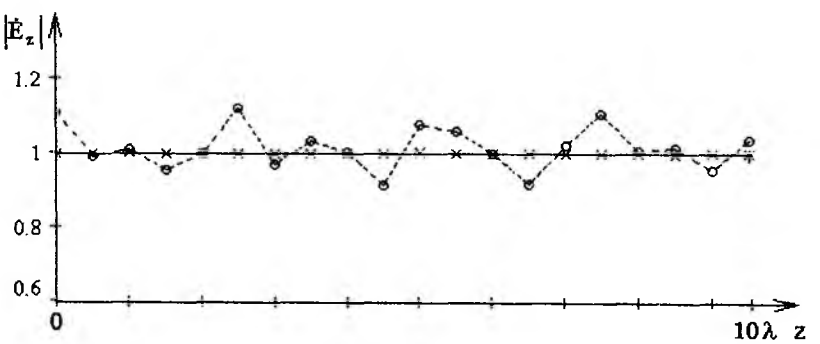


Рис. 5

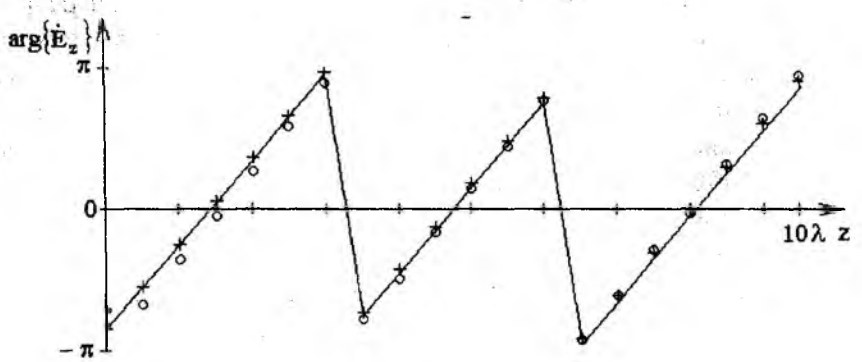


Рис. 6

Особенности применения МЗС в системах измерения ближнего поля ФАР

Конструкцию МЗС целесообразно выполнить на основе элементов исследуемой ФАР. Это оправдано тем, что при изготовлении ФАР закладывается эксплуатационный запас приемо-передающих модулей (ППМ), которые должны пройти наработку на отказ перед помещением в ЗИП (Запасные части, Инструменты, Принадлежности).

Для МЗС также можно использовать экспериментальные образцы ППМ, созданные на этапах технического и рабочего проектирования.

На ошибки измерений АФР влияет ряд факторов, одним из которых являются переотражения от элементов АИК (сканер), стен, пола, потолка БЭК и апертуры ФАР. Переотражения от элементов АИК и БЭК искажают распределение поля в ближней зоне и могут быть снижены за счет укрытия их радиопоглощающим материалом с улучшенными свойствами. Взаимные переотражения между измерительным зондом и исследуемой ФАР принципиально нельзя исключить, а эти переотражения вносят наибольший вклад в ошибку определения ближнего поля исследуемой АС [7].

Существующие методы уменьшения влияния взаимных переотражений за счет многократных повторений измерений АФР при различных взаимных положениях зонда и ФАР, предложенные в [7], обладают рядом недостатков, таких как увеличение времени сканирования, ошибки позиционирования зонда, температурный уход параметров измерительной аппаратуры и др.

Применение МЗС с пространственно разнесенными элементами позволяет повысить точность и оперативность измерений АФР, учесть и снизить влияние отражений между ФАР и МЗС, а также расширить возможности измерительного комплекса [5, 8]. В частности, появляется возможность экспериментальной оценки взаимного влияния элементов ФАР, определения ДН элемента ФАР в составе решетки и др.

При использовании в каналах МЗС многоканального переключателя (МП) или фазовращателей (ФВ), наряду с интегральным измерением АФР поля появляется возможность выделения коммутационным методом сигналов от каждого излучателя из суммарного сигнала на выходе МЗС, что позволяет рассчитать АФР на апертуре и получить пространственную ДН ФАР. Следует отметить, что при конструировании МЗС в виде линейной ФАР возникают те же проблемы, что и при разработке ФАР [6].

Поскольку рабочая полоса частот МЗС определяется размерами его элементов на нижней рабочей частоте и пространственным сектором углов определения параметров ФАР на максимальных углах сканирования на верхней рабочей частоте, то для повышения широкополосности излучающих элементов МЗС их физические размеры должны быть электрически достаточно большими [9, 10].

При создании МЗС для измерения параметров ФАР необходима разработка оптимальных по электрическим и массогабаритным параметрам широкополосных излучающих элементов, совместимых с интегральными схемами СВЧ фазовращателей. Этим требованиям удовлетворяют открытые планарные щелевые излучатели, работающие в многооктавной полосе частот. На их основе можно создавать технологичные широкополосные МЗС [10].

Однако такие МЗС обладают следующими недостатками:

– на выходе МЗС присутствует большой суммарный фоновый сигнал от отключаемых (закрытых) или некоммутируемых каналов;

– сложно реализовать высокую точность измерений АФР при коммутации элементов МЗС или при выделении сигнала от отдельного излучателя МЗС при большом числе каналов;

– сложно обеспечить требуемое расстояние между элементами МЗС в широком диапазоне частот при большом пространственном секторе сканирования;

– взаимная связь между элементами МЗС ограничивает возможности измерения АФР при максимальных углах сканирования ФАР;

– МЗС с большой развязкой между каналами существенно ослабляет сигнал;

КСВ закрытых каналов достаточно высокий (либо при введении дополнительных переключателей и согласованных нагрузок сама МЗС оказывается весьма сложной).

Частично эти недостатки можно исправить, используя линейную структуру фазового и относительную симметрию амплитудного распределений при любом положении луча ФАР в пространстве. Для этого в каналы с четными номерами МЗС можно включить фиксированные фазовращатели, обеспечивающие сдвиг фазы сигнала для половины излучателей на 180° перед их суммированием [6].

Предложенную в [6] конструкцию МЗС можно оптимизировать путем исключения вспомогательных ФВ и внесения 180° фазового сдвига в четные каналы МЗС штатными ФВ. Предварительно следует провести индивидуальные измерения параметров ФВ каждого элемента МЗС и создать файл, содержащий значения вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов в рабочей полосе частот. Этот файл используется при обработке результатов измерений для повышения точности определения амплитуды и фазы сигналов в каналах МЗС.

Основное противоречие при конструировании широкополосной разнесенной многоканальной зондовой системы (РМЗС) (обеспечение требуемого расстояния между крупногабаритными элементами в РМЗС) можно устранить за счет их пространственного разнесения. Достаточно большие габаритные размеры вертикальной колонны сканера, обусловленные конструктивными требованиями, предоставляют возможность конструктивно выполнить РМЗС в виде разнесенных в пространстве по трем координатам излучателей. В свою очередь, это позволяет снизить взаимное влияние между излучателями при высокой эквивалентной плотности их размещения по вертикали и обеспечить требуемую разрешающую способность расчета АФР на апертуре, высокую точность определения ДН в широком секторе углов и провести компенсацию влияния переотражений в одном цикле измерений.

Отметим, что одним из преимуществ РМЗС является возможность расширения полосы рабочих частот за счет применения широкополосных излучателей, однако при этом особое внимание необходимо уделять вопросам калибровки измерительных каналов РМЗС [11].

Контроль параметров измерительных каналов МЗС должен проводиться в начале и конце цикла измерения по сигналу от неподвижного зонда (НЗ). Для оценки результатов измерения комплексных коэффициентов передачи каналов РМЗС, полученных в условиях облучения неплоской волной, следует использовать нормирующие коэффициенты (НК), учитывающие условия размещения НЗ. НК определяются путем последовательного облучения одного и того же элемента ФАР зондирующим сигналом от НЗ с жестко фиксированным расположением относительно излучателей МЗС и подвижного зонда (ПЗ), который в процессе калибровки устанавливается против каждого излучателя РМЗС. Последовательно произ-

водится две операции измерения комплексных коэффициентов передачи, соответственно, от НЗ и ПЗ. Результаты измерений используются для расчета НК, которые считаются неизменными и используются при работе РМЗС.

В настоящее время для измерения АФР широко используются относительно простые многозондовые системы, например в АИК StarLab фирмы SATIMO, одном из пионеров этого направления [12 – 14]. Ведутся работы по разработке РМЗС в Харьковском национальном университете радиоэлектроники.

Выводы

Как следует из приведенных результатов, усреднение сигналов на выходе измерительной антенны позволяет эффективно применять ФАР с коммутационными фазовращателями в качестве линейных зондов.

Предлагаемый многоканальный зонд с пространственным разнесением измерительных каналов позволяет увеличить эквивалентную плотность размещения излучающих элементов и, в то же время, ослабить влияние РМЗС на поле исследуемой ФАР. Адаптивная компенсация фонового сигнала и использование априорной информации о величинах вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов для фазовращателей в рабочей полосе частот повышает эффективность применения коммутационного метода для разделения сигналов от отдельных каналов и позволяет повысить точность измерения двумерных массивов АФР исследуемых ФАР.

Применение РМЗС при использовании апертурно-зондового метода измерений существенно повышает точность измерений, сокращает время проведения настройки на этапе изготовления и обеспечивает полноценный контроль технического состояния ФАР при общем сокращении времени и стоимости проведения испытаний ФАР, обеспечивая экономию ресурса изделия и АИК.

При этом РМЗС позволяют не только снизить влияние переотражений между ФАР и зондом на результаты измерений АФР, но и повышает возможности измерительного комплекса. В частности, можно экспериментально оценить взаимное влияние элементов АФАР, получить экспериментально ДН элемента АФАР в решетке и др. Одним из преимуществ РМЗС является возможность расширения полосы рабочих частот за счет применения широкополосных излучателей и увеличения сектора восстановления ДН.

В дальнейших исследованиях целесообразно выполнить электродинамический анализ взаимных связей излучающих элементов МЗС, определить влияние этого взаимодействия на точность измерений, найти величину взаимной связи элементов РМЗС с излучателями испытуемой ФАР и оценить влияние сканирования луча на индивидуальные ДН излучающих элементов.

Перечисленные вопросы представляют значительный интерес для дальнейшего повышения точности измерений и отработки встроенных систем для контроля и автоподстройки параметров ФАР.

Список литературы: 1. *Gregso, S., McCormick, J., Parini, C.* Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements. Institution of Engineering and Technology. 2007. – pp.424. 2. *Slater, D.* Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991, 310 p. 3. *Применение* автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 172-178. 4. *Проблемные* вопросы технологии настройки и калибровки ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 161. – С. 64-71. 5. *Основные* тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 160, С. 213-227. 6. *Усин, В.А., Марков, В.И., Анохина, О.Д., Усина, А.В., Рожнятовская, Л.В.* Многоканальный зонд для измерений параметров антенн апертурно-зондовым методом

// Тр. 15 Междунар. конф.«СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'05) Севастополь : Вебер, 2005. –Т.2. – С. 713-714. 7. *Kaplan, L.J.; Scott, W.G.; Wilson, R.E.* The Quadrille, an error reduction procedure for planar near field measurements // Proc. of Antenna Measurement Techniques Association. A97-0016. 1997. – p. 90. 8. *Усин, В.А., Марков, В.И., Рожнятовская, Л.В., Усина, А.В.* Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР // 16 Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'06). Севастополь, 11-15 сент. 2006 г. : Мат. конф. – В 2-х т. – Т 2. – С. 821-822. 9. *The art* and the science of ultra-wideband antennas / Schantz H. – Artech house, 2005 – pp. 269. 10. *Stutzman, W.L. and Buxton, C.G.* Radiating Elements for Wideband Phased Arrays // Microwave Journal. – Vol. 43. No. 2. – February 2000. – P. 130-141. 11. *Calibration* of multi-probe antenna measurement system using test zone field compensation / Toivanen, J.T.; Laitinen, T.A.; Pivnenko, S.; Nyberg, L. // 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. – P. 2916 – 2920. 12. *Durand, L., Duchesne, L., Foged, L.J., Aubin, J., Iversen, P.O.* Electronically Scanned Arrays for Fast Testing of Large Antenna // Antenna Measurement Techniques Assotiation. 13. *Duchesne, L. et al.* Study of innovative fast techniques to reduce the measurement time of the patterns of multi beam antennas // 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas, April 18-20, 2007, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands. 14. *Shemer, U., Gandois, A.* A High Performance State-of-the-Art Planar Hybrid Scanner // Proc. of The 32nd Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association. A10-0017. – 2010.

Антрацитовский техникум
радиоэлектронного приборостроения,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.05.2012

УДК 621.385.6

Н. К. САХНЕНКО, канд. физ.-мат. наук

ВОЗБУЖДЕНИЕ КРУГОВОГО РЕЗОНАТОРА УЛЬТРАКОРОТКИМИ ИМПУЛЬСАМИ

Введение

Оптические резонаторы (микрорезонаторы) на протяжении последнего десятилетия пользуются огромным интересом в связи с широкими возможностями их приложений. Их необычайно высокая добротность находит применение в микролазерах [1], высокодобротных фильтрах [2], оптических переключателях [3], биологических сенсорах [4], элементах оптической памяти [5]. Для таких приложений очень важно эффективное моделирование нестационарных явлений. При решении задач во временной области, чаще всего используется метод конечных разностей во временной области (finite difference time domain method), который является очень универсальным, но требует огромных вычислительных затрат. Также, при использовании прямого численного метода, вызывает затруднения физическая трактовка результатов. Кроме всего прочего, метод конечных разностей во временной области имеет большие сложности с нахождением высокодобротных резонансов.

В данной работе используется строгий математический метод, основанный на применении преобразования Лапласа непосредственно к волновому уравнению. Это позволяет для задач с простой геометрией построить решение аналитически. Поле во временной области вычисляется с помощью обратного преобразования Лапласа. Функция в комплексной плоскости определяется точками сингулярности. Обращение преобразования Лапласа осуществляется с помощью вычисления вычетов в особых точках, которые соответствуют собственным частотам структуры, а также оценкой интеграла вдоль разреза. Такой подход гарантирует высокую точность вычислений и позволяет понять и легко трактовать полученные физические результаты.

Этот метод впервые был описан в трудах К. Баума [6 – 7] в 1970-х годах и успешно применялся в изучении широкополосных антенн и задачах распознавания целей. Также этот метод хорошо зарекомендовал себя при решении нестационарных задач в структурах с высокой добротностью [8 – 10].

В статье изучается динамика ультракороткого оптического импульса в круговом диэлектрическом резонаторе. Внешнее поле моделируется импульсным комплексным точечным источником (КТИ) с комплексными координатами [11 – 13].

Постановка задачи

Рассматривается двумерная задача возбуждения кругового диэлектрического резонатора нестационарным внешним лучом, который моделируется с помощью КТИ. Для тонких дисков трехмерная задача моделируется двумерным эквивалентом с помощью метода эффективного показателя преломления. Будем считать, что эффективный показатель преломления диска равен n_d, окружающее пространство – вакуум. Материал диска предполагается линейным и немагнитным.

Ограничим рассмотрение случаем перпендикулярной поляризации, хотя предложенный подход может использоваться и для параллельной поляризации. Для описания полей вводится цилиндрическая система координат ρ, φ, z, с началом в центре координат (рис. 1, *а*). В области пространства, свободной от источников, магнитное поле $h(t, \vec{\rho})$, которое здесь представлено z-компонентой, перпендикулярной плоскости резонатора, должно удовлетворять волновому уравнению

$$(\Delta - \frac{n_d}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2})h(t,\vec{\rho}) = 0, \text{ если } \rho < a, \qquad (1)$$

$$(\Delta - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2})h(t,\vec{\rho}) = 0\text{, если } \rho > a\text{,} \tag{2}$$

где $\vec{\rho}$ – вектор в полярных координатах ρ и φ, a – радиус резонатора, $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2}$ – лапласиан в полярных координатах, c – скорость света в вакууме. Предполагая, что источник включается после момента времени t = 0, введем начальные условия

$$h(t=-0,\vec{\rho}) = h(t=+0,\vec{\rho}),\ \ \partial_t h(t=-0,\vec{\rho}) = \partial_t h(t=+0,\vec{\rho})\,. \tag{3}$$

Падающее поле генерируется источником, чьи координаты описываются комплексным вектором $\vec{\rho}_{cs} = (x_{cs},\, y_{cs})$ с координатами

$$\begin{cases} x_{cs} = x_0 + ib\cos\beta \\ y_{cs} = y_0 + ib\sin\beta, \end{cases} \tag{4}$$

где x_0, y_0, b, β – действительные числа. В этом случае расстояние между точкой источника и точкой наблюдения тоже является комплексным $|\vec{\rho} - \vec{\rho}_{cs}| = \sqrt{(x - x_{cs})^2 + (y - y_{cs})^2}$.

Источник представлен магнитным током с z-компонентой $\hat{j}(t,\vec{p})$, нормальной плоскости резонатора. В свободном пространстве, магнитное поле $h_0(t,\vec{\rho})$ тока имеет вид

$$\Delta h_0(t,\vec{\rho}) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}h_0(t,\vec{\rho}) = \varepsilon_0\frac{\partial}{\partial t}\,\hat{j}(t,\vec{p})\,. \tag{5}$$

Сначала предположим, что источник расположен в точке с действительными координатами, представленной радиус-вектором $\vec{\rho}_s$. Используя выражение для двумерной функции Грина во временной области [14]

$$g(t,t',\vec{\rho},\vec{\rho}_s) = \frac{1}{2\pi}\frac{\theta(t-t'-|\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|/c)}{\sqrt{(t-t')^2 - |\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|^2/c^2}}, \tag{6}$$

где $\theta(..)$ – единичная функция Хевисайда, можно записать выражение для поля в свободном пространстве

$$h_0(t,\vec{\rho}) = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty dt'\int_0^\infty \rho' d\rho'\int_0^{2\pi} d\varphi'\frac{\theta(t-t'-|\vec{\rho}-\vec{\rho}'|/c)}{\sqrt{(t-t')^2 - |\vec{\rho}-\vec{\rho}'|^2/c^2}}\varepsilon_0\frac{\partial}{\partial t'}\,\hat{j}(t',\vec{p}') \tag{7}$$

Если источник расположен в действительной точке пространства, то $\hat{j}(t',\vec{p}') = j(t)\,\delta(\vec{\rho}-\vec{\rho}_s)/|\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|$, где $\delta(..)$ – дельта функция Дирака и

$$\begin{aligned} h_0(t,\vec{\rho}) &= \frac{\varepsilon_0}{2\pi}\int_0^\infty dt'\int_0^\infty \rho' d\rho'\int_0^{2\pi} d\varphi'\frac{\theta(t-t'-|\vec{\rho}-\vec{\rho}'|/c)}{\sqrt{(t-t')^2 - |\vec{\rho}-\vec{\rho}'|^2/c^2}}\frac{\partial}{\partial t'}\,j(t')\frac{\delta(\vec{\rho}'-\vec{\rho}_s)}{|\vec{\rho}'-\vec{\rho}_s|} = \\ &= \varepsilon_0\int_0^\infty dt'\frac{\theta(t-t'-|\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|/c)}{\sqrt{(t-t')^2 - |\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|^2/c^2}}\frac{\partial}{\partial t'}\,j(t'). \end{aligned} \tag{8}$$

Преобразование Лапласа $F(p)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-pt}dt$ выражения (8) имеет вид

$$H_0(p,\vec{\rho})=\frac{\varepsilon_0}{2\pi}K_0\left(\frac{p}{c}|\vec{\rho}-\vec{\rho}_s|\right)pJ(p), \tag{9}$$

где $J(p)$ – изображение функции $j(t)$, $H_0(p,\vec{\rho})$ – изображение функции $h_0(t,\vec{\rho})$, $K_0(..)$ – модифицированная функция Бесселя второго рода. Предположим далее, что вектор $\vec{\rho}_s$ является комплексным $\vec{\rho}_s=\vec{\rho}_{cs}$, где $\vec{\rho}_{cs}$ определяется выражением (4). Чтобы продемонстрировать направленный характер поля КТИ, применим асимптотические формулы для функции Бесселя при большом значении аргумента

$$K_0\left(\frac{p}{c}|\vec{\rho}-\vec{\rho}_{cs}|\right)\approx\frac{\pi}{\sqrt{2\pi\frac{p}{c}\rho}}e^{-\frac{p}{c}(\rho-\rho_0)}e^{\frac{p}{c}ib\cos(\varphi-\beta)},\ \rho\to\infty. \tag{10}$$

Направленность излучения становится очевидной, если перейти к частотному представлению с помощью подстановки $p=i\omega$. Очевидно, что уходящая волна экспоненциально растет, когда $\cos(\varphi-\beta)=-1$, т.е. $\varphi=\pi+\beta$, и экспоненциально убывает, если $\cos(\varphi-\beta)=1$, $\varphi=\beta$. В свободном пространстве вещественных координат КТИ моделирует луч, исходящий из апертуры с центром в точке $\rho_0=(x_0,y_0)$ и шириной, определяемой величиной параметра $b\omega/c$, направление излучения луча определяется углом $\varphi=\pi+\beta$ (рис. 1 ,*а*).

При вычислении функции оригинала следует модифицировать формулу обращения:

$$f(t,\vec{\rho},\vec{\rho}_{cs})=\frac{1}{2\pi i}\int_{-i\infty}^{i\infty}F(p,\vec{\rho},\vec{\rho}_{cs})e^{p(t-t_1)}dp, \tag{11}$$

где $t_1=-ib$ при $\mathrm{Im}\,p>0$, и $t_1=ib$ при $\mathrm{Im}\,p<0$.

Далее рассмотрим возбуждение диэлектрического резонатора КИ. Для решения данной задачи, применим преобразование Лапласа к волновым уравнениям (1) – (2), включая начальные условия (3). Нуль в правой части уравнения (1) или (2) нужно заменить соответствующей дельта-функцией (по аналогии с (5)). Принимая во внимание теорему сложения для функций Бесселя [15]

$$K_0(\frac{p}{c}|\vec{\rho}-\vec{\rho}_{cs}|)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik(\varphi-\varphi_{cs})}\left(I_k(\frac{p}{c}\rho_{cs})K_k(\frac{p}{c}\rho)\Theta(\rho-|\rho_{cs}|)+I_k(\frac{p}{c}\rho)K_k(\frac{p}{c}\rho_{cs})\Theta(|\rho_{cs}|-\rho)\right), \tag{12}$$

где $\rho_{cs}=\sqrt{\rho_0^2-b^2+2ib(x_0\cos\beta+y_0\sin\beta)}$, $\rho_0^2=x_0^2+y_0^2$, $\varphi_{cs}=\arccos\left((x_0+ib\cos\beta)\rho_{cs}^{-1}\right)$, будем искать решение в виде

$$H(p,\vec{\rho})=\sum_{k=-\infty}^{\infty}A_k(p)I_k\left(n_d\frac{p}{c}\rho\right)e^{ik(\varphi-\varphi_{cs})},\ \text{при}\ \rho<a, \tag{13}$$

$$H(p,\vec{\rho})=\sum_{k=-\infty}^{\infty}B_k(p)K_k\left(\frac{p}{c}\rho\right)e^{ik(\varphi-\varphi_{cs})},\ \text{при}\ \rho>a. \tag{14}$$

здесь ,$I_k(..)$ $K_k(..)$ – модифицированные функции Бесселя первого и второго рода соответственно. Представление внешнего поля в виде функций $K_k(..)$ гарантирует выполнение ус-

ловия излучения на бесконечности. Для того чтобы найти неизвестные коэффициенты $A_k(p)$ и $B_k(p)$, применяем граничные условия, которые представляют собой непрерывность тангенциальных компонент поля на цилиндрической границе $\rho = a$ и имеют следующий вид:

$$H(p,\rho=-a)=H(p,\rho=+a),\ \frac{1}{n_d}\frac{\partial}{\partial\rho}H(p,\rho=-a)=\frac{\partial}{\partial\rho}H(p,\rho=+a). \qquad (15)$$

Предполагая, что источник расположен снаружи ($\rho_0 > a$), найдем неизвестные коэффициенты в виде

$$A_k=\frac{\varepsilon_0}{2\pi}\frac{c}{pa}\frac{n_d}{I_k'(n_d\,pa/c)K_k(pa/c)-n_dK_k'(pa/c)I_k(n_d\,pa/c)}K_k(p\rho_{cs}/c)pJ(p), \qquad (16)$$

$$B_k=\frac{\varepsilon_0}{2\pi}\frac{n_dI_k'(pa/c)I_k(n_d\,pa/c)-I_k'(n_d\,pa/c)I_k(pa/c)}{I_k'(n_d\,pa/c)K_k(pa/c)-n_dK_k'(pa/c)I_k(n_d\,pa/c)}K_k(p\rho_{cs}/c)pJ(p). \qquad (17)$$

Функции (16) и (17) имеют бесконечное число полюсов, которые соответствуют собственным значениям резонатора и определяются нулями знаменателя

$$I_k'(n_d\,pa/c)K_k(pa/c)-n_dK_k'(pa/c)I_k(n_d\,pa/c)=0. \qquad (18)$$

Кроме этих сингулярностей, есть еще особые точки, связанные с функцией источника $J(p)$. Все корни уравнения (18) расположены в комплексной p-плоскости слева от вертикальной прямой $\mathrm{Im}(p)=0$. Общий вид этих особых точек $p=\omega''\pm i\omega'$, где $\omega''<0$ определяет затухание, а ω' – осцилляции.

Кроме полюсов, функции (16) и (17) имеют точку ветвления p=0. Следовательно, необходимо провести разрез комплексной плоскости, например вдоль отрицательной полупрямой оси $\mathrm{Re}(p)=0$. Следовательно, формула обращения в данном случае имеет вид

$$h(t,\vec{\rho})=\frac{1}{2\pi i}\int_{\eta-i\infty}^{\eta+i\infty}H(p,\vec{\rho})e^{pt}dp=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\underset{p=p_{km}}{res}\left[H(p,\vec{\rho})e^{pt}\right]-\frac{1}{2\pi i}\int_{\substack{Branch\\ cut}}H(p,\vec{\rho})e^{pt}dp. \qquad (19)$$

Каждый вычет в первом слагаемом представляет собой возбуждаемую моду резонатора. Индексы *k* и *m* определяют число угловых вариаций поля и число вариаций вдоль радиуса.

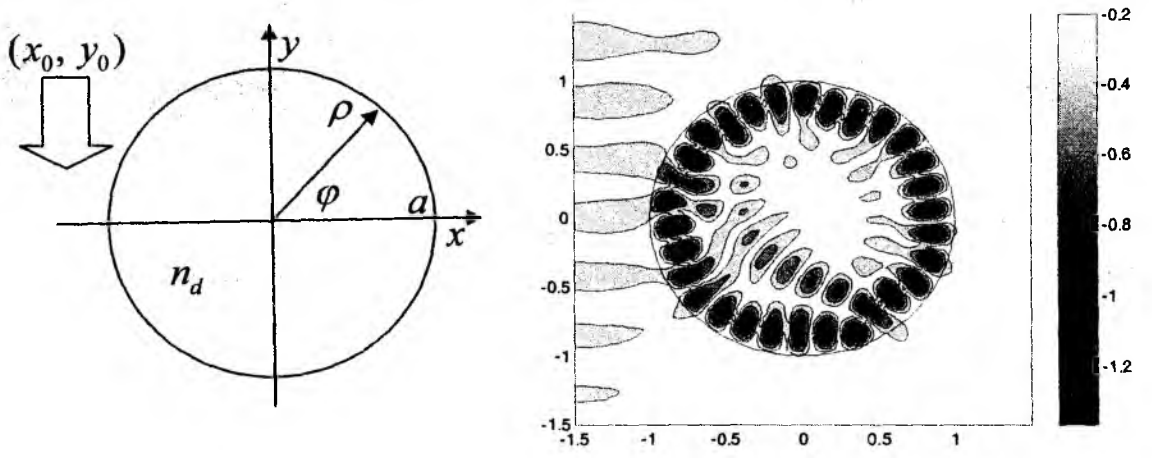
Результаты и обсуждение

Возбуждение поля гармоническим источником

Рассмотрим сначала возбуждение резонатора источником с зависимостью от времени $j(t)=e^{i\omega_0 t}\Theta(t)$. Вычисляя вычет только в точке $p=i\omega_0$, получим решение стационарной задачи возбуждения резонатора лучом с гармонической зависимостью от времени. На рис. 1, *б* представлено распределение магнитного поля (модуль действительной части) для случая, когда луч направлен по касательной к резонатору. Параметры луча: $b/a=2$, $\beta=\pi/2$, $x_0/a=-1.5$, $y_0/a=1.5$; длина волны $\lambda=1500$ *нм* является резонансной для волны шепчущей галереи $H_{15,1}$ резонатора радиуса a=1800 *нм*, эффективный показатель преломления $n_d=2.63-i\cdot10^{-5}$. Такой луч возбуждает волну, бегущую против хода часовой стрелки. Также наблюдается частичное преломление луча. Во всех дальнейших вычислениях используются именно эти значения параметров резонатора и луча.

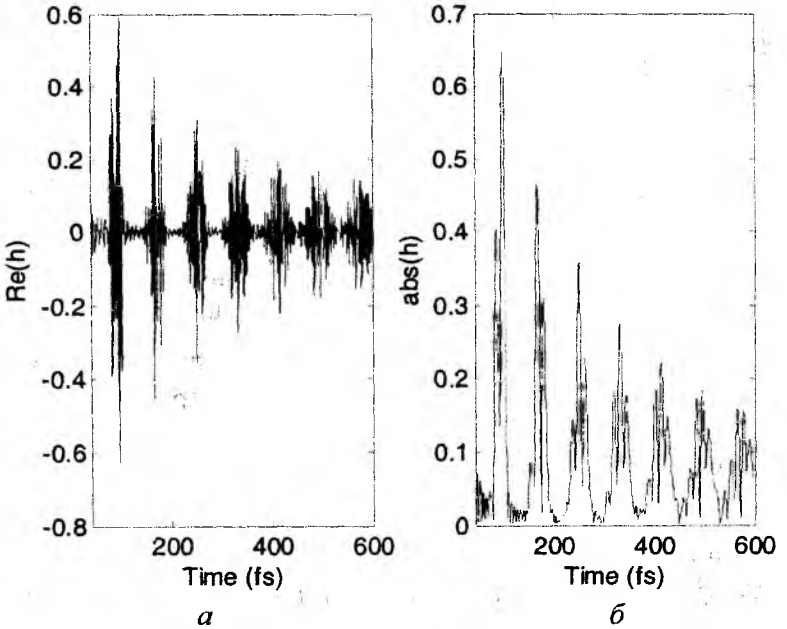
Возбуждение резонатора коротким импульсом

Далее рассмотрим источник с импульсной зависимостью от времени $j(t) = e^{i\omega_0 t}\left(\Theta(t) - \Theta(t-\tau)\right)$. Длина волны падающего луча и параметры резонатора такие же, как указано выше. На рис. 2 представлены зависимости от времени действительной части (рис. 2, *а*) и модуля (рис. 2, *б*) магнитного поля $h(t)$ для импульса длительностью 10 фемтосекунд (*фс*), которые получены по формуле (19). Следует отметить, что интеграл вдоль разреза дает существенный вклад только в момент включения и выключения источника, на более поздних этапах его влиянием можно пренебречь и вычислять только вычеты. Расстояние между соседними пиками равняется времени обхода импульса вдоль границы резонатора. В данном случае эта величина примерно равняется 85 *фс*. Импульс значительно короче времени одного обхода и со временем размывается вдоль границы. Это вызвано тем, что короткий импульс перекрывает несколько мод, которые возбуждаются одновременно и распространяются со слегка различающимися скоростями.



а *б*

Рис. 1. *а* – схематическая диаграмма ; *б* – пространственное распределения поля при возбуждении резонатора гармоническим источником
(длина волны падающего поля λ =1500 *нм*, радиус резонатора a =1800 *нм*, $n_d = 2.63 - i\cdot 10^{-5}$)



а *б*

Рис. 2. Эволюция магнитного поля во времени: *а* – действительная часть, *б* – абсолютная величина поля. Длина волны падающего импульса λ =1500 *нм*, τ =10 фс, радиус резонатора a =1800 *нм*

На рис. 3 представлены пространственные распределения (модуль действительной части) поля в различные моменты времени: 50, 300 и 600 *фс*. Длина импульса τ =20 *фс*. На начальном промежутке времени нестационарный процесс сопровождается большими потерями (см. вертикальную шкалу). Далее, очевидно возбуждение нескольких мод с различными пространственными характеристиками, а именно, $H_{11,2}$ (λ=1540 *нм*), $H_{13,2}$ (λ=1450 *нм*), $H_{9,3}$ (λ=1473 *нм*). Т.е., в первую очередь короткими импульсами возбуждаются низкодобротные колебания. Несмотря на то, что длина падающей волны является резонансной для $H_{15,1}$, возбуждение волны шепчущей галереи не наблюдается.

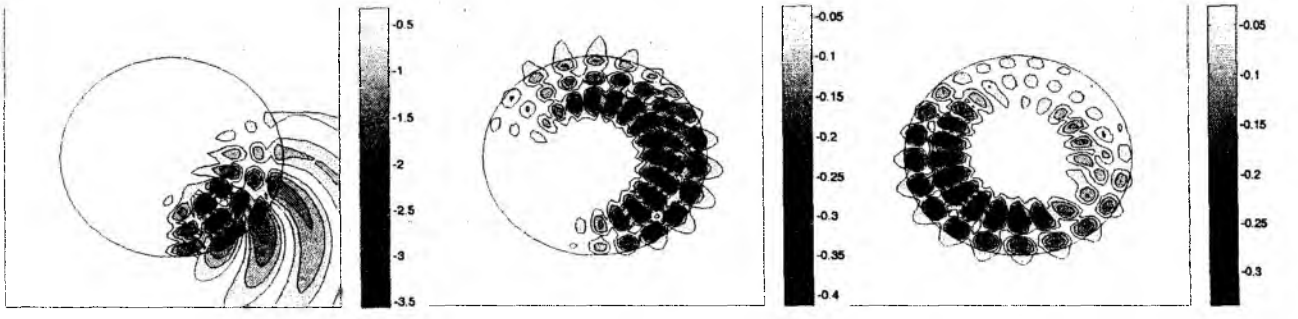
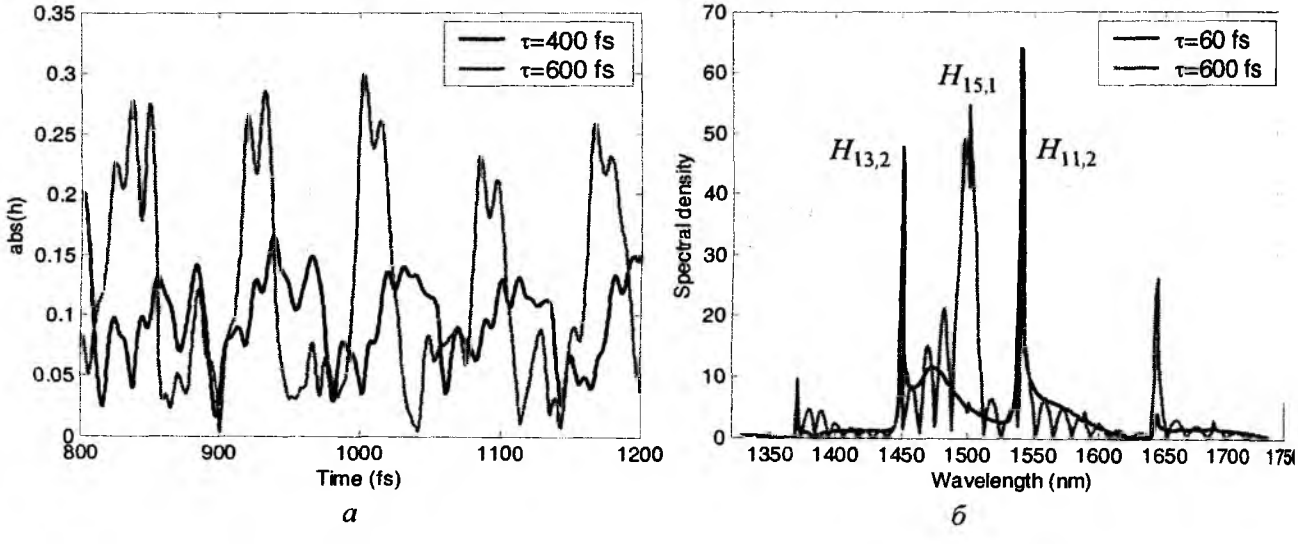


Рис. 3. Распределение поля в различные моменты времени: 50; 300; 600 *фс*.
Длина волны падающего импульса λ=1500 *нм*, τ =10 *фс*, радиус резонатора a=1800 *нм*



а *б*

Рис. 4. *а* – зависимость модуля поля от времени во внутренней точке резонатора,
б – спектральная плотность.

Для возбуждения более добротных колебаний нужны более длинные импульсы, равные нескольким обходам. На рис. 4, *а* представлена нестационарная динамика более продолжительных импульсов. При более длительных импульсах изменяется не только амплитуда возбуждаемых волн, но и спектральный состав (рис. 4, *б*). В спектре короткого импульса (τ =60 *фс*) нет пика на длине волны λ = 1500 *нм* (резонансной для $H_{15,1}$), а происходит перераспределение энергии между менее добротными колебаниями. Для более продолжительного импульса (τ =600 *фс*) абсолютный максимум соответствует именно волне шепчущей галереи.

Выводы

Рассмотрена задача возбуждения резонатора ультракороткими фемтосекундными импульсами. Обнаружено, что при возбуждении короткими импульсами в первую очередь возбуждаются низкодобротные колебания. Также, со временем происходит размывание импульса вдоль границы. Для возбуждения более добротных колебаний нужны импульсы большей длительности, равные нескольким обходам. Для решения задачи использовался строгий математический метод, основанный на применении преобразования Лапласа к волновому уравнению, что позволило получить аналитическое представление решения задачи. Нахождение обратного преобразования основано на оценке вычетов в особых точках структуры, которые соответствуют собственным частотам резонатора.

Список литературы: *1. Fujita, M., Sakai, A., Baba, T.* Ultrasmall and ultralow threshold GaInAsP-InP microdisk injection lasers: design, fabrication, lasing characteristics and spontaneous emission factor // IEEE J. Selected Topics Quantum Electronics. – 1999. – V. 32, No 9. – P. 1583-1587. 2. *Little, B.E., Chu, S.T., Haus, H.A., Foresi, J., Laine, J.P.* Microring resonator channel dropping filters // J. Lightwave Technol. 1995. V. 15. P. 998-1005. 3. *Djordjev, K., S.-June Choi, S.-Jun Choi, Dapkus, R.* Microdisk tunable resonant filters and switches // IEEE Phot. Technol. Lett. 2002. – V. 14. – P. 823-830. 4. *Lee, M. and Fauchet, Ph.* Nanoscale microcavity sensor for single particle detection // Opt. Lett. 2007. V. 32, N. 22. P. 3284–3286. 5. *Hill, M., Dorren, H., Vries, T., Leitjens, X., Besten, J., Smalbrugge, B., Oei, Y.-S., Binsma, H., Khoe, G.-D., Smit, M.* A fast low-power optical memory based upon coupled micro-ring lasers // Nature. – 2004. – V. 432. – P. 206-209. 6. *Baum, C.* On singularity expansion method for the solution of electromagnetic interaction problems // Interaction Notes. – 1971. – Note 88. 7. *Baum, C.* Discrimination of buried targets via the singularity expansion // Inverse Problems. – 1997. – V. 13. – P. 557-570. 8. *Sakhnenko, N., Nerukh, A.* Rigorous Analysis of Whispering Gallery Mode Frequency Conversion Due to Time Variation of Refractive Index in a Spherical Resonator // J. Opt. Soc. Am. A. – 2012. – V. 29, N. 1. – P. 99-104. 9. *Сахненко, Н.К., Нерух, А.Г., Ремаева, Н.Е.* Преобразование частоты в сферическом резонаторе при изменении во времени показателя преломления // Радиотехника. – 2011. – Вып. 165. – С. 190-196. 10. *Sakhnenko, N., Nerukh, A., Benson,T., Sewell, P.* Whispering Gallery Mode transformation in a switched micro-cavity with concentric ring geometry // Optical and Quantum Electronics. – 2008. – V. 40, N. 11-12. – P. 818-820. 11. *Felsen, L.* Complex-point source solutions of the field equations and their relation to the propagation and scattering of the Gaussian beams // Symp. Mathem. – 1975. – V. 18. – P. 39-56. 12. *Heyman, E., Felsen, L.* Complex-source pulsed beam fields // J. Opt. Soc. Am. A. – 1989. – V. 6, N. 6. – P. 806-817. 13. *Heyman, E., Felsen, L.* Gaussian beam and pulsed-beam dynamics: complex-source and complex-spectrum formulations within and beyond paraxial asymptotics // J. Opt. Soc. Am. A. – 2001. – V. 18, N. 7. – P. 1588-1611. 14. *Felsen, L., Marcuvitz, N.* Radiation and scattering of waves, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973. 16. *Boriskin, A.V., Nosich, A.I.* Whispering-gallery and Luneburg-lens effects in a beam-fed circularly layered dielectric cylinder // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2002. – V. 50, N. 9. – P. 1245-1249.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.04.2012

УДК 621.385.6

И.Н. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, Ю.С. ВАСИЛЬЕВ, А.В.ГАЛИЧ

О НЕКОТОРЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОВЫШЕНИЯ ДОБРОТНОСТИ КОАКСИАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Введение

Коаксиальные резонаторы часто используются в различных устройствах микроволно вой техники. Их особенностью является то, что они закрывают граничную область между колебательными системами с сосредоточенными параметрами (колебательными контурами – резонансными LCR- системами) и системами с распределенными параметрами (объемными резонаторами – электродинамическими системами). Рабочий диапазон коаксиальных резонаторов, как правило, лежит в области от сотен *МГц* до единиц – десятков *ГГц*. Нижняя частотная граница определяется ростом геометрических размеров, верхняя – ростом потерь в коаксиальной структуре.

Несмотря на то, что все виды коаксиальных резонаторов возбуждаются волнами ТЕМ типа по характеру формирования резонансных колебаний их можно разделить на три группы: полуволновые резонаторы ($l = n\cdot\lambda/2$), четвертьволновые ($l = (2n - 1)\cdot\lambda/4$) и резонаторы с емкостным зазором [1, 2].

В последние годы в связи с развитием методов и средств микроволновой диагностики материалов и сред стало больше уделяться внимания разработке различных типов микроволновых измерительных преобразователей, в том числе и резонаторных измерительных преобразователей (РИП) [3]. В этом плане коаксиальные резонаторные структуры, которые возбуждаются волнами ТЕМ типа, представляют определенный интерес, поскольку позволяют достаточно просто сформировать заданное распределение поля (как правило, электрического) в заданной области взаимодействия с образцом или его локальным участком. Главным образом это касается четвертьволновых резонаторов и резонаторов с емкостным зазором. Поскольку информационными параметрами для РИП являются добротность и резонансная частота, очевидно, что чем выше будет начальная (исходная) добротность РИП, тем выше будет точность и чувствительность проводимых измерений.

Цель работы – анализ возможностей повышения добротности коаксиальных резонаторов, используемых в качестве РИП.

Основная часть

Собственную добротность Q_0 резонатора с воздушным или вакуумным заполнением (или окружением) и стенками (или проводниками) из хорошо проводящего материала можно найти с помощью следующего соотношения [1, 2]:

$$Q_0 = \omega_p \frac{W_{зап}}{W_{рас}} = \frac{\sqrt{\omega_p \mu_0} \int\limits_V \left|\dot{H}\right|^2 dv}{\sqrt{\frac{\mu_0}{2\sigma}} \oint\limits_S \left|\dot{H}_\tau\right|^2 ds} = \frac{\omega_p \mu_0}{R_n} \frac{\int\limits_V \left|\dot{H}\right|^2 dv}{\oint\limits_S \left|\dot{H}_\tau\right|^2 ds} = \frac{G}{R_n}, \qquad (1)$$

где ω_p – резонансная частота; $W_{зап}$ – энергия, запасенная в резонаторе на резонансной частоте, величина которой зависит от конструкции резонатора и характера (структуры) колебаний, возбуждаемых в резонаторе; $W_{рас}$ – энергия, рассеиваемая в резонаторе, которая зависит от структуры колебания, а также от значения поверхностного сопротивления материала стенок резонатора (объемные резонаторы с проводящими стенками), поверхностного сопротивления, потерь в диэлектрике, и потерь на излучение (металлодиэлектрические, полосковые и микрополосковые резонаторы), потерь в диэлектрике и потерь на излучение (диэлектриче-

ские резонаторы) и т. д.; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума; σ – проводимость материала стенок (или проводников) резонатора; $R_п$ – поверхностное сопротивление материала стенок (или проводников) резонатора; $G = \omega_p \mu_0 \int_V \left|\dot{H}\right|^2 dv \Big/ \oint_S \left|\dot{H}_\tau\right|^2 ds$ – геометрический фактор, зависящий от геометрии и размеров резонатора, а также от структуры электромагнитных полей (вида колебаний).

Анализ выражения (1) показывает, что максимальной добротностью будут обладать такие резонансные структуры СВЧ диапазона у которых: отсутствуют потери на излучение, малые потери в диэлектриках или они отсутствуют (закрытые объемные резонаторы с проводящими стенками); малая величина поверхностного сопротивления материала стенок или проводников или они отсутствуют (диэлектрические резонаторы, например); большая величина геометрического фактора, пропорционального отношению объема резонатора к его поверхности, а также зависящего от вида колебаний на котором происходит резонанс (характера распределения электромагнитных полей в резонаторе и токов на его поверхностях).

Для расчета добротности четвертьволновых коаксиальных резонаторов, возбуждаемых волной ТЕМ, можно воспользоваться следующим соотношением [2]:

$$Q_0 = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \delta} \frac{1}{4 + \frac{l}{2 \cdot D} \frac{1 + (D/d)}{\ln(D/d)}}, \qquad (2)$$

где $\delta = \left(\frac{\sigma \mu_0 \omega_0}{2}\right)^{-1/2}$ – толщина скин-слоя; λ_0 – рабочая (резонансная) длина волны; l – длина резонансного отрезка коаксиальной линии; D – внутренний диаметр наружного проводника коаксиального резонатора; d – диаметр внутреннего проводника коаксиального резонатора.

На рис. 1 и 2 приведены графики зависимости собственной добротности четвертьволновых коаксиальных резонаторов различной длины (1 – $l = \lambda_0/4$; 2 – $l = 3 \cdot \lambda_0/4$; 3 – $l = 5 \cdot \lambda_0/4$; 4 – $l = 7 \cdot \lambda_0/4$; 5 – $l = 9 \cdot \lambda_0/4$; 6 – $l = 11 \cdot \lambda_0/4$) от отношения диаметров D/d при D = 10 *мм* (рис.1) и D = 20 *мм* (рис. 2). Оценки проводились для частоты 10 *ГГц* и резонаторов, изготовленных из меди.

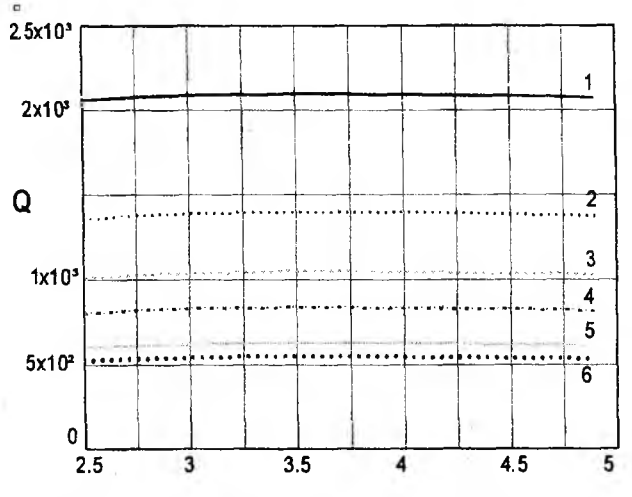


Рис. 1. Зависимость собственной добротности четвертьволновых резонаторов от отношения D/d при D = 10 *мм*

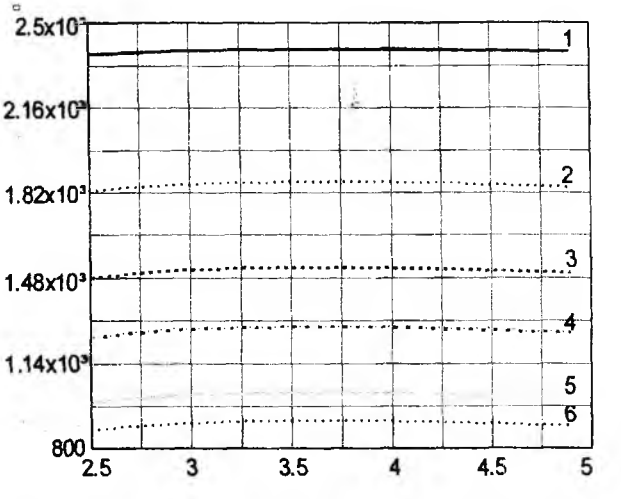


Рис. 2. Зависимость собственной добротности четвертьволновых резонаторов от отношения D/d при D = 20 *мм*

Анализ приведенных зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

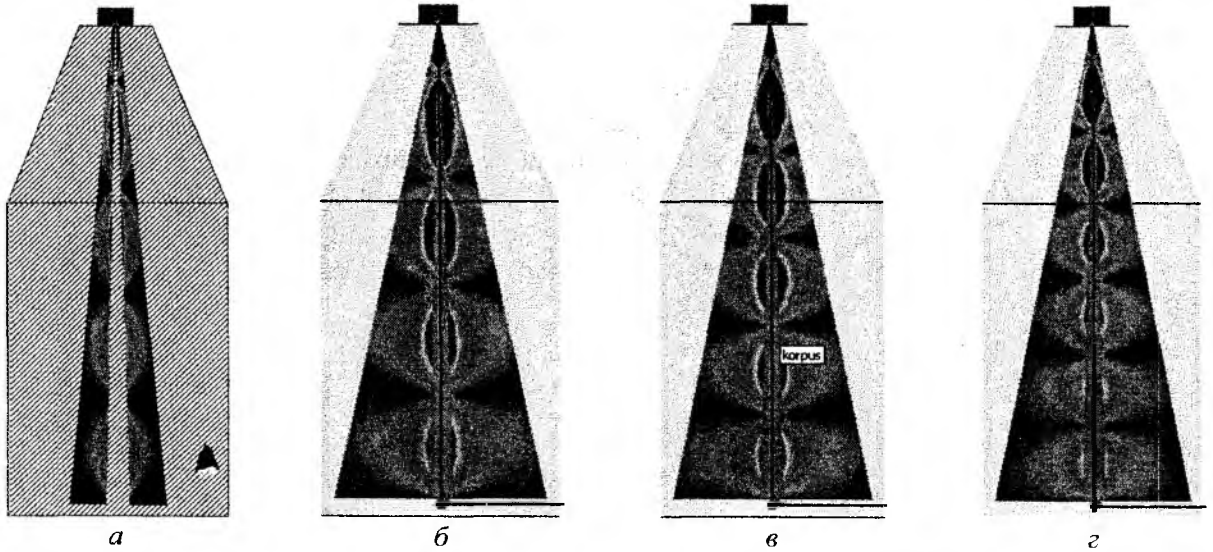
– с увеличением длины резонаторов их собственная добротность падает;

– максимальное значение добротности достигается при D/d = 3,6;

– увеличение объема внутренней полости резонатора ведет к росту добротности.

Таким образом, основным направлением, обеспечивающим увеличение добротности четвертьволновых коаксиальных резонаторов при минимально возможном значении поверхностного сопротивления (зависит от материала, качества поверхности и условий эксплуатации), является увеличение значения геометрического фактора G (1), а в простейшем варианте при сохранении структуры и распределения электромагнитных полей – объема внутренней полости резонатора. Однако, как было отмечено, увеличение объема за счет увеличения длины резонатора неперспективно, поскольку увеличиваются площади рабочих поверхностей и при этом, соответственно растут и потери в проводниках. Увеличение объема за счет увеличения отношения D/d также не решает задачу повышения добротности поскольку при этом нарушается условие достижения Q_{0max} при D/d = 3,6, справедливое для всех четвертьволновых резонансных коаксиальных регулярных структур (см. рис. 1 и 2).

В то же время, как показано в работах [4, 5], возможно получение высокодобротных резонансов в нерегулярных с переменным сечением (с меняющимся отношением D/d) коаксиальных структурах. Типичная структура поля для резонанса ТЕМ волны в таком нерегулярном резонаторе показана на рис. 3, *а*. Размеры полости коаксиальной структуры следующие: центральный проводник – диаметры 0,6 и 3,8 *мм*; внутренние диаметры экранного проводника – 2 и 14 *мм*, соответственно; длина – 81 *мм*.



а *б* *в* *г*

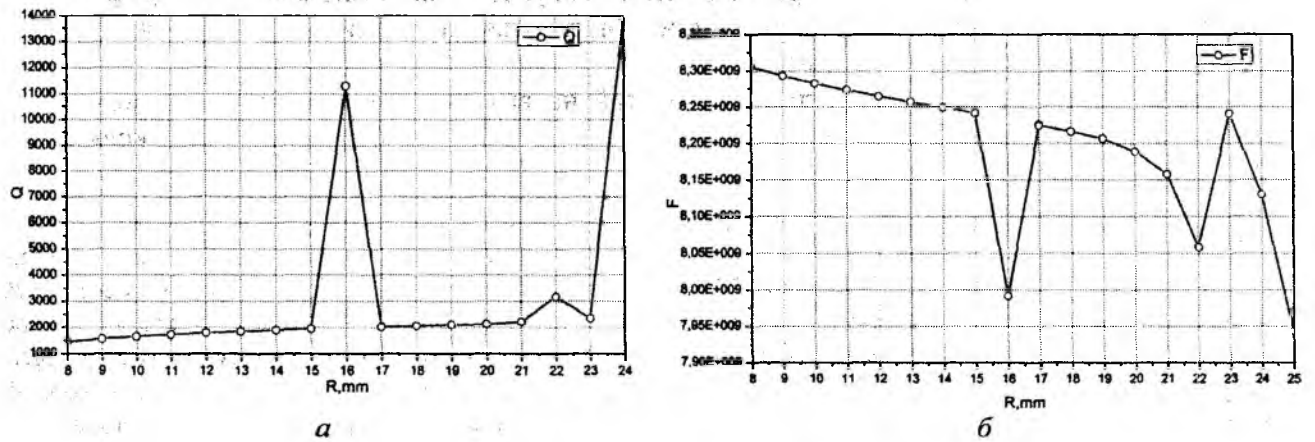
Рис. 3. Структура полей в нерегулярных четвертьволновых коаксиальных резонаторах при резонансах ТЕМ волны:

а – $l = 9\cdot\lambda_р/4$, $f_р$ = 8,32 *ГГц*, $Q_0 = 1{,}55\cdot10^3$; *б* – $l = 9\cdot\lambda_р/4$, $f_р$ = 8,31 *ГГц*, $Q_0 = 1{,}85\cdot10^3$;
в – $l = 11\cdot\lambda_р/4$, $f_р$ = 10,15 *ГГц*, $Q_0 = 1{,}94\cdot10^3$; *г* – $l = 13\cdot\lambda_р/4$, $f_р$ = 12,04 *ГГц*, $Q_0 = 2{,}1\cdot10^3$

При увеличении угла раскрыва конуса и увеличении большего внутреннего диаметра экранного проводника до 32 *мм* наблюдается рост добротности резонансов ТЕМ волны (рис. 3, *б*, *в*, *г*). Рост собственной добротности при росте рабочей частоты свидетельствует о том, что в подобных структурах увеличение добротности за счет увеличения рабочего объема резонатора перекрывает вклад в добротность, обусловленный частотной зависимостью поверхностного сопротивления $R_п \sim f^{1/2}$.

Особенностью структур, приведенных на рис. 3, *б*, *в*, *г*, является то, что они могут возбуждаться также и на высших типах волн, подобных тем, что возникают в коаксиальных линиях при увеличении рабочей частоты или отношения D/d [5].

На рис. 4 приведены зависимости добротности и резонансной частоты четвертьволновых коаксиальных нерегулярных структур от степени раскрыва их внутренней конической части (изменения радиуса R большего внутреннего диаметра экранного проводника). Остальные размеры конической структуры не меняются.



а *б*

Рис. 4. Зависимость добротности – *а* и резонансной частоты – *б* четвертьволновой коаксиальной нерегулярной структуры от степени раскрыва ее внутренней конической части

Зависимость собственной добротности колебаний, создаваемых в рассматриваемой структуре ТЕМ волной, от величины R приведена на рис. 5.

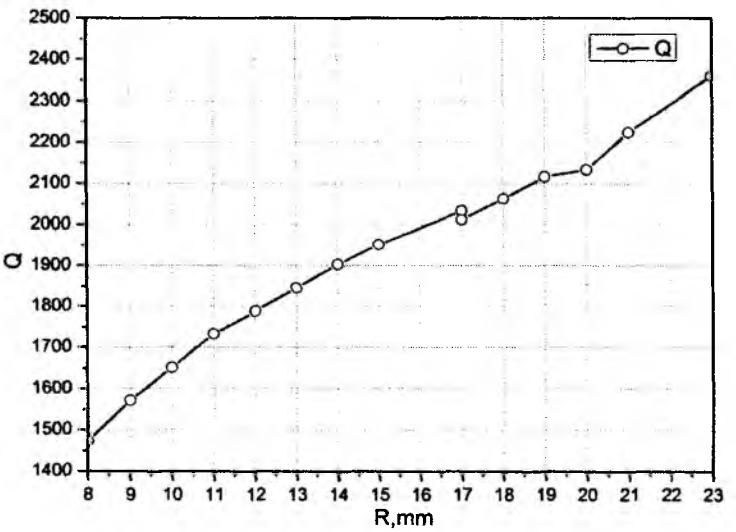


Рис. 5. Зависимость Q_0 от R

Из графиков рис. 4 видно, что при некоторых значениях радиуса R в рассматриваемых структурах возможно возникновение высокодобротных резонансов на высших видах колебаний. Как показано в работе [5] их можно идентифицировать как колебания вида квази-H_{111}, квази-H_{112}, квази-E_{011} и подобные им. Эти колебания могут существовать одновременно с колебаниями ТЕМ волны и приводить к нежелательным изменениям распределения электромагнитных полей в резонансной структуре и на ее выходе. Возможность использования высокодобротных колебаний на высших типах волн для создания РИП затрудняется тем, что при полностью коаксиальной структуре резонатора эти колебания практически не связаны с его выходом (подтверждается экспериментальными исследованиями).

Сравнивая графики, приведенные на рис. 1, 2 и 5, можно убедиться, что добротность колебаний ТЕМ волны в нерегулярной коаксиальной структуре значительно выше, чем в регулярной (рис. 1, 2, кривые 5 и 6), и имеет тенденцию к росту при увеличении R.

Выводы

Результаты, полученные при моделировании и предварительных экспериментальных исследованиях четвертьволновых резонаторов на основе нерегулярных коаксиальных структур, доказывают возможность построения РИП, возбуждаемых ТЕМ волнами, добротность которых может быть увеличена по сравнению с четвертьволновыми резонаторами на отрезках регулярных коаксиальных линий.

Использование высокодобротных колебаний на высших типах волн на данном этапе затрудняется недостаточной исследованностью способов обеспечения их связи с коаксиальным выходом разрабатываемых структур.

Список литературы: 1. *Лебедев, И.В.* Техника и приборы СВЧ. – Т.1. – М. : Высш. шк., 1970. – 440с. 2. *Chen, L.F., Ong, C.K., Neo, C.P.* et al. Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization. – John Wiley & Sons, Ltd., 2004. – 537p. 3. *Anlage, S.M., Talanov, V.V., Schwartz, A.R.* Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale / ed. by S.V.Kalinin, A.Gruverman. – New York : Springer-Verlag, 2007. – Vol. 1. – P. 215-253. 3. *Бондаренко, И.Н.* Высокодобротный резонаторный измерительный преобразователь на основе нерегулярной коаксиальной структуры / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Сб. науч. тр. 4-й Междунар. науч. конф. «Функциональная база наноэлектроники», Кацивели, 2011, 30.09.-3.10.2011. – С.245-247. 5. *Бондаренко, И.Н.* Высокодобротный коаксиальный нерегулярный резонаторный измерительный преобразователь / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 168. – С. 108-112.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.04.2012

УДК 629.056.84

А. А. ЖЕЛАНОВ, канд. техн. наук

УЧЕТ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ И КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ПРИ ОБРАБОТКЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ГНСС-ИЗМЕРЕНИЙ

Введение

При выполнении координатных определений по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) необходим инструментарий оценки точности полученного решения – индикатор качества позиционирования. Обработка «равноточных» измерений приводит к увеличению погрешностей координатных определений, поскольку при изменении конфигурации спутникового созвездия измерения от спутника с низким углом возвышения ($10^{-}30^{0}$) будут приравнены к измерениям от спутника с большим углом возвышения ($30-90^{0}$), хотя уровни составляющих погрешностей их измерений значительно отличаются. Учет составляющих погрешностей измерений позволяет перераспределить их вклад при решении навигационной задачи (НЗ) в зависимости от величины погрешности и угла возвышения спутника.

В статье рассмотрено построение модели погрешностей дифференциальных ГНСС-измерений, которая может быть использована в качестве индикатора качества конечного решения. Также уделено внимание вопросу, связанному с учетом корреляционных связей погрешностей наблюдений, что актуально не только при координатных определениях, но и при решении задач фильтрации/сглаживания кодовых и фазовых наблюдений и разрешения фазовой неоднозначности (РФН).

Уравнения наблюдений и алгоритм решения навигационной задачи

Рассмотрим разностно-дальномерный способ координатно-временных определений, который основан на обработке одинарных разностей наблюдений. Система уравнений [1, 2, 3] для кодовых и для однозначных фазовых наблюдений представляется следующим образом:

$$\begin{cases} \Delta\hat{S}^{(1)}_{rs,\,ms}(t) = (R^{(1)}_{rs}(t) - R^{(1)}_{ms}(t)) + \Delta Tr^{(1)}_{rs,\,ms} + k_{1,2}\cdot\Delta I^{(1)}_{rs,\,ms} + \Delta_{rs,\,ms} \\ \Delta\hat{S}^{(2)}_{rs,\,ms}(t) = (R^{(2)}_{rs}(t) - R^{(2)}_{ms}(t)) + \Delta Tr^{(2)}_{rs,\,ms} + k_{1,2}\cdot\Delta I^{(2)}_{rs,\,ms} + \Delta_{rs,\,ms} \\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots \\ \Delta\hat{S}^{m}_{rs,\,ms}(t) = (R^{m}_{rs}(t) - R^{m}_{ms}(t)) + \Delta Tr^{m}_{rs,\,ms} + k_{1,2}\cdot\Delta I^{m}_{rs,\,ms} + \Delta_{rs,\,ms} \end{cases} \quad (1)$$

где $\Delta\hat{S}^{m}_{rs,\,ms}(t)$ – наборы одинарных разностей наблюдений между роверным приемником (rs) и опорным (базовым) приемником (ms); $R^{m}_{i}(t) = \sqrt{[x_i - \hat{X}^m]^2 + [y_i - \hat{Y}^m]^2 + [z_i - \hat{Z}^m]^2}$ – геометрическая дальность между фазовым центром антенны i-го приемника и фазовым центром антенны m-го спутника; $\Delta_{rs,\,ms}$ – величина, пропорциональная текущему расхождению шкал времени приемников (с учетом задержек в высокочастотных трактах); $k_1 = 1$, $k_2 = \gamma^2$ – для кодовых измерений; $k_1 = -1$, $k_2 = -\gamma^2$ – для фазовых наблюдений несущих частот, где $\gamma = \frac{f_{L1}}{f_{L2}}$; $\Delta Tr^{m}_{rs,\,ms}$ – разность тропосферных задержек сигнала для спутников, наблюдаемых

одновременно приемниками; $\Delta I^{m}_{rs,\,ms}$ – разность ионосферных задержек сигнала для спутников, наблюдаемых одновременно приемниками.

Решение задачи осуществляется по итерационной схеме с использованием метода наименьших квадратов по методу Гаусса – Ньютона [4]:

$$\hat{\vec{\theta}}_{(L+1)} = \hat{\vec{\theta}}_{(L)} + \Delta\hat{\vec{\theta}}_{(L+1)}, \tag{2}$$

где $\vec{\theta} = \|x(t_k), y(t_k), z(t_k), \Delta(t_k)\|$ – вектор оцениваемых параметров; $\Delta\hat{\vec{\theta}}_{(L+1)}$ – вектор приращений (поправок) к вектору оцениваемых параметров на L-м шаге итерационного процесса.

Поправка на каждом шаге итерационного процесса рассчитывается по формуле

$$\Delta\hat{\vec{\theta}}_{(L+1)} = \left[\mathbf{A}^{\mathrm{T}}_{(L)} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{A}_{(L)}\right]^{-1} \cdot \mathbf{A}^{\mathrm{T}}_{(L)} \cdot \mathbf{W} \cdot \left[\hat{\vec{\mathrm{Q}}} - \vec{\mathrm{F}}(\hat{\vec{\theta}}_{(L)})\right], \tag{3}$$

где $\mathbf{W}$ – диагональная матрица весов наблюдений: $\mathbf{W}_k = \mathrm{diag}\{\omega_1, \ \omega_2, \ \ldots \ \omega_m\}$.

Вес ω_m относится к индивидуальному измерению на момент t_L. Расчет весов наблюдений выполняется с использованием модели погрешностей наблюдений;

$\hat{\vec{\mathrm{Q}}} = \left\|\Delta\hat{S}^{(1)}_{rs,\,ms}(t_k), \ldots, \ldots, \Delta\hat{S}^{(m)}_{rs,\,ms}(t_k)\right\|$ – вектор наблюдений;

$\mathbf{A}$ – матрица производных (якобиан преобразования) измеряемых параметров по определяемым.

Прекращение итерационного процесса происходит по следующему условию:

$$\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{1}{4} \cdot \Delta\hat{\vec{\theta}}^{\mathrm{T}} \cdot \Delta\hat{\vec{\theta}}\right)} < \varepsilon_{\min}. \tag{4}$$

Для оценки точности полученного решения рассчитываем корреляционную матрицу на последнем шаге итерационного процесса для каждого момента времени следующим образом:

$$\mathrm{K}_{\theta} = \left[\mathbf{A}^{\mathrm{T}}_{(L)} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{A}_{(L)}\right]^{-1}, \tag{5}$$

где $\mathbf{W}$ – весовая матрица измерений.

Матрица K_{θ} является корреляционной матрицей выходных параметров размером [n×n], где n – количество оцениваемых параметров. Элементы главной диагонали матрицы представляют собой дисперсии $\sigma^2_{x,y,z,\Delta}$ оцениваемых параметров. По элементам вне главной диагонали оценивают корреляционные связи между выходными параметрами.

Матрица $\mathbf{W}$ называется весовой, и $\mathbf{W} = \mathbf{K}^{-1}$, где $\mathbf{K}$ – корреляционная матрица измеренных параметров. Элементами главной диагонали $\mathbf{K}$ являются дисперсии измерений, которые учитывают все составляющие погрешностей. Элементы вне главной диагонали представляют собой коэффициенты корреляции между элементами главной диагонали.

Для вычисления матрицы K_{θ} с учетом составляющих погрешностей входных параметров $\mathbf{K}$ формируют модели погрешностей, которые представляют собой совокупность источников и величин погрешностей, а также учитывают корреляционные связи между ними.

Ниже предложена и описана модель погрешностей, которая учитывает основные источники погрешностей при обработке дифференциальных ГНСС-наблюдений, а также приведены результаты апробации данной модели путем сравнения априорной и апостериорной оценок точности полученных параметров.

Модель погрешностей ГНСС-наблюдений

Как было сказано выше, для достижения наибольшей точности решения навигационной задачи в соответствии с принципом обобщенного МНК [4] и достоверной оценки точности решения необходимо оценить вклад основных источников погрешностей наблюдений и включить его в корреляционную матрицу измерений [1 – 5]. В данной статье предложена модель погрешностей ГНСС-наблюдений для координатно-временных определений в дифференциальном режиме (одинарные разности наблюдений) [1 – 3, 5 – 7]. Предложенная модель учитывает вклад основных источников погрешностей наблюдений, где для каждой составляющей были приняты оценки среднеквадратических отклонений (СКО), которые выбраны, основываясь на результаты зарубежных и собственных исследований.

Предлагаемая модель включает следующие составляющие.

Эфемеридные погрешности – погрешности измерений, обусловленные неточностью расчета эфемерид, представляет собой проекцию вектора погрешностей координат спутника на направление «спутник–приемник» [1 – 3, 5 – 7]. Для дифференциального режима на базовых расстояниях до 300 *км* типовые эфемеридные погрешности GPS 1 – 3 *м* приводят к погрешностям разностей псевдодальностей порядка 1 – 3 *см*. Поэтому в предположении, что погрешности координат спутников не коррелированны, а СКО каждой из них составляет 1 *м*, получим

$$\sigma_{ef}^2(t) = SKO_{ef}^2 \cdot h^{\mathrm{T}}(t) \cdot h(t),$$

где $h_i(t_k) = \dfrac{(x_{sv} - x_{rov})}{R_{rov,i}(t_k)} - \dfrac{(x_{sv} - x_{bas})}{R_{bas,i}(t_k)}$; x_{sv} – вектор координат спутника; x_{rov} – вектор приближенных координат приемника потребителя; x_{bas} – вектор координат базовой станции; $R_{rov,i}(t_k)$ – расстояние от спутника до приемника потребителя; $R_{bas,i}(t_k)$ – расстояние от спутника до базовой станции; SKO_{ef} =1 *м*.

Погрешности, обусловленные неточным учетом тропосферной задержки навигационных сигналов. При обработке наблюдений, для компенсации тропосферной задержки, в случае отсутствия дополнительных метеорологических параметров (давление, температура, влажность) в зоне проведения измерений, целесообразно использование модели MOPS. Согласно результатам экспериментальных исследований [8 – 10] остаточная погрешность компенсации тропосферной задержки при использовании модели MOPS составляет 5 – 10 % от расчетной величины; поэтому при дифференциальной обработке наблюдений с использованием модели MOPS было принято, что $\sigma_{\Delta \mathrm{Tr}}(t) = 0,05 \cdot \Delta \mathrm{Tr}$.

Погрешности, обусловленные неточным учетом ионосферной задержки навигационных сигналов. Для компенсации ионосферной задержки используются модели Klobuchar [11] и GIM IONEX [12, 13]. Результаты зарубежных и отечественных исследований показали [7, 13], что остаточные погрешности компенсации ионосферной составляющей при обработке наблюдений могут быть следующими:

- при применении модели Klobuchar $\sigma_{\Delta \mathrm{I}}(t) = 0,50 \cdot \Delta \mathrm{I}$;

- при использовании модели GIM IONEX $\sigma_{\Delta \mathrm{I}}(t) = 0,30 \cdot \Delta \mathrm{I}$;

Следует отметить, что представленные модели позволяют компенсировать только трендовую составляющую ионосферной задержки [14].

Погрешности, обусловленные шумами и многолучевостью ГНСС-наблюдений; для кодовых наблюдений GPS – $\sigma_{\mathrm{ns/mp}}(t) = 0,4$ *м*, для фазовых GPS и ГЛОНАСС наблюдений– $\sigma_{\mathrm{ns/mp}}(t) = 0,003$ *м*; для кодовых наблюдений ГЛОНАСС принимаем $\sigma_{\mathrm{ns/mp}}(t) = 1$ *м*, поскольку в данную составляющую включена погрешность, обусловленная частотными задержками

в каналах [5]. При этом вводится зависимость от угла возвышения спутника $\sigma_{ns/mp}(t) = \dfrac{\sigma_{ns/mp}(t)}{\sin(\beta)}$.

Погрешности, обусловленные неточным учетом вариаций фазовых характеристик приемных GPS/ГНСС-антенн. Как показали результаты исследований фазовых характеристик приемных GPS/ГНСС-антенн [15], для погрешностей, обусловленных неточным учетом вариаций фазовых центров антенн, величина СКО составляет $\sigma_{pcv}(t) = 0{,}01$ *м*.

Остаточные погрешности координатной привязки приемной антенны базовой станции – основываясь на значительном опыте [1 – 3, 5 – 7], связанном с координатной привязкой опорных пунктов, используемых в качестве референцных, величина остаточной погрешности была выбрана равной $\sigma_{BS}(t) = 0{,}01$ *м*.

При реализации алгоритмов фильтрации/сглаживания кодовых и фазовых ГНСС-наблюдений, например [1 – 3, 16], при оценке уровня фазовых наблюдений относительно кодовых, для оценки точности полученного значения $\sigma_{LC}(t)$ предлагается использовать алгоритм автокорреляционного анализа [17] (см. ниже).

В итоге, на каждый момент времени для каждого спутника рассчитывается суммарная дисперсия погрешностей наблюдений:

$$\sigma_n^2(t) = \sigma_{ef}^2(t) + \sigma_{ns/mp}^2(t) + \sigma_{pcv}^2(t) + \sigma_{BS}^2(t) + \sigma_{\Delta I}^2(t) + \sigma_{\Delta Tr}^2(t)$$

или для при обработке «сглаженных» кодовых наблюдений:

$$\sigma_n^2(t) = \sigma_{ef}^2(t) + \sigma_{ns/mp}^2(t) + \sigma_{pcv}^2(t) + \sigma_{BS}^2(t) + \sigma_{\Delta I}^2(t) + \sigma_{\Delta Tr}^2(t) + \sigma_{LC}^2(t).$$

Используя полученные оценки дисперсий суммарных погрешностей $\sigma_n^2(t)$ при решении НЗ и, полагая, что погрешности дифференциальных наблюдений для спутников являются некоррелированными, сформируем корреляционную матрицу погрешностей измеренных параметров $\mathbf{K}$.

$$\mathbf{K} = \mathrm{diag}\left\{\sigma_1^2(t),\ \ \sigma_2^2(t),\ \ \ldots,\ \ \sigma_n^2(t)\right\},$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{K}^{-1},$$

где $\mathbf{K}$ – корреляционная матрица измеренных параметров; W – весовая матрица измеренных параметров, которая включается в решение навигационной задачи (2) – (5).

Корреляционный анализ ГНСС-измерений

При обработке дифференциальных ГНСС-измерений необходимо учитывать корреляционные связи по времени между погрешностями измерений (особенно, для многолучевой составляющей погрешностей наблюдений). Следует подчеркнуть, что особую роль это играет при оценке погрешности float или fixed оценок фазовых неоднозначностей.

В целом, во многих исследованиях, посвященных задачам РФН GPS/ГНСС-наблюдений, в той или иной степени рассматриваются задачи и условия верификации полученного (float и fixed) решения РФН. В статье [17] предложен и верифицирован алгоритм оценки достоверности полученных оценок неоднозначностей в условиях присутствия шумов и медленно изменяющейся многолучевой составляющей наблюдений, особенно, когда наблюдения выполняются в разных условиях и при различных настройках приемников, который основывается на анализе корреляционных свойств выборок.

Как показали результаты исследований, неучет корреляционных связей приводит к тому, что оценка точности являются завышенной. Известно, что оценка дисперсии справедлива при условии независимости отсчетов наблюдений [4]. Поэтому, для оценки точности полученного решения необходимо либо точно учесть корреляционные связи между наблюдениями от эпохи к эпохе, что практически очень затруднительно, либо вычислить интервал

корреляции наблюдений и выполнять оценку точности с использованием независимых (некоррелированных) отсчетов наблюдений. Второй вариант оценки точности является относительно простым в реализации и позволяет получить правдоподобные оценки точности, хотя и несколько загрубленные (из-за прореживания в выборке коррелированных наблюдений).

Данный подход адаптирован автором не только для оценки при решении РФН, но и для оценки констант при сглаживании/фильтрации кодовых и фазовых ГНСС-наблюдений. Оценки достоверности полученных констант в дальнейшем включались в корреляционную матрицу погрешностей наряду с другими составляющими (см. ниже).

Следует отметить, что при обработке статических ГНСС-наблюдений, когда оцениваемые параметры принимаются постоянными на интервале наблюдений, неучет корреляции составляющих погрешностей по времени ослабляет эффект усреднения, потому что если какая-либо составляющая погрешности наблюдений медленно изменяется, или же она носит систематический характер, то ее усреднение не приведет (или практически не приведет) к ее уменьшению. Если, предположим, корреляция медленноменяющихся погрешностей, например, многолучевой составляющей, по времени отсутствует, то автоматически она приравнивается к флуктуационной (шумовой) погрешности, что неверно и приводит к неправильным оценкам точности.

Исходя из сказанного можно сделать следующие рекомендации.

1. При обработке статических ГНСС-наблюдений, в частности при разрешении задач фазовой неоднозначности и выполнении операций сглаживания/фильтрации, рекомендуется провести корреляционный анализ двойных разностей наблюдений, с целью определения среднего интервала корреляции по результатам обработки всех выборок. В дальнейшем, для оценки точности координатного решения, накопление корреляционных матриц выходных параметров будет проводиться через интервал корреляции, что позволит избежать учета сложных корреляционных зависимостей.

2. При обработке сглаженных кодовых наблюдений оценку точности констант фазовых наблюдений относительно кодовых рекомендуется включать в корреляционную матрицу входных параметров (см. выше).

Результаты экспериментальных исследований

Для отработки и натурного тестирования предложенных алгоритмов и процедур определения информационных параметров и оценки их точности согласно принятой модели погрешностей были использованы реальные статические и кинематические наблюдения при проведении аэрофотосъемок на борту летательных аппаратов, а также наблюдений наземных движущихся приемников потребителей («роверов») и базовых перманентных станций.

Тестирование и исследования разработанных процедур обработки измерений выполнялись по следующей методике:

1) Используемые наблюдения подвергаются предварительной обработке с использованием программно-алгоритмического обеспечения (ПАО) «OCTAVA_PPA» [18], которое позволяет оценить качество используемых кодовых и фазовых наблюдений, устранить циклические фазовые скачки, восстановить непрерывность фазовых наблюдений и т.д.;

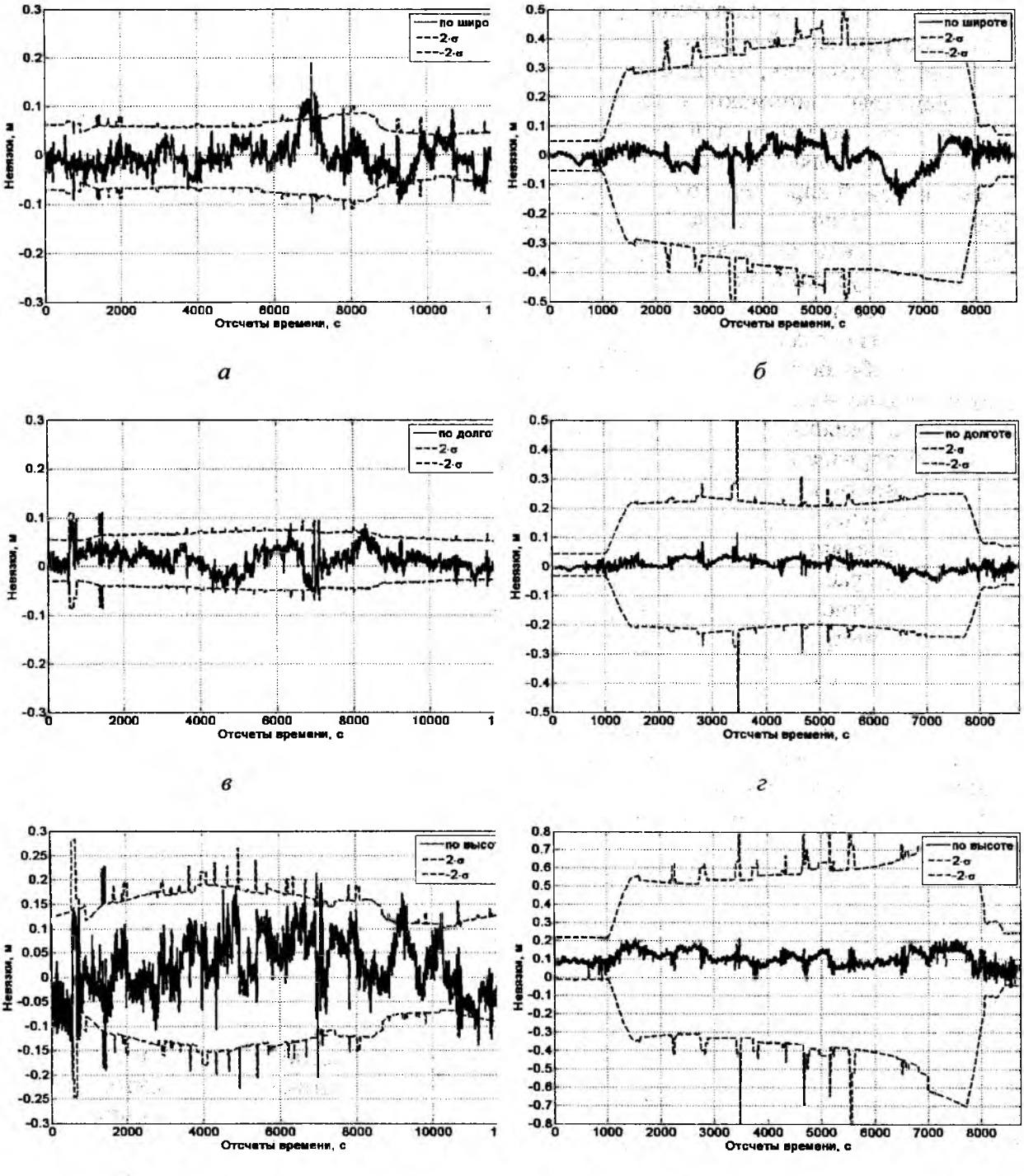
2) Выполняется обработка ГНСС-наблюдений и определяются высокоточные (с сантиметровой точностью) эталонные оценки координат кинематических объектов, станций и роверных пунктов с использованием апробированного лицензионного ПО «GrafNav/GrafNet» (NovAtel Inc./ Waypoint, Канада) [18];

3) Для каждого сеанса наблюдений «роверного» приемника и референцных станций выполняется их полная обработка с использованием разработанных алгоритмов фильтрации/сглаживания наблюдений и разрешения фазовой неоднозначности;

4) Выполняется вычисление отклонений (невязок) полученного координатного решения от эталонного с расчетом статистических характеристик отклонений. Вычисление априорных

оценок доверительных интервалов (2 СКО – 95 %) для сравнения априорных и апостериорной оценок точности.

Рассмотрим результаты сравнения априорной и апостериорной оценки точности полученного координатного решения по однозначным фазовым наблюдениям разностной частоты [1 – 3, 7].



Невязки полученного WL-решения относительно эталонных оценок
и априорная оценка точности решения, рассчитанной по модели погрешностей,
для наблюдений на борту вертолета – *а*, *в*, *д* и на борту самолета – *б*, *г*, *е*

В качестве примера на рисунке приведены невязки координатного решения относительно эталонных оценок и результаты расчета априорной оценки точности (2 СКО) по предложенной модели погрешностей. На рисунке, позиции *а*, *в*, *д*, приведены невязки полученного решения для кинематических наблюдений на борту вертолета (высота полета ~800 *м*), а позиции *б*, *г*, *е* – для кинематических наблюдений на борту самолета (высота полета ~3000 *м*). Как видно из представленных результатов, расчетная оценка точности (95 %) для наблюдений на борту вертолета соответствует апостериорной оценке точности, полученной в результате обработки невязок полученного решения относительно эталонного. Оценка точности решения для наблюдений на борту самолета с момента набора высоты более 1000 *м* расходится с апостериорной оценкой точности. Данное расхождение обусловлено неточной компенсацией погрешностей, обусловленных задержкой прохождения сигналов через тропосферу и, ввиду этого, неточностью расчета этой составляющей погрешностей наблюдений.

В целом, как показывает накопленный опыт обработки ГНСС-наблюдений, представленная модель погрешностей в условиях выполнения наземных координатных определений (при условии, что перепад высот между приемными антеннами не превышает 1000 *м*) достаточно адекватно отражает реальные погрешности оцениваемых координат и может служить достоверным индикатором точности в задачах позиционирования.

Для случаев обработки наблюдений со значительным перепадом высот (свыше 1000 *м*) между приемными антеннами необходимо провести дополнительные исследования с целью уточнения погрешности оценки тропосферной задержки и по результатам этих исследований уточнить предложенную модель погрешностей.

Выводы

Разработана модель погрешностей дифференциальных ГНСС-наблюдений для априорной оценки точности координатных определений. На основе экспериментов с использованием реальной измерительной информацией выполнена апробация предложенной модели путем сравнения априорной и апостериорной оценки точности. Результаты обработки множества измерительных сессий (кинематических и статических) показали, что для координатных определений, при условии, что перепад высот между приемными антеннами не превышает 1000 *м*, предложенная модель погрешностей доказала свою работоспособность и адекватность реальным условиям. Для случаев обработки наблюдений со значительным (свыше 1000 *м*) перепадом высот между приемными антеннами необходимо провести дополнительные исследования с целью уточнения погрешности оценки тропосферной задержки и по результатам этих исследований уточнить предложенную модель погрешностей.

Результаты исследований также показали, что предложенная модель может быть адаптирована для случая обработки кодово-фазовых комбинаций ГНСС-наблюдений, при этом в модель включаются результаты оценки данных комбинаций с использованием корреляционного анализа. Применение корреляционного анализа при обработке ГНСС-наблюдений, в частности фильтрации/сглаживании кодовых и фазовых наблюдений, разрешении фазовой неоднозначности и при решении навигационной задачи, позволяет получить достоверные оценки точности определяемых параметров.

Исходя из полученных результатов, в целях оптимизации и повышения достоверности решений можно рекомендовать применение, уточнение и развитие предложенной методики оценки точности в задачах разрешения фазовой неоднозначности и точного позиционирования с использованием фазовых наблюдений несущих навигационных сигналов.

Список литературы: 1. *Гофманн-Веллінгоф, Б.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія та практика : пер. з англ. / Б. Гофманн-Веллінгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз ; за ред. Я. С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1996. – 380 с. 2. *Rizos Chris.* Principles and practice of GPS surveying // School of engineering, The University of New South Wales, Australia, 1999. – 555 p. 3. *Leick, A.* GPS Satellite Surveying, 3-rd ed., John Wiley – New York, 2003. – 464 pp. 4. *Жданюк, Б.Ф.* Основы статистической обработки траекторных измерений / Б.Ф. Жданюк. – М. : Сов. радио, 1978. – 350 с. 5. *Глобальная*

спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / ред. В. Н. Харисова, А. И. Перова, В. А. Болдина. – М. : ИПРЖР, 1998. – 400 с. 6. *Повышение* надежности разрешения неоднозначности фазовых ГНСС-наблюдений за счет учета систематических погрешностей в весовой матрице измерений / Е.В. Гринченко // Прикладная радиоэлектроника : Науч.-техн. журнал. – 2007. – Том 6, N4. – С. 567-572. 7. *Желанов, О.О.* Розвиток методу та алгоритмів обробки фазових спостережень глобальних навігаційних супутникових систем в задачах високоточного кінематичного позиціонування: дис. канд.техн. наук.: 05.12.17 / Желанов Олексій Олександрович; ХНУРЕ. – Х., 2011. – 157 с. 8. *Minimum* Operational Performance Standards for Global Positioning System/ Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, RTCA/DO-229C, November 28, 2001. 9. *Penna, N., A. Dodson, & W. Chen.* Assessment of EGNOS tropospheric correction model, *Journal of Navigation.*, 54(1), (2001). – P. 37-55. 10. *S. Storm van Leeuwen, H. van der Marel, M. Tossaint, A. Martelluci.* Validation of SBAS MOPS Troposphere Model over the EGNOS Service Area. European Navigation Conference GNSS-2004, Rotterdam (the Netherlands), 17-19 May 2004. 11. *Klobuchar, J.A.* Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users / J.A. Klobuchar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – Vol. AES-23. – pp. 325-331. 12. *IONEX*: [Электронный ресурс] /The IONosphere maps EXchange format Version 1» / Stefan Schaer, Werner Gurtner// – Режим доступа http://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/data/format/ionex1.pdf 13. *Желанов, А.А.* Использование глобальных ионосферных карт IGS в задачах высокоточного ГНСС-позиционирования / Желанов А.А., Е. А. Бессонов // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 3. – С. 302-306. 14. *Бессонов, Е.А.* Аппроксимация гладкими функциями расчетных ионосферных коррекций // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – №165. – С. 69-74. 15. *Желанов, А.А.* Оценка точности калибровки положения и вариаций фазовых центров приемных GPS/GNSS антенн / А.А. Жалило, А.А. Желанов, Д.А. Шелковенков, В.М. Шокало // Космічна наука і технологія. – 2008. – №4. – С. 39-52. 16. *Кондратюк, В.М.* Усовершенствованный метод сглаживания кинематических кодовых ГНСС-наблюдений с использованием фазовых // Системы управління, навігації та зв'язку. – 2011. – Вип. 3 (19). – С. 8-13. 17. *Желанов, А.А.* Алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных неоднозначностей фазовых GPS наблюдений разностной частоты // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2009. – № 158. – С. 43-52. 18. *Жаліло, О.О.* Результати експериментальних досліджень точності траєкторних GPS/GNSS вимірювань при виконанні аерофотозйомки з використанням програмних комплексів «OCTAVA» та «GRAFNAV/GRAFNET™» / Д.О. Шелковєнков, О.О. Желанов, О.О. Жаліло // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2008. –№ 152. – С. 172-184.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.04.2012

УДК 528.2:629.78

А.А. ЖАЛИЛО, И.В. ДИЦКИЙ

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ МЕТОД РАЗРЕШЕНИЯ ФАЗОВОЙ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ДВУХЧАСТОТНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ФАЗОВЫХ ГНСС-НАБЛЮДЕНИЙ И ВЫСОКОТОЧНОЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ НА БАЗОВЫХ РАССТОЯНИЯХ ДО 200 *км*

Введение

Точное определение местоположения (позиционирование) с использованием глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) широко применяется в таких приложениях, как геодезия, картография, межевание земли, кадастр, аэрофотосъемка, ГИС, точное земледелие, геодинамика и др. В таких приложениях определение координат должно выполняться на сантиметровом и даже на миллиметровом уровне точности. Основным методом решения задач точного позиционирования является дифференциальный (относительный) – разновидность интерферометрического метода. В настоящей работе рассматривается именно дифференциальный фазовый метод определения местоположения.

Достигнуть указанного уровня точности позиционирования невозможно без использования фазовых наблюдений. Однако фазовые ГНСС-наблюдения имеют отличительные особенности – они являются неоднозначными и, как правило, по ряду причин содержат циклические фазовые скачки. Без надежного устранения скачков и разрешения фазовой неоднозначности (РФН) невозможно решить задачу точного и быстрого дифференциального позиционирования с указанной точностью [1, 2]. Неоднозначность фазовых наблюдений, как известно [1 – 4], является целочисленной, то есть фазовые наблюдения на интервалах непрерывного слежения включают постоянные на этих интервалах неизвестные величины. Эти величины равны целому числу длин волн, которые и необходимо определить в процессе РФН. Именно свойство целочисленности фазовых неоднозначностей, присущее процесс у фазовых измерений, и является положительным дополнительным ограничением и позволяет при определенных условиях решить проблему РФН: ввести целочисленные коррекции в фазовые наблюдения и выполнить точные координатные определения, используя фазовые псевдодальности, аналогично тому, как решается навигационная задача (НЗ) с использованием кодовых псевдодальностей [1 – 4].

Проблема РФН в задачах точного ГНСС-позиционирования является одной из самых сложных. Несмотря на значительное количество выполненных в мире в течение последних 25 – 30 лет исследований и опубликованных результатов (см., например, фундаментальные по рассматриваемому вопросу работы [5 – 11]), как отмечают многие зарубежные исследователи, задача РФН не имеет окончательного эффективного универсального решения для множества практически важных случаев, имеется потребность и в развитии теории обработки фазовых наблюдений [11, 12]. Это особенно проявляется в задачах, отражающих новые возросшие требования к характеристикам (экономическим, эксплуатационным и др.) ГНСС-решений в более жестких условиях выполнения наблюдений. В частности, остро стоит проблема достижения высокой надежности РФН (как для одночастотного, так и для двухчастотного/трехчастотного геодезического ГНСС-оборудования) при измерениях на средних и больших базовых расстояниях, в условиях разреженных сетей референцных перманентных станций, в условиях сильных ионосферных возмущений [13 – 16]. Особенно это актуально для позиционирования в режиме реального времени RTK (Real Time Kinematic) на базовых расстояниях свыше 70 – 80 *км* и в условиях повышенной ионосферной активности [14 – 16]. Даже у лучших современных двухчастотных RTK-приемников в указанных условиях заметно ухудшаются эксплуатационные и точностные характеристики – существенно увеличивается интервал времени инициализации (т.е. достижения целочисленного решения после включения приемника либо после потери слежения) до 5 – 7 *мин*, уменьшается вероятность правильной фиксации целочисленных неоднозначностей, что приводит к невозможности получения целочисленного (fixed) решения сантиметровой точности и использованию только

промежуточного «плавающего» (float) решения дециметровой точности. Важно также констатировать, что в принципе пока не решена и проблема достижения высокой надежности целочисленного РФН для одночастотных наблюдений на базовых расстояниях свыше 15 - 30 *км*, особенно для таких производительных режимов геодезической съемки как кинематический и «стой-иди» («stop&go»). Проблемным теоретическим и практическим вопросом пока еще остается надежная верификация полученных целочисленных решений для указанных более сложных условий измерений [11, 12].

Причины перечисленных проблем можно объяснить тем, что с увеличением базовых расстояний и в условиях возмущений среды распространения сигналов увеличиваются остаточные медленноменяющиеся составляющие фазовых и кодовых наблюдений, такие как ионосферные, тропосферные, эфемеридные и другие, которые становятся превалирующими по сравнению с шумовыми погрешностями и в указанных условиях характеризуются нестандартными законами распределения и являются нестационарными процессами [11, 15]. Это в свою очередь, приводит к нарушению основных предположений о статистических характеристиках погрешностей наблюдений, нарушению оптимальности алгоритмов обработки наблюдений и, соответственно, к уменьшению вероятности или даже невозможности решения задачи целочисленного РФН, а значит, и достижения сантиметровой точности позиционирования [11].

В этих условиях актуальна задача создания новых усовершенствованных методов и алгоритмов разрешения фазовой неоднозначности, способных преодолеть перечисленные проблемы и улучшить характеристики ГНСС-позиционирования в сложных условиях выполнения измерений. В настоящей работе рассматриваются результаты создания и натурного тестирования усовершенствованных метода и алгоритмов разрешения фазовой неоднозначности дифференциальных статических и кинематических двухчастотных GPS-наблюдений и точного позиционирования на базовых расстояниях ~100 – 200 *км* в различных условиях ионосферной активности. Приведены отличительные особенности предложенного решения, которые, как показал сравнительный анализ, позволили улучшить характеристики ГНСС-позиционирования на территориях с разреженными ГНСС-сетями в режимах постобработки и реального времени. Способы и алгоритмы надежного решения задачи восстановления непрерывности фазовых наблюдений (устранения циклических фазовых скачков) детально описаны в работах [1 – 3, 9, 17 – 19] и поэтому здесь не рассматриваются.

Уравнения наблюдений. Подход к решению задачи

Ниже рассматривается дифференциальный метод ГНСС-позиционирования, обладающий множеством привлекательных особенностей, так как позволяет [1 – 6]:

- существенно уменьшить эфемеридные, ионосферные, тропосферные погрешности наблюдений;
- практически полностью устранить погрешности наблюдений, обусловленные неточными коррекциями бортовых часов спутников, геодинамическими эффектами, эффектами из-за пространственных эволюций спутников («wind-up»-эффекты);
- компенсировать погрешности, вызванные инструментальными задержками (групповыми и фазовыми) в аналоговых трактах спутников, и компенсировать случайные начальные фазы опорных генераторов спутников в фазовых наблюдениях.

Дальнейшее изложение ведется применительно к системе GPS (США), которая является лидирующей ГНСС. Это не ограничивает общность и применимость полученных результатов по отношению к близким аналогам GPS – функционирующей системе ГЛОНАСС (РФ) и системам Galileo (ЕС) и BeiDou–Compass (Китай), которые находятся в стадии развертывания.

Систему уравнений дифференциальных двухчастотных GPS наблюдений (однобазовый случай) можно представить в следующем виде [1 – 3]:

$$\begin{cases} \Delta\hat{S}_1^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{S1} + \Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) + \delta\Delta S_1^j(t) \\ \Delta\hat{S}_2^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{S2} + \gamma^2 \cdot \Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) + \delta\Delta S_2^j(t) \\ \Delta\hat{L}_1^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{L1} - \Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) - [\Delta N_1^j + \Delta\varphi]\cdot\lambda_1 + \omega(t)\cdot\lambda_1 + \delta\Delta L_1^j(t) \\ \Delta\hat{L}_2^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{L2} - \gamma^2 \cdot \Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) - [\Delta N_2^j + \Delta\varphi]\cdot\lambda_2 + \omega(t)\cdot\lambda_2 + \delta\Delta L_2^j(t) \end{cases}, \quad (1)$$

где $\Delta\hat{S}_1^j(t)$, $\Delta\hat{S}_2^j(t)$ – одинарные разности кодовых псевдодальностей на трассах «j-й спутник – приемник потребителя («ровер»)» и «j-й спутник – референцная (базовая) станция (РС)» на момент времени t на 1-й и на 2-й частотах соответственно; t – один и тот же момент времени (текущая целая секунда системной шкалы времени GPS), к которому приведены кодовые и фазовые наблюдения «ровера» и РС;

$\Delta\hat{L}_1^j(t)$, $\Delta\hat{L}_2^j(t)$ – одинарные разности фазовых псевдодальностей на трассах «j-й спутник – приемник потребителя («ровер»)» и «j-й спутник – референцная (базовая) станция (РС)» на момент времени t на 1-й и на 2-й частотах соответственно;

$\Delta R^j(t)$ – одинарные разности геометрических расстояний для j-го спутника;

$$\Delta R^j(t) = \sqrt{(x(t) - \hat{X}^j(t;t_p^j))^2 + (y(t) - \hat{Y}^j(t;t_p^j))^2 + (z(t) - \hat{Z}^j(t;t_p^j))^2} -$$
$$-\sqrt{(\hat{x}_{RS}(t) - \hat{X}^j(t;t_{RS}^j))^2 + (\hat{y}_{RS}(t) - \hat{Y}^j(t;t_{RS}^j))^2 + (\hat{z}_{RS}(t) - \hat{Z}^j(t;t_{RS}^j))^2};$$

$x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ – искомые координаты потребителя;

$\hat{x}_{RS}(t)$, $\hat{y}_{RS}(t)$, $\hat{z}_{RS}(t)$ – вектор известных с высокой точностью координат референцной станции;

$\hat{X}^j(t;t_p^j)$, $\hat{Y}^j(t;t_p^j)$, $\hat{Z}^j(t;t_p^j)$, $\hat{X}^j(t;t_{RS}^j)$, $\hat{Y}^j(t;t_{RS}^j)$, $\hat{Z}^j(t;t_{RS}^j)$ – расчетные координаты (эфемериды) j-го спутника на момент излучения сигнала GPS по отношению к потребителю (t_p^j) и референцной станции (t_{RS}^j).

$\Delta(t)$ – расхождение шкалы времени «ровера» относительно шкалы времени РС на момент времени t; $\Delta I^j(t)$ – одинарные разности ионосферных задержек;

$\Delta T^j(t)$ – одинарные разности тропосферных задержек;

$\gamma = (77/60)$ – отношение несущих частот GPS;

ΔN_1^j, ΔN_2^j – одинарные разности начальных фазовых неоднозначностей;

λ_1, λ_2 – длины волн сигналов несущих GPS;

Δb_{S1}, Δb_{S2} – одинарные разности групповых (кодовых) инструментальных задержек сигналов GPS в трактах разнесенных приемников;

Δb_{L1}, Δb_{L2} – одинарные разности фазовых инструментальных задержек сигналов GPS в трактах разнесенных приемников;

$\Delta\varphi$ – разность начальных фаз опорных генераторов «ровера» и РС;

$\omega(t)$ – «wind-up»–эффект, дополнительный фазовый набег, который образуется при вращении антенны приемника [20]; этот же эффект, обусловленный изменением ориентации (эволюциями) спутников, при формировании одинарных разностей наблюдений полностью компенсируется; если «ровер» неподвижен (статический режим наблюдений), то дополнительный фазовый набег $\omega(t)$ – отсутствует;

$\delta\Delta S_1^j(t)$, $\delta\Delta S_2^j(t)$, $\delta\Delta L_1^j(t)$, $\delta\Delta L_2^j(t)$ – погрешности одинарных разностей кодовых и фазовых наблюдений, вызванных шумами и эффектом многолучевого приема (многолучевостью).

Задача состоит в создании эффективных метода и алгоритмов разрешения фазовой неоднозначности (параметров ΔN_1^j, ΔN_2^j) дифференциальных статических и кинематических двухчастотных GPS-наблюдений и точного позиционирования (определения координат $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$, а также других параметров – расхождений шкал времени и ионосферных задержек) на базовых расстояниях до 200 *км*, т.е., для условий разреженных сетей референцных станций, которые характерны для Украины, РФ и других стран СНГ. Принципиальной особенностью разрешения неоднозначности фазовых ГНСС-наблюдений является то, что в отличие от классического случая обработки многошкальных измерений, целочисленное решение для фазовых ГНСС-наблюдений необходимо найти для случая, когда уравнения наблюдений содержат не только целочисленные неизвестные ΔN_1^j, ΔN_2^j , но и континуальные параметры – текущие координаты $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ и расхождения шкал времени.

Предложенное решение поставленной задачи базируется на многочисленных исследованиях, проведенных авторами в течение ряда последних лет, и выработанных рекомендаций относительно способа обработки наблюдений и учета главных факторов, определяющих качество (надежность и точность) решения. Так, в ходе исследований было установлено, что на надежность решения задачи РФН значимое влияние оказывает использование менее точных, но однозначных кодовых наблюдений. Суммарная шумовая и многолучевая составляющая «сырых» кодовых GPS-наблюдений оценивается на уровне 0,35 – 0,5 *м* (СКО) при типовых интервалах аппаратурной фильтрации порядка ~100 *с* (для движущихся объектов). Дополнительное сглаживание (фильтрация) кодовых наблюдений с использованием фазовых на более значительных интервалах 5 – 15 *мин* позволяет значительно уменьшить указанные погрешности и получить кодово-фазовое координатное решение с погрешностями 10 – 20 *см* (СКО) и менее. Как показали многочисленные исследования, использование такого улучшенного кодового решения в задаче РФН (как двухчастотных, так и одночастотных наблюдений) является определяющим надежность РФН фактором по сравнению с такими факторами, как избыточность спутников в рабочем созвездии и интервал наблюдения.

В результате реализации выработанных рекомендаций стратегия решения поставленной задачи построена с учетом следующих положений.

1) Алгоритмы разрешения фазовой неоднозначности двухчастотных фазовых GPS-наблюдений должны выполнять поэтапную совместную обработку всех наблюдений выборки линейных комбинаций кодовых и фазовых наблюдений, включая однозначное сглаженное кодово-фазовое решение (вместо уравнений кодовых псевдодальностей). При этом целесообразно использовать традиционные фазовые линейные комбинации разностной частоты Wide-Lane (WL) и т.н. «безионосферной» комбинации Iono-Free (IF) [1 – 3, 5, 6].

2) С целью повышения надежности целочисленного фазового WL-решения разностной частоты необходимо использовать дополнительную информацию, содержащуюся в сглаженном кодово-фазовом решении и уравнениях IF-наблюдений. При этом для уменьшения влияния ионосферных вариаций одночастотного WL-решения на надежность РФН «безионосферной» комбинации IF целесообразно выделить из наблюдений неоднозначных фазовых т.н. «безгеометрических» Geometry-Free (GF) линейных комбинаций [1 – 3] и внести соответствующие коррекции в WL-решение.

3) Для минимизации размерности уравнений наблюдений и формирования целевых функций поиска целочисленных решений для любых наборов наблюдений и режимов позиционирования (статического и кинематического) целесообразно использовать специально разработанную универсальную статистически корректную методику совместного оценивания совокупности информационных и неинформационных «мешающих» (для того или иного этапа обработки) параметров [18, 21]. При этом важно точно учитывать на всех этапах обработки статистические характеристики погрешностей GPS- наблюдений и их линейных комбинаций, включая корреляционные связи, так как это значимо влияет на результирующие характеристики качества РФН и позиционирования.

4) На этапе позиционирования (по завершении РФН и его верификации) целесообразно использовать «безионосферные» фазовые наблюдения первой частоты L1 вместо

IF-наблюдений, уровень шумов и многолучевости которых примерно в три раза выше, чем исходных L1-наблюдений. Ионосферная составляющая погрешности L1-наблюдений устраняется с использованием сглаженных однозначных фазовых GF линейных комбинаций.

Реализация приведенных положений, как показано ниже, позволила улучшить характеристики надежности РФН и достичь ГНСС-позиционирования сантиметровой точности на базовых расстояниях 100 – 200 *км* в статическом и кинематическом режимах измерений.

Преобразования уравнений наблюдений и алгоритмы обработки

С учетом изложенного введем в систему уравнений (1) вместо кодовых наблюдений оценки координат, получаемые из сглаженного кодово-фазового решения:

$$\begin{cases} \hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathrm{SL}}(t) = \vec{\mathbf{X}}\ (t) + \delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathrm{SL}}(t) \\ \Delta\hat{L}_1^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{L1} - \Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) - [\Delta N_1^j + \Delta\varphi]\cdot\lambda_1 + \omega(t)\cdot\lambda_1 + \delta\Delta L_1^j(t) \\ \Delta\hat{L}_2^j(t) = \Delta R^j(t) + \Delta(t) + \Delta b_{L2} - \gamma^2\cdot\Delta I^j(t) + \Delta T^j(t) - [\Delta N_2^j + \Delta\varphi]\cdot\lambda_2 + \omega(t)\cdot\lambda_2 + \delta\Delta L_2^j(t) \end{cases}, \quad (2)$$

где $\hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathrm{SL}}(t) = \begin{Vmatrix} \hat{\mathrm{x}}_{\mathrm{SL}}(t) \\ \hat{\mathrm{y}}_{\mathrm{SL}}(t) \\ \hat{\mathrm{z}}_{\mathrm{SL}}(t) \end{Vmatrix}$ – вектор оценок координат объекта, полученных путем предварительного решения навигационной задачи с использованием сглаженных кодово-фазовых наблюдений [6]; $\vec{\mathbf{X}}(t) = \begin{Vmatrix} \mathrm{x}(t) \\ \mathrm{y}(t) \\ \mathrm{z}(t) \end{Vmatrix}$ – вектор искомых координат; $\delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathrm{SL}}(t) = \begin{Vmatrix} \delta\mathrm{x}_{\mathrm{SL}}(t) \\ \delta\mathrm{y}_{\mathrm{SL}}(t) \\ \delta\mathrm{z}_{\mathrm{SL}}(t) \end{Vmatrix}$ – вектор погрешностей оценки $\hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathrm{SL}}(t)$ с известными статистическими характеристиками; положим, что известно среднее значение $\left\langle\delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathrm{SL}}(t)\right\rangle = \vec{0}$ и корреляционная матрица $K_{\mathrm{SL}}(t) = \left\langle\delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathrm{SL}}(t)\cdot\delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{T}}(t)\right\rangle$.

Известно, что для надежного определения целочисленных фазовых неоднозначностей необходимо, чтобы погрешность грубого, но однозначного измерения не превышала половину длины волны более точного, но неоднозначного измерения. В случае использования кодовых и фазовых наблюдений на несущих (λ_1=19.0 *см*, λ_2=24.4 *см*) это соотношение составляет примерно 5 – 10, что приводит к невозможности получения надежного решения даже при длительном усреднении кодовых наблюдений. Поэтому в предложенной схеме обработки используется более точное сглаженное кодово-фазовое решение. Но и это решение не гарантирует прямой путь разрешения неоднозначности фазовых наблюдений на несущих. Решение заключается в использовании фазовых линейных комбинаций (ЛК), в частности фазы разностной частоты WL. Свойства этой ЛК достаточно полно описаны в работах [1 – 3, 5] и многих других. Так как длина волны λ_{WL}=86,2 *см*, а предельная погрешность сглаженных кодово-фазовых наблюдений составляет примерно 10 – 20 *см*, то, при совместной обработке сглаженных кодово-фазовых и WL наблюдений возникают условия для надежного определения фазовых неоднозначностей. Предельная шумовая погрешность фазовых наблюдений WL не превышает 5 – 6 *см*, что меньше половины длины волны любой из частот L1 и L2, что говорит о возможности получения надежной оценки фазовых целочисленных переменных и на несущих частотах с использованием однозначных WL-наблюдений. Таким образом, очевидно, что использование разностной частоты WL позволяет создать промежуточную измерительную шкалу и надежно решить поставленную задачу. Также, в целях повышения надежности решения задачи РФН WL-наблюдений (особенно для больших базовых удалений 100 – 200 *км*) можно привлечь дополнительную информацию в виде уравнений наблюдений безионосферной фазовой комбинации IF, полагая на этом этапе вначале целочисленные неоднозначности IF-наблюдений континуальными переменными.

Теперь сформируем линейные комбинации (ЛК) фазы разностной частоты Wide Lane (3) и безионосферной фазовой комбинации Iono-Free (4).

$$\Delta\hat{L}^j_{WL}(t)=\left\{\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_1}\Delta\hat{L}^j_1(t)-\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_2}\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\}= \\ =\Delta R^j(t)+\eta_{WL}(t)+\gamma\cdot\Delta I^j(t)-\Delta N^j_{WL}\cdot\lambda_{WL}+\delta\Delta L^j_{WL}(t), \quad (3)$$

где $\eta_{WL}(t)=\Delta(t)+\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_1}\Delta b_1-\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_2}\Delta b_2$; $\underbrace{k_{WL_1}=\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_1}}_{\mu_1}$; $\underbrace{k_{WL_2}=\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_2}}_{\mu_2}$;

$\delta\Delta L_{WL}(t)=\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_1}\delta\Delta L^j_1(t)-\frac{\lambda_{WL}}{\lambda_2}\delta\Delta L^j_2(t)$; $\lambda_{WL}=\frac{\lambda_1\cdot\lambda_2}{\lambda_2-\lambda_1}\approx 86.2$см;

$$\Delta\hat{L}^j_{IF}(t)=\left\{\frac{\lambda_2^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}\Delta\hat{L}^j_1(t)-\frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\}=\left\{\frac{\lambda_{WL}\cdot\lambda_{NL}}{\lambda_1^2}\Delta\hat{L}^j_1(t)-\frac{\lambda_{WL}\cdot\lambda_{NL}}{\lambda_2^2}\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\}= \\ =\left\{\left(\frac{\gamma^2}{\gamma^2-1}\right)\cdot\Delta\hat{L}^j_1(t)-\left(\frac{1}{\gamma^2-1}\right)\cdot\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\}=\left\{\mu_3\cdot\Delta\hat{L}^j_1(t)-\mu_4\cdot\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\}= \\ =\Delta R^j(t)+\left[\Delta(t)+\left(\frac{\gamma^2}{\gamma^2-1}\right)\cdot\Delta b_1-\left(\frac{1}{\gamma^2-1}\right)\cdot\Delta b_2\right]-\left[\left(\frac{\lambda_2^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}\right)\cdot\Delta N^j_1\cdot\lambda_1-\frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}\cdot\Delta N^j_2\cdot\lambda_2\right]+, \quad (4) \\ +\left[\left(\frac{\gamma^2}{\gamma^2-1}\right)\delta\Delta\hat{L}^j_1(t)-\left(\frac{1}{\gamma^2-1}\right)\cdot\delta\Delta\hat{L}^j_2(t)\right]= \\ =\Delta R^j(t)+\eta_{IF}(t)-\left[k_{IF_1}\cdot\Delta N^j_1\lambda_1-k_{IF_2}\cdot\Delta N^j_2\lambda_2\right]+\left\{k_{IF_1}\cdot\delta\Delta\hat{L}^j_1(t)-k_{IF_2}\cdot\delta\Delta\hat{L}^j_2(t)\right\},$$

где $k_{IF_1}=\mu_3=\left(\frac{\gamma^2}{\gamma^2-1}\right)=\left(\frac{\lambda_2^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}\right)$; $k_{IF_2}=\mu_4=\frac{1}{\gamma^2-1}=\frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2-\lambda_1^2}$;

$\eta_{IF}(t)=\Delta(t)+\mu_3\Delta b_1-\mu_4\Delta b_2+\mu_3\omega(t)\cdot\lambda_1-\mu_4\omega(t)\cdot\lambda_2$;

$\mu_3-\mu_4\equiv 1$; $\lambda_{NL}=\frac{\lambda_1\cdot\lambda_2}{\lambda_2+\lambda_1}\approx 10.7$ см.

Нужно отметить, что для линейной комбинации WL «wind-up» эффект отсутствует, так как он компенсируется при вычитании фаз двух частот. Однако для комбинации IF этот эффект присутствует. Этот эффект, обусловленный возможными эволюциями (вращением) приемной антенны, в одинарных (дифференциальных) разностях наблюдений двух разнесенных приемников является одинаковым для всех спутников текущего созвездия. Поэтому его можно объединить и оценивать совместно с уходом шкалы времени «роверного» приемника потребителя относительно шкалы времени референцной станции ($\Delta(t)$). Для компенсации «wind-up» эффекта, а также разности начальных фаз опорных генераторов разнесенных приемников $\Delta\varphi$ можно использовать т.н. двойные разности, т.е. разности дифференциальных наблюдений, полученных относительно произвольного и референцного (заранее выбранного) спутников рабочего созвездия [1 – 3].

Далее, согласно изложенному подходу, в обработке будем использовать совместно оценки координат (сглаженное кодово-фазовое решение), наблюдения WL и IF. Примем, что в результаты наблюдений введены модельные коррекции тропосферной составляющей, полученные по общеизвестной и широко применяемой модели MOPS [19] и ионосферной составляющей, полученные по модели GIM IONEX, например в соответствии с алгоритмами, опи-

санными в работе [22]. Тогда получим следующую преобразованную систему уравнений, где введен новый искомый целочисленный параметр ΔN^j_{WL} :

$$\begin{cases} \hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathbf{SL}}(t) = \vec{\mathbf{X}}\ (t) + \delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathbf{SL}}(t) \\ \Delta\hat{L}^j_{WL}(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{WL}(t) - \Delta N^j_{WL}\cdot\lambda_{WL} + \delta\Delta L^j_{WL}(t) \\ \Delta\hat{L}^j_{IF}(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{IF}(t) - \left[\mu_3\cdot\Delta N^j_1\cdot\lambda_1 - \mu_4\cdot\Delta N^j_2\cdot\lambda_2\right] + \delta\Delta L^j_{IF}(t) \end{cases}, \qquad (5)$$

Следует отметить, что вариации ионосферных задержек даже в дифференциальном режиме координатных определений на базовых расстояниях свыше 50 *км* являются существенными (величины изменений могут лежать в пределах 5 – 50 *см*) по сравнению с трендовой составляющей (величины изменений обычно не превышают 5 – 15 *см* на базовых расстояниях до 200 *км*), поэтому их необходимо учитывать в модели погрешностей наблюдений. Традиционные ионосферные модели (Klobuchar, GIM IONEX и другие) позволяют с определенной степенью точности компенсировать только трендовую составляющую ионосферной задержки и не учитывают вариационную составляющую процессов, происходящих в реальной ионосфере. Для частичной компенсации вариаций ионосферных задержек при решении задачи РФН используются отфильтрованные вариации двойных разностей неоднозначных наблюдений "Geometry-Free".

Поскольку при формировании комбинаций WL и IF используются одни и те же исходные фазовые наблюдения на несущих частотах навигационных сигналов, то шумовые погрешности, погрешности из-за многолучевости и остаточные эфемеридные и тропосферные погрешности линейных комбинаций WL и IF являются коррелированными, что необходимо учитывать в корреляционных матрицах погрешностей этих наблюдений. Вычислим элементы корреляционных матриц погрешностей рассматриваемых ЛК фазовых наблюдений (WL и IF) при совместном их использовании в ходе обработки:

$$\sigma^2_{WL} = \left\langle\left[\mu_1\cdot\delta\Delta L_1 - \mu_2\cdot\delta\Delta L_2\right]^2\right\rangle = \left\{\sigma^2_{\Delta L_1} = \sigma^2_{\Delta L_2} = \sigma^2_{\Delta L},\ \left\langle\delta\Delta L_1\cdot\delta\Delta L_2\right\rangle = 0\right\} = \\ = \mu_1^2\cdot\sigma^2_{\Delta L_1} + \mu_2^2\cdot\sigma^2_{\Delta L_2} = (\mu_1^2+\mu_2^2)\cdot\sigma^2_{\Delta L}, \qquad (6)$$

$$\sigma^2_{IF} = \left\langle\left[\mu_3\cdot\delta\Delta L_1 - \mu_4\cdot\delta\Delta L_2\right]^2\right\rangle = \left\{\sigma^2_{\Delta L_1} = \sigma^2_{\Delta L_2} = \sigma^2_{\Delta L},\ \left\langle\delta\Delta L_1\cdot\delta\Delta L_2\right\rangle = 0\right\} = \\ = (\mu_3^2+\mu_4^2)\cdot\sigma^2_{\Delta L}, \qquad (7)$$

$$K_{WL,IF} = \left\langle\left[\mu_1\cdot\delta\Delta L_1 - \mu_2\cdot\delta\Delta L_2\right]\cdot\left[\mu_3\cdot\delta\Delta L_1 - \mu_4\cdot\delta\Delta L_2\right]\right\rangle = \\ = \mu_1\cdot\mu_3\cdot\sigma^2_{\Delta L} + \mu_2\cdot\mu_4\cdot\sigma^2_{\Delta L} = \left(\mu_1\cdot\mu_3 + \mu_2\cdot\mu_4\right)\cdot\sigma^2_{\Delta L}; \qquad (8)$$

где σ^2_{WL} – дисперсия погрешностей WL; σ^2_{IF} – дисперсия погрешностей IF; $\boldsymbol{\sigma_{\Delta L} = 0.003 / \sin(\beta^j(t)) + 0.1\cdot\Delta T^j(t)}$, $\beta^j(t)$ – угол места j-го спутника на момент времени t, $\Delta T^j(t)$ – одинарные разности тропосферных задержек; $K_{WL,IF}$ – корреляционный момент.

Тогда коэффициент корреляции определяется как

$$\rho = \frac{K_{WL,IF}}{\sqrt{\left(\mu_1^2+\mu_2^2\right)}\cdot\sqrt{\left(\mu_3^2+\mu_4^2\right)}\cdot\sigma^2_{\Delta L}} = \frac{\mu_1\cdot\mu_3 + \mu_2\cdot\mu_4}{\sqrt{\left(\mu_1^2+\mu_2^2\right)}\cdot\sqrt{\left(\mu_3^2+\mu_4^2\right)}}, \qquad (9)$$

где $\mu_1 \approx 4.53$, $\mu_2 \approx 3.53$, $\mu_3 \approx 2.55$, $\mu_4 \approx 1.55$

Подставляя значения констант $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$ в выражение (9), получим $\rho = \dfrac{16.99}{17.1} = 0.99$.

После ввода коррекций на ионосферную задержку ΔI остаточная погрешность ЛК WL может заметно возрасти за счет вариаций ионосферной задержки. Среднеквадратическое от-

клонение $\sigma_{\Delta I}$ может находиться в пределах от 1 – 2 *см* до 5 – 7 *см*. Поэтому после коррекций ионосферной задержки с использованием трендовых моделей возрастет суммарная дисперсия погрешностей ЛК WL и, соответственно, существенно уменьшится коэффициент корреляции погрешностей ЛК WL и IF. Так,

$$\sigma_{WL}^2 = \left(\mu_1^2 + \mu_2^2\right)\cdot\sigma_{\Delta L}^2 + \gamma^2\cdot\sigma_{\Delta I}^2(t)$$

$$K_{WL,IF} = (\mu_1\cdot\mu_3 + \mu_2\cdot\mu_4)\cdot\sigma_{\Delta L}^2;\sigma_{IF}^2 = \left(\mu_3^2 + \mu_4^2\right)\cdot\sigma_{\Delta L}^2$$

Тогда

$$\rho = \frac{\left(\mu_1\cdot\mu_3 + \mu_2\cdot\mu_4\right)\cdot\sigma_{\Delta L}^2}{\sqrt{\left(\mu_1^2+\mu_2^2\right)\cdot\sigma_{\Delta L}^2 + \gamma^2\cdot\sigma_{\Delta I}^2}\cdot\sqrt{\left(\mu_3^2+\mu_4^2\right)\cdot\sigma_{\Delta L}^2}} = \frac{\mu_1\cdot\mu_3 + \mu_2\cdot\mu_4}{\sqrt{\mu_3^2+\mu_4^2}\cdot\sqrt{\left[\mu_1^2+\mu_2^2+\gamma^2\cdot\frac{\sigma_{\Delta I}^2}{\sigma_{\Delta L}^2}\right]}}; \quad (10)$$

Рассмотрим два крайних случая: $\sigma_{\Delta I} = 1.5$ см, $\sigma_{\Delta I} = 6$ см, $\sigma_{\Delta L} = 0.5$ см.

Тогда $\rho \approx 0.825 \div 0.347$. В среднем можно выбрать $\rho = 0.5$, что не приводит к значимым изменениям в оценках искомых параметров и их точности.

Как показано выше, для минимизации размерности уравнений наблюдений и формирования целевых функций поиска целочисленных решений для любых наборов наблюдений и режимов позиционирования (статического и кинематического) целесообразно использовать специально разработанную универсальную статистически корректную методику совместного оценивания совокупности информационных и неинформационных «мешающих» (для того или иного этапа обработки) параметров [18, 21]. Рассмотрим эти преобразования.

Выразим $\Delta\mathbf{N}_2^j$ как функцию ΔN_{WL}^j $\left(\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{\mathbf{j}} = \Delta\mathbf{N}_1^{\mathbf{j}} - \Delta\mathbf{N}_2^{\mathbf{j}} \Rightarrow \Delta\mathbf{N}_2^{\mathbf{j}} = \Delta\mathbf{N}_1^{\mathbf{j}} - \Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{\mathbf{j}}\right)$ Тогда, систему уравнений (5) можно переписать в виде

$$\begin{cases} \hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathbf{SL}}(t) = \vec{\mathbf{X}}(t) + \delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathbf{SL}}(t) \\ \Delta\hat{L}_{WL}^j(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{WL}(t) - \Delta N_{WL}^j\cdot\lambda_{WL} + \delta\Delta L_{WL}^j(t) \\ \Delta\hat{L}_{IF}^j(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{IF}(t) - \left[\mu_3\cdot\Delta N_1^j\cdot\lambda_1 - \mu_4\cdot(\Delta N_1^j - \Delta N_{WL}^j)\cdot\lambda_2\right] + \delta\Delta L_{IF}^j(t) \end{cases} \quad (11)$$

Используя обозначения, введенные выше, получим

$$\begin{cases} \hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathbf{SL}}(t) = \vec{\mathbf{X}}(t) + \delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathbf{SL}}(t) \\ \Delta\hat{L}_{WL}^j(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{WL}(t) - \Delta N_{WL}^j\cdot\lambda_{WL} + \delta\Delta L_{WL}^j(t) \\ \Delta\hat{L}_{IF}^j(t) = \Delta R^j(t) + \eta_{IF}(t) - \left[\Delta N_1^j\cdot\lambda_{NL} + \Delta N_{WL}^j\cdot\left(\frac{\lambda_{WL}\cdot\lambda_{NL}}{\lambda_1}\right)\right] + \delta\Delta L_{IF}^j(t) \end{cases} \quad (12)$$

Система уравнений (12) включает подлежащие оценке неизвестные координаты «ровера», изменяющиеся во времени переменные $\eta_{WL}(t)$ и $\eta_{IF}(t)$, а также постоянные на интервале наблюдения целочисленные переменные – неоднозначности ΔN_{WL}^j и ΔN_1^j. Из-за неопределенности, т.е. невозможности раздельного однозначного оценивания пар переменных $\eta_{WL}(t)$ и ΔN_{WL}^j, а также $\eta_{IF}(t)$ и ΔN_1^j, целесообразно трансформировать (12) в эквивалентную систему уравнений, в которой будут явно выражены двойные разности целочисленных переменных $\nabla\Delta N_{WL}^j$ и $\nabla\Delta N_1^j$ без явного формирования разностей уравнений, то есть будем рассматривать метод обработки с использованием «виртуальных» двойных разностей описанный в [18]. Выполним линеаризацию уравнений (12) и дальнейшие действия будем

выполнять с линеаризованной системой уравнений. Для этого представим искомый вектор в виде $\vec{\mathbf{X}}(t) = \vec{\mathbf{X}}_0(t) + \Delta\vec{\mathbf{X}}(t)$ ($\vec{\mathbf{X}}_0(t)$ – вектор начальных приближений координат, $\Delta\vec{\mathbf{X}}(t)$ – вектор искомых поправок к начальным приближениям координат), рассчитаем и введем коррекции на геометрические расстояния «спутники–ровер», используя, например, в качестве начального приближения сглаженное кодово-фазовое решение $\hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathbf{SL}}(t)$. В результате линеаризации получим:

$$\Delta\hat{\vec{\mathbf{L}}}^{j}(t) - \Delta\mathbf{R}_0{}^{j}(t) = \Delta\hat{\vec{\mathbf{L}}}^{j}(t) - \left[\overset{o}{\mathbf{R}}{}^{j}(t) - \hat{\mathbf{R}}^{j}_{БС}(t)\right] = \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{j}(t)\ , \qquad (13)$$

где $\Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{j}(t)$ – линеаризованные фазовые наблюдения.

$$\begin{cases} \vec{\mathbf{X}}^{*}(t) = \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \delta\vec{\mathbf{X}}(t) \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{j}_{WL}(t) = \left\|\dfrac{\partial\vec{\mathbf{R}}^{j}(t)}{\partial(x,y,z)}\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \boldsymbol{\eta}_{WL}(t) - \Delta\vec{\mathbf{N}}^{j}_{WL} \cdot \lambda_{WL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{j}_{WL}(t) \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{j}_{IF}(t) = \left\|\dfrac{\partial\vec{\mathbf{R}}^{j}(t)}{\partial(x,y,z)}\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \boldsymbol{\eta}_{IF}(t) - \underbrace{\left(\dfrac{\lambda_{WL}\cdot\lambda_{NL}}{\lambda_2}\right)}_{k_{IF}} \cdot \Delta\vec{\mathbf{N}}^{j}_{WL} - \Delta\vec{\mathbf{N}}^{j}_{1} \cdot \lambda_{NL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{j}_{IF}(t) \end{cases}, \qquad (14)$$

где $\vec{\mathbf{X}}^{*}(t) = \hat{\vec{\mathbf{X}}}_{\mathbf{SL}}(t) - \vec{\mathbf{X}}_0(t)$; $\Delta\vec{\mathbf{X}}(t)$ – вектор искомых поправок к координатам $\hat{\vec{\mathbf{X}}}(t)$.

Представим систему линейных уравнений (14) в виде (15):

$$\begin{cases} \vec{\mathbf{X}}^{*}(t) = \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \delta\vec{\mathbf{X}}_{\mathbf{SL}}(t) \\ \text{---} \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(1)}_{WL}(t) = \left\|a^{(1)}_x(t), a^{(1)}_y(t), a^{(1)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \underbrace{\left[\boldsymbol{\eta}_{WL}(t) - \Delta\vec{\mathbf{N}}^{(1)}_{WL} \cdot \lambda_{WL}\right]}_{\xi_{WL}(t)} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(1)}_{WL}(t) \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(2)}_{WL}(t) = \left\|a^{(2)}_x(t), a^{(2)}_y(t), a^{(2)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \xi_{WL}(t) - \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^{(21)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(2)}_{WL}(t) \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(3)}_{WL}(t) = \left\|a^{(3)}_x(t), a^{(3)}_y(t), a^{(3)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \xi_{WL}(t) - \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^{(31)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(3)}_{WL}(t) \\ \vdots \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(m_k)}_{WL}(t) = \left\|a^{(m_k)}_x(t), a^{(m_k)}_y(t), a^{(m_k)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \xi_{WL}(t) - \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^{(m_k)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(m_k)}_{WL}(t), \\ \text{---} \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(1)}_{IF}(t) = \left\|a^{(1)}_x(t), a^{(1)}_y(t), a^{(1)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \underbrace{\left[\vec{\boldsymbol{\eta}}_{IF}(t) - k_{IF} \cdot \Delta\vec{\mathbf{N}}^{(1)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} - \Delta N^{(1)}_1 \cdot \lambda_{NL}\right]}_{\xi_{NL}(t)} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(1)}_{IF}(t) \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(2)}_{IF}(t) = \left\|a^{(2)}_x(t), a^{(2)}_y(t), a^{(2)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \xi_{NL}(t) - k_{IF} \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^{(21)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} - \nabla\Delta N^{(21)}_1 \cdot \lambda_{NL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(2)}_{IF}(t) \\ \vdots \\ \Delta\overset{*}{\vec{\mathbf{L}}}{}^{(m_k)}_{IF}(t) = \left\|a^{(m_k)}_x(t), a^{(m_k)}_y(t), a^{(m_k)}_z(t)\right\| \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) + \xi_{NL}(t) - k_{IF} \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^{(m_k 1)}_{WL} \cdot \lambda_{WL} - \nabla\Delta N^{(m_k 1)}_1 \cdot \lambda_{NL} + \delta\Delta\mathbf{L}^{(m_k)}_{IF}(t) \end{cases} \qquad (15)$$

где

$$\mathbf{m}_k = \mathbf{j}(\mathbf{t}_k);$$
$$\nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{(j1)} = \nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{1}}^{(j1)} - \nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{2}}^{(j1)} = \Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{(j)} - \Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{(1)};$$
$$\nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{1}}^{(j1)} = \Delta\mathbf{N}_{\mathbf{1}}^{(j)} - \Delta\mathbf{N}_{\mathbf{1}}^{(1)}.$$

Здесь оцениваемыми параметрами являются векторы $\Delta\vec{\mathbf{X}}(t)$ (или вектор $\Delta\vec{\mathbf{X}}$, если обработка выполняется для статического режима съемки), $\xi_{\mathrm{WL}}(\mathbf{t})$, $\xi_{\mathrm{NL}}(\mathbf{t})$, $\nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{WL}}^{(j1)}$, $\nabla\Delta\mathbf{N}_{\mathbf{1}}^{(j1)}$, где $j = \overline{1,n}$, n – количество спутников.

Представим систему уравнений (15) в матрично-векторном виде, для конкретного момента времени t:

$$\underset{[(3+2n)\times 1]}{\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t)} = \left\| \begin{array}{c} \Delta\vec{\mathbf{X}}(t) \\ \cdots \\ \Delta\vec{\mathbf{L}}^{*}_{\mathrm{WL}}(t) \\ \cdots \\ \Delta\vec{\mathbf{L}}^{*}_{\mathrm{IF}}(t) \end{array} \right\| = \underset{[(3+2n)\times 5]}{\mathbf{A}(t)} \cdot \underset{[5\times 1]}{\left\| \vec{\Theta}(t) \right\|} - \underset{[(3+2n)\times(3+2(n-1))]}{\mathbf{B}(t)} \cdot \underbrace{\left\| \begin{array}{c} \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{WL} \\ \cdots \\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{1} \end{array} \right\|}_{\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}} + \underset{[(3+2n)\times 1]}{\delta\vec{\mathbf{Q}}(t)}, \qquad (16)$$
$$\underset{[2(n-1)\times 1]}{}$$

где $\vec{\Theta}(t) = \left\| \Delta\vec{\mathbf{X}}(t),\ \xi_{WL}(t),\ \xi_{NL}(t) \right\|^{T}$ – вектор континуальных оцениваемых параметров ("T" – знак транспонирования);

$\mathbf{A}(t) = \left\| \begin{array}{ccc} \mathbf{H}(t) & \vdots & 0 \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ \mathbf{H}(t) & \vdots & \vec{\mathbf{U}} \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ \mathbf{H}(t) & \vdots & 0 \end{array} \right\.$ $\left. \begin{array}{c} \vdots \\ \cdots \\ \vdots \\ \cdots \\ \vdots \end{array} \right.$ $\left. \begin{array}{c} 0 \\ \cdots \\ 0 \\ \cdots \\ \vec{\mathbf{U}} \end{array} \right\|$ – матрица производных измеряемых параметров по определяемым континуальным параметрам (Якобиан преобразования);

$\mathbf{H}(t) = \left\| \begin{array}{ccc} \mathbf{a}_x^{(1)}(t) & \mathbf{a}_y^{(1)}(t) & \mathbf{a}_z^{(1)}(t) \\ \mathbf{a}_x^{(2)}(t) & \mathbf{a}_y^{(2)}(t) & \mathbf{a}_z^{(2)}(t) \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{a}_x^{(m_k)}(t) & \mathbf{a}_y^{(m_k)}(t) & \mathbf{a}_z^{(m_k)}(t) \end{array} \right\|$ – матрица направляющих косинусов спутника относительно потребителя [1, 2];

$\vec{\mathbf{U}} = \left\| 1\ 1 \cdots 1 \right\|^{T}$ – единичный вектор;

$\mathbf{B}(t) = \left\| \begin{array}{cc} 0 & \vdots \\ \cdots & \vdots \\ \mathbf{P}_{WL} & \vdots \\ \cdots & \vdots \\ \mathbf{P}_{IW} & \vdots \end{array} \right.$ $\left. \begin{array}{c} 0 \\ \cdots \\ 0 \\ \cdots \\ \mathbf{P}_{NL} \end{array} \right\|$ – матрица производных измеряемых параметров по определяемым целочисленным параметрам (фазовые неоднозначности);

$\mathbf{P}_{\mathrm{WL}}, \mathbf{P}_{\mathrm{IW}}, \mathbf{P}_{\mathrm{NL}}$ – соответствующие матрицы производных измеряемых параметров по определяемым целочисленным неоднозначностям $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{WL}, \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{IF}$.

Запишем систему уравнений (16) для обрабатываемого интервала наблюдений. Возможны два случая: кинематический режим позиционирования (движущийся объект – «ровер»), когда необходимо оценивать текущие координаты в каждую эпоху (момент времени), и статический режим позиционирования, когда требуется оценить только три координаты неподвижного объекта на всем интервале наблюдений. Для случая кинематического режима позиционирования обобщенная система уравнений (16) может быть представлена в виде

$$\left\|\begin{matrix}\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_1)\\ \hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_2)\\ \vdots\\ \hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_k)\end{matrix}\right\| = \left\|\begin{matrix}\mathbf{A}(t_1) & \vdots & 0 & \vdots & \cdots & \vdots & 0 & \vdots & -\mathbf{B}(t_1)\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & \mathbf{A}(t_2) & \vdots & \cdots & \vdots & 0 & \vdots & -\mathbf{B}(t_2)\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & 0 & \vdots & \cdots & \vdots & \mathbf{A}(t_k) & \vdots & -\mathbf{B}(t_k)\end{matrix}\right\| \cdot \left\|\begin{matrix}\vec{\mathbf{\Theta}}(t_1)\\ \vec{\mathbf{\Theta}}(t_2)\\ \vdots\\ \vec{\mathbf{\Theta}}(t_k)\\ \cdots\\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{WL}\\ \cdots\\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_1\end{matrix}\right\| + \left\|\begin{matrix}\delta\vec{\mathbf{Q}}(t_1)\\ \delta\vec{\mathbf{Q}}(t_2)\\ \vdots\\ \delta\vec{\mathbf{Q}}(t_k)\end{matrix}\right\|, \quad (17)$$

Для статического режима позиционирования система уравнений будет иметь вид

$$\left\|\begin{matrix}\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_1)\\ \hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_2)\\ \vdots\\ \hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t_k)\end{matrix}\right\| = \left\|\begin{matrix}\mathbf{U}(t_1) & \vdots & 0 & \vdots & \cdots & \vdots & 0 & \vdots & \mathbf{H}(t_1) & \vdots & -\mathbf{B}(t_1)\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & \mathbf{U}(t_2) & \vdots & \cdots & \vdots & 0 & \vdots & \mathbf{H}(t_2) & \vdots & -\mathbf{B}(t_2)\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & 0 & \vdots & \cdots & \vdots & \mathbf{U}(t_k) & \vdots & \mathbf{H}(t_k) & \vdots & -\mathbf{B}(t_k)\end{matrix}\right\| \cdot \left\|\begin{matrix}\xi(t_1)\\ \xi(t_2)\\ \vdots\\ \Delta\vec{\mathbf{X}}(t)\\ \cdots\\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_{WL}\\ \cdots\\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}_1\end{matrix}\right\| + \left\|\begin{matrix}\delta\vec{\mathbf{Q}}(t_1)\\ \delta\vec{\mathbf{Q}}(t_2)\\ \vdots\\ \delta\vec{\mathbf{Q}}(t_k)\end{matrix}\right\|, \quad (18)$$

где $\vec{\xi}(t) = \left\|\xi_{WL}(t),\ \xi_{NL}(t)\right\|^T$.

Примем, что корреляция между погрешностями наблюдений различных эпох отсутствует. Тогда, корреляционная матрица погрешностей вектора $\hat{\vec{\mathbf{Q}}}$ будет иметь вид

$$\mathbf{K}_Q = \left\|\begin{matrix}\mathbf{K}_Q(t_1) & 0 & 0 & 0\\ 0 & \mathbf{K}_Q(t_2) & 0 & 0\\ 0 & 0 & \ddots & 0\\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K}_Q(t_k)\end{matrix}\right\|, \quad (19)$$

где

$$\mathbf{K}_Q(t_k) = \left\|\begin{matrix}\mathbf{K}_{\vec{X}^\cdot}(t_k) & \vdots & 0 & \vdots & 0\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & \mathbf{K}_{L_{WL}}(t_k) & \vdots & \mathbf{K}_{L_{WI}}(t_k)\\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots\\ 0 & \vdots & \mathbf{K}^T_{L_{WI}}(t_k) & \vdots & \mathbf{K}_{L_{IF}}(t_k)\end{matrix}\right\|, \quad (20)$$

где $\mathbf{K}_{\vec{X}}(t_k) = diag\{\sigma_X^2,\ \sigma_Y^2, \sigma_Z^2\}$, $\sigma_X = \sigma_Y = \sigma_Z = 0.1$ м; $\mathbf{K}_{L_{WL}}(t_k) = diag\{\sigma_{WL}^2(t_k) \cdots \sigma_{WL}^2(t_k)\}$,
$\sigma_{WL}^2(t_k)$ – дисперсия погрешностей ЛК WL (см. формулу (6));
$\mathbf{K}_{L_{IF}}(t_k) = diag\{\sigma_{IF}^2(t_k) \cdots \sigma_{IF}^2(t_k)\}$, $\sigma_{IF}^2(t_k)$ – дисперсия погрешностей ЛК IF (см. (7));
$\mathbf{K}_{L_{Wl}}(t_k) = 0,5 \cdot \sigma_{WL}(t_k) \cdot \sigma_{IF}(t_k)$.

Получив корреляционную матрицу, можно рассчитать весовую матрицу:

$$\mathbf{W}_Q = \mathbf{K}_Q^{-1}. \tag{21}$$

Непосредственное решение объемной системы уравнений (16) – (18) представляет собой достаточно сложную вычислительную задачу. Поэтому необходимо оптимальным образом преобразовать ее в такую систему уравнений, которая зависела бы только от информационных параметров, обеспечив при этом полное сохранение информации обо всех оцениваемых параметрах. Для решения системы уравнений (16) оптимальным способом воспользуемся некоторыми результатами теории статистического анализа и линейной алгебры и реализуем методику совместного оценивания совокупности информационных и неинформационных «мешающих» параметров (для данной постановки задачи) через последовательное выражение одних неизвестных (неинформационных) через другие (информационные) как это было показано в работах [21, 18]. Особенностью данной задачи является необходимость корректного учета статистических характеристик погрешностей наблюдений.

Рассмотрим случай обработки *кинематических наблюдений* (система уравнений (17)). Перепишем систему уравнений (16) в более компактной форме:

$$\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \vec{\mathbf{\Theta}}(t) + \mathbf{B}(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{Q}}(t). \tag{22}$$

Далее неизвестный вектор $\vec{\mathbf{\Theta}}(t)$, по аналогии, как это было описано в работе [18], выражается как функция $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$ и подставляется в систему уравнений (22). В этом случае возникают трудности при решении второй подсистемы уравнений, которая получается после подстановки вместо вектора $\vec{\mathbf{\Theta}}(t)$ функции $\vec{\mathbf{\Theta}}(t)$ $[\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}]$. Важно правильно учесть весовую матрицу преобразований второй подсистемы уравнений с учетом того, что в общем случае погрешности элементов вектора $\vec{\mathbf{\Theta}}(t)$ коррелированны между собой. Чтобы исключить влияние указанных корреляций, выполним операцию декорреляции уравнений (22) с использованием сингулярного разложения весовой матрицы $\mathbf{W}_Q$ согласно [21, 18]. Тогда система (23) будет состоять из уравнений равноточных некоррелированных наблюдений:

$$\hat{\vec{\mathbf{Q}}}_V(t) = \mathbf{A}_V(t) \cdot \vec{\mathbf{\Theta}}(t) + \mathbf{B}_V(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{Q}}_V(t). \tag{23}$$

Запишем вектор $\vec{\mathbf{\Theta}}(t)$ как функцию элементов вектора $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$:

$$\vec{\mathbf{\Theta}}(t)[\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}] = [\mathbf{A}_V^T(t) \cdot \mathbf{A}_V(t)]^{-1} \cdot \mathbf{A}_V^T(t) \cdot [\Delta\hat{\vec{\mathbf{Q}}}_V(t) - \mathbf{B}_V(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} - \delta\vec{\mathbf{Q}}_V(t)]. \tag{24}$$

Подставим уравнение (24) в (23) и, раскрывая скобки, получим

$$\mathbf{G}(t) \cdot \hat{\vec{\mathbf{Q}}}_V(t) = \mathbf{G}(t) \cdot \mathbf{B}_V(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \mathbf{G}(t) \cdot \delta\vec{\mathbf{Q}}_V(t), \tag{25}$$

где

$\underbrace{\mathbf{G}(t)}_{[(3+2\cdot n)\times(3+2\cdot n)]} = [\mathbf{E} - \mathbf{A}_V(t) \cdot [\mathbf{A}_V^T(t) \cdot \mathbf{A}_V(t)]^{-1} \cdot \mathbf{A}_V^T(t)]$ – идемпотентная матрица.

Вычисления по формуле (25) не экономичны, поскольку в большинстве случаев выполняются с матрицами значительных размеров. Для упрощения важно понизить порядок системы уравнений, то есть «сжать» систему без потери информации [18]. Для этого представим матрицу $\mathbf{G}$ в виде сингулярного разложения:

$$\underset{[g \times g]}{\mathbf{G}(t)} = \mathbf{V}(t) \cdot \mathbf{\Lambda}(t) \cdot \mathbf{V}(t)^T,$$

где g = (3+2n), n – количество спутников на данную эпоху; $\mathbf{V}$ – ортогональная квадратная матрица, представляющая систему ортогональных векторов-столбцов;

$\mathbf{\Lambda}(t) = \begin{Vmatrix} \mathbf{E}_p(t) & | & 0 \\ - & | & - \\ 0 & | & 0 \end{Vmatrix}$ – матрица сингулярных чисел, p из которых равны 1 ($p=rankG$), а остальные – равны нулю.

Представим матрицу $\mathbf{V}$ следующим образом:

$$\mathbf{V}(t) = \overbrace{\begin{Vmatrix} \underbrace{\mathbf{V}_1(t)}_{p} & \underbrace{\mathbf{V}_2(t)}_{g-p} \end{Vmatrix}}^{g}.$$

Подставим в уравнение (25) вместо матрицы $\mathbf{G}$ ее сингулярное разложение, затем помножим левую и правую части уравнения на матрицу $\mathbf{V}^T$:

$$\underbrace{\mathbf{V}_1^T(t) \cdot \hat{\vec{\mathbf{Q}}}_V(t)}_{\hat{\vec{q}}(t)} = \underbrace{\mathbf{V}_1^T(t) \cdot \mathbf{B}_V(t)}_{d(t)} \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \underbrace{\mathbf{V}_1^T(t) \cdot \delta\vec{\mathbf{Q}}_V(t)}_{\delta\vec{q}(t)}, \tag{26}$$

$$\hat{\vec{\mathbf{q}}}(t) = \mathbf{d}(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{q}}(t). \tag{27}$$

Далее производим накопление данных для оценки искомого вектора $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$ на всем обрабатываемом интервале:

$$\hat{\vec{\mathbf{q}}}^* = \mathbf{d}^* \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{q}}^*, \tag{28}$$

где $\hat{\vec{\mathbf{q}}}^* = \sum_{t=1}^{k} \hat{\vec{\mathbf{q}}}(t)$; $\mathbf{d}^* = \sum_{t=1}^{k} \mathbf{d}(t)$; $\delta\vec{\mathbf{q}}^* = \sum_{t=1}^{k} \delta\vec{\mathbf{q}}(t)$, k – количество обрабатываемых эпох.

Рассмотрим случай обработки *статических наблюдений* (система уравнений (18)). Перепишем систему уравнений:

$$\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t) = \mathbf{U}(t) \cdot \vec{\xi}(t) + \mathbf{H}(t) \cdot \Delta\vec{\mathbf{X}} + \mathbf{B}(t) \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{Q}}(t). \tag{29}$$

Приведем систему уравнений (29) к виду, аналогичному системе уравнений (22):

$$\hat{\vec{\mathbf{Q}}}(t) = \mathbf{U}(t) \cdot \vec{\xi}(t) + \mathbf{F}(t) \cdot \vec{\Psi} + \delta\vec{\mathbf{Q}}(t), \tag{30}$$

где $\mathbf{F}(t) = \|\mathbf{H}(t),\ \mathbf{B}(t)\|$; $\vec{\Psi} = \left\|\Delta\vec{\mathbf{X}}^T,\ \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}^T\right\|^T$.

Далее следуют преобразования, аналогичные кинематическому случаю – см. последовательность действий (23) – (27). После выполнения всех преобразований система уравнений (30) примет вид

$$\hat{\vec{\mathbf{q}}}_1^* = \mathbf{f}^* \cdot \vec{\Psi} + \delta\vec{\mathbf{q}}_1^*, \tag{31}$$

где $\mathbf{f}^* = \left\| \sum_{t=1}^{k} \breve{\mathbf{H}}(t), \sum_{t=1}^{k} \breve{\mathbf{B}}(t) \right\|$, $\breve{\mathbf{H}}(t)$ – матрица $\mathbf{H}(t)$ после операций декорреляции и "сжатия", $\breve{\mathbf{B}}(t)$ – матрица $\mathbf{B}(t)$ после операций декорреляции и "сжатия".

Поскольку на данном этапе обработки информационным является вектор $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$, а $\Delta\vec{\mathbf{X}}$ – неинформационным, то повторив методику «сжатия», описанную выше для случая «исключения» из набора оценок вектора $\Delta\vec{\mathbf{X}}(t)$, систему уравнений (31) можно привести к виду (28). В этом случае матрица $\mathbf{G}$ будет иметь вид

$$\mathbf{G} = [\mathbf{E} - \mathbf{H}^* \cdot [\mathbf{H}^{*T} \cdot \mathbf{H}^*]^{-1} \cdot \mathbf{H}^{*T}], \tag{32}$$

где $\mathbf{H}^* = \sum_{t=1}^{k} \breve{\mathbf{H}}(t)$.

Выполнив сингулярное разложение матрицы $\mathbf{G}$ и помножив левую и правую части уравнения на матрицу $\mathbf{V}^T$, получим

$$\underbrace{\mathbf{V}_1^T \cdot \hat{\vec{\mathbf{q}}}_1^*}_{\hat{\vec{q}}^*} = \underbrace{\mathbf{V}_1^T \cdot \mathbf{B}^*}_{d^*} \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \underbrace{\mathbf{V}_1^T \cdot \delta\vec{\mathbf{q}}_1^*}_{\delta\vec{q}^*}, \tag{33}$$

где $\mathbf{B}^* = \sum_{t=1}^{k} \breve{\mathbf{B}}(t)$.

$$\hat{\vec{\mathbf{q}}}^* = \mathbf{d}^* \cdot \nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} + \delta\vec{\mathbf{q}}^*, \tag{34}$$

После выполнения указанных преобразований, конечные системы уравнений для кинематического случая (28) и статического случая (34) имеют одинаковый вид. Далее производится МНК-оценка элементов вектора $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$ как континуальных переменных (получаем, т.н., float-оценку, когда целочисленные параметры рассматриваются как континуальные):

$$\nabla\Delta\hat{\vec{\mathbf{N}}} = [\mathbf{d}^{*T} \cdot \mathbf{d}^*]^{-1} \cdot \mathbf{d}^{*T} \cdot \hat{\vec{\mathbf{q}}}^*. \tag{35}$$

Полученные оценки округляются до ближайшего целого.

Далее представим вектор $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$ в виде

$$\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}} = \nabla\Delta\hat{\vec{\mathbf{N}}} + \vec{\mathbf{n}}, \tag{36}$$

где варьируемый вектор поправок $\vec{\mathbf{n}}$ находится путем перебора целочисленных фазовых неоднозначностей в окрестности float-оценки вектора $\nabla\Delta\hat{\vec{\mathbf{N}}}$.

Диапазон перебора (поиска наилучшей целочисленной комбинации) определяется из корреляционной матрицы ($\mathbf{K}_{\nabla\Delta\mathbf{N}} = [\mathbf{d}^{*T} \cdot \mathbf{d}^*]^{-1}$) следующим образом:

$$\pm\{3\hat{\sigma} + 0.5\}_{б.ц.}, \tag{37}$$

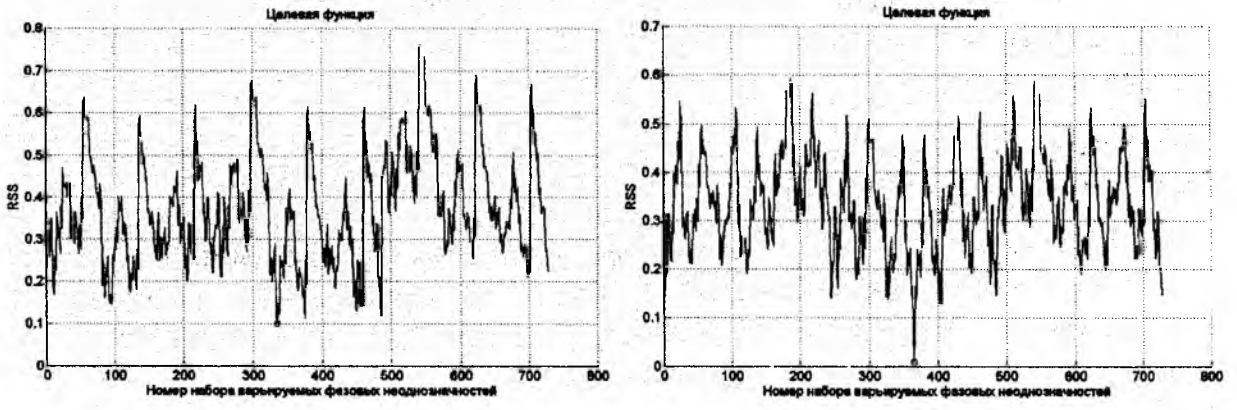
где $\hat{\sigma}$ – оценки среднеквадратических отклонений (СКО) определения элементов вектора $\nabla\Delta\hat{\vec{\mathbf{N}}}$ (корни диагональных элементов матрицы $\mathbf{K}_{\nabla\Delta\mathbf{N}}$), *б.ц.* – операция вычисления ближайшего целого.

Для каждой реализации вектора $\nabla\Delta\vec{\mathbf{N}}$ рассчитываются значения невязок:

$$\hat{\vec{\mathbf{y}}} = \hat{\vec{\mathbf{q}}}^* - \mathbf{d}^* \cdot \nabla\Delta\hat{\vec{\mathbf{N}}}_{б.ц.} - \mathbf{d}^* \cdot \vec{\mathbf{n}}. \tag{38}$$

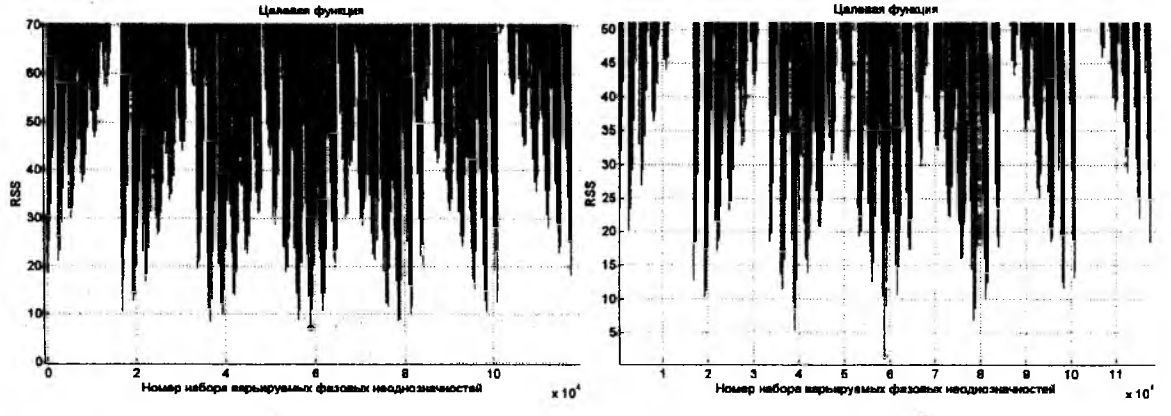
За оценку принимается то значение вектора поправок $\vec{\mathbf{n}}$, при котором обеспечивается минимальное значение целевой функции – *min(RSS)*, где $RSS = \sqrt{\frac{\hat{\hat{\mathbf{y}}}^T \cdot \hat{\hat{\mathbf{y}}}}{(n-1)\cdot k}}$ (n – число спутников, k – число эпох). Типовой вид целевой функции приведен на рис. 1и 2. Кружками на рисунках обозначены глобальные минимумы функций, то есть те минимумы, которым соответствует «правильный» набор варьируемых целочисленных поправок $\vec{\mathbf{n}}$ к приближенным значениям начальных фазовых неоднозначностей, полученных из float-решения.

Целевая функция имеет важные свойства. Ее форма, особенно вблизи правильной комбинации неоднозначностей, зависит от многих факторов: точности предварительного кодового решения, количества спутников, геометрических условий, интервала наблюдений, уровня шумов, многолучевости, остаточных медленноменяющихся погрешностей наблюдений и др. По форме этой функции можно судить о надежности выполнения РФН. Чем точнее используемые априорная информация и фазовые наблюдения, чем больше их избыточность, тем целевая функция становится более выпуклой и, соответственно, становится выше вероятность выделения правильного набора неоднозначностей из совокупности локальных минимумов. Это иллюстрируется рис. 3, 4, где представлены графики целевых функций без использования информации сглаженного кодово-фазового решения (*а*) и с ее использованием (*б*). На рис. 2 изображена целевая функция для ЛК WL, диапазон перебора [(-1)÷(+1)]. На рис. 3 изображена целевая функция для ЛК IF, диапазон перебора [(-3)÷(+3)].



а *б*

Рис. 1



а *б*

Рис. 2

Таким образом, всю задачу разрешения фазовой неоднозначности (РФН) можно условно разделить на четыре этапа. На *первом этапе* выполняется сглаживание кодовых наблюдений и расчет по полученным сглаженным наблюдениям координат ровера, которые потом

используются в качестве априорных значений координат, при выполнении РФН линейной комбинации WL. *Второй этап* заключается в выполнении РФН линейной комбинации WL. После определения начальных фазовых неоднозначностей $\nabla\Delta\vec{N}_{WL}$ осуществляется корректирование наблюдений на $\nabla\Delta\vec{N}_{WL}$ и выполняется уточнение решения с использованием однозначных WL-наблюдений. После этого становится возможным выполнить РФН на первой несущей частоте L1, используя IF-наблюдения, в чем и заключается *третий этап* обработки. На данном этапе, как показали исследования при интервале наблюдений не менее 10 – 15 *мин*, возможно уменьшение влияния ионосферных вариаций на одночастотное WL-решение разностной частоты путем их выделения из наблюдений неоднозначных фазовых Geometry-Free (GF) линейных комбинаций и последующего учета в WL-наблюдениях, что в итоге позволяет повысить надежность получения целочисленного IF-решения.

Определение начальных фазовых неоднозначностей на второй частоте L2 осуществляется по формуле

$$\nabla\Delta N_2^j = \nabla\Delta N_1^j - \nabla\Delta N_{WL}^j. \qquad (39)$$

Полученное целочисленное решение должно быть подвергнуто обязательной процедуре верификации *(четвертый этап*), т.е. подтверждению правильности оценки целочисленных параметров неоднозначности на основе выбранных статистик и критерия. Этот этап является наиболее ответственным и определяет, какое окончательное решение должно быть принято:

а) оценка неоднозначностей двойных разностей фазовых наблюдений выполнена правильно (с заданной достоверностью), решение принимается, в фазовые наблюдения вносятся соответствующие целочисленные коррекции и по однозначным фазовым наблюдениям выполняется точное позиционирование (см. ниже);

б) оценка неоднозначностей двойных разностей фазовых наблюдений выполнена правильно (с заданной достоверностью) только для большей части спутниковых наблюдений, обнаружены «выпавшие» участки наблюдений отдельных спутников; в этом случае в фазовые наблюдения вносятся целочисленные коррекции, признанные верными, и повторяется процедура оценки оставшихся целочисленных неоднозначностей, оценки которых были признаны недостоверными; по достижении финального решения выполняется точное позиционирование;

в) оценка неоднозначностей двойных разностей фазовых наблюдений выполнена неверно, решение отвергается и для обрабатываемой выборки наблюдений в качестве финального принимается менее точное, но однозначное float-решение;

В рамках данных исследований разработан и применяется новый оригинальный критерий верификации полученного целочисленного решения задачи РФН, который, ввиду важности решения задачи верификации, требует отдельного детального рассмотрения. В настоящее время выполняется расширенное тестирование эффективности и надежности предложенного критерия, осуществляется его усовершенствование, а результаты исследований планируется изложить в отдельной публикации.

Решение навигационной задачи (позиционирование)

После решения задачи РФН и ввода целочисленных коррекций в фазовые наблюдения становится возможным определение координат потребителя («роверного» приемника) с высокой точностью. Получение оценок координат осуществляется с использованием известных алгоритмов решения навигационной задачи (НЗ). Для получения финального координатного решения обычно используют «безионосферную» IF-комбинацию фазовых наблюдений (с предварительной коррекций неоднозначностей). Но такое решение не является оптимальным из-за высокого уровня шумов и многолучевости IF-комбинации (более чем в три раза по сравнению L1-наблюдениями). Поэтому для позиционирования (решения НЗ) предложено

использовать дифференциальные фазовые наблюдения (одинарные разности) первой частоты L1 GPS:

$$\Delta\hat{\vec{L}}_1(t)+\nabla\Delta\vec{N}_{L1}=\Delta\breve{\vec{L}}_1(t)=\Delta R(t)+\eta_{L1}(t)-\Delta\vec{I}(t)+\Delta\vec{T}(t)+\delta\Delta\vec{L}_1(t), \qquad (40)$$

где $\eta_{L1}(t)=\Delta(t)+\Delta b_{L1}-(\Delta\vec{N}_{L1}+\Delta\varphi)\cdot\lambda_1+\omega(t)\cdot\lambda_1$.

Для расчета и компенсации ионосферной задержки $\Delta\vec{I}(t)$, особенно ее вариационной составляющей, формируются двойные разности «безгеометрической» комбинации (GF) и осуществляется их коррекция с использованием полученных оценок $\nabla\Delta N_1^j$, $\nabla\Delta N_2^j$. Скорректированные однозначные GF-комбинации, содержащие искомую ионосферную задержку, подвергаются сглаживанию, позволяющему отфильтровать шумовые и многолучевые составляющие фазовых наблюдений. Сглаженные GF-комбинации позволяют практически полностью устранить ионосферные составляющие в системе уравнений (40) и затем, после ввода тропосферных поправок, получить МНК-решение относительно координат и параметров $\eta_{L1}(t)$ с максимально возможной точностью. Решение, полученное таким способом, в дальнейшем будем обозначать как «L1/IF», то есть «безионосферное» L1-решение.

Верификация (натурное тестирование) предложенного метода и алгоритмов РФН с использованием реальных GPS-наблюдений

Для тестирования предложенного метода и алгоритмов РФН был создан экспериментальный модульный программно-алгоритмический комплекс, в котором можно выделить следующие основные модули:

1) подготовка к обработке – выполнение очистки памяти, инициализация программы, загрузка необходимых констант;
2) загрузка файлов наблюдений «ровера» и РС из указанной директории;
3) расчет ионосферных и тропосферных задержек по моделям IONEX и MOPS соответственно, расчет ионосферной задержки согласно описанному методу;
4) поиск референцных спутников – разбиение всего обрабатываемого участка (интервала) наблюдений на отдельные участки, соответствующие зонам радиовидимости выбранных референцных спутников;
5) выполнение сглаживания кодовых наблюдений с использованием фазовых и оценка координат объекта с дециметровой точностью по методу [6];
6) выполнение РФН для ЛК WL;
7) выполнение РФН для ЛК IF с использованием однозначной ЛК WL;
8) верификация (оценки достоверности) решения РФН;
9) решение навигационной задачи (позиционирования), определение финальных оценок координат;
10) построение графиков для визуального контроля и анализа полученного решения, отображение отклонений оценок координат от эталонных значений в гринвичской и геодезической системах координат, остатков решения НЗ, геометрических факторов GDOP, PDOP, VDOP, HDOP, СКО решения, диаграммы видимости спутников, «рисунка неба» («sky plot») и др.;
11) архивирование полученных результатов для формирования отчета об обработке текущей сессии наблюдений.

Тестирование предложенного метода и алгоритмов РФН проводилась с использованием реальных статических и кинематических GPS-наблюдений, полученных в рамках проведения совместного инновационного проекта ГАО НАНУ, ХНУРЭ и ряда университетов Украины в 2008 г., а также результатов обработки GPSнаблюдений, выполненных на борту вертолета и самолета при проведении аэрофотосъемок.

На рис. 3 приведена схема наземной сети базовых станций и роверных пунктов, результаты наблюдений которых были использованы для тестирования описанных выше решений.

В ходе обработки были использованы наблюдения перманентных референцных IGS/EPN станций GLSV (г. Киев), PRYL (г. Прилуки, Черниговская обл.), SMLA (г. Смела, Черкасская обл.) и «роверных» пунктов BOBR (пгт Бобровица, Черниговская обл.), SHDA (пгт Остер Черкасская обл.). Следует отметить, что GPS-наблюдения в 2008 г. выполнены в зимний период года (декабрь), для которого характерен высокий уровень ионосферных вариаций обусловленных наличием множественных перемещающихся неоднородностей электронной концентрации.

Сравнение полученных результатов проводилось относительно оценок координат пунктов и «роверов», полученных при параллельной обработке ГНСС-наблюдений с использованием программного комплекса GrafNav/GrafNet (NovAtel/Waypoint Consulting, Канада) и программного комплекса GAMIT-GLOBK (США).

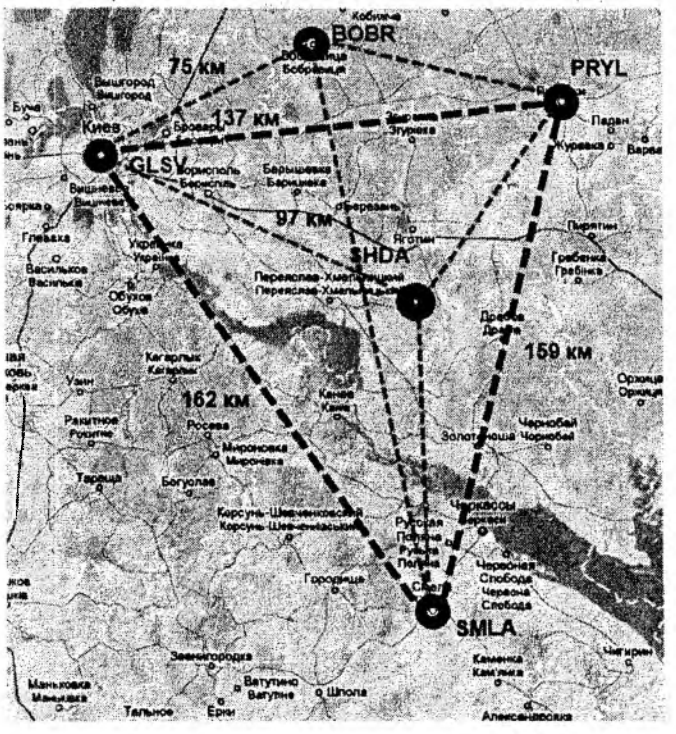


Рис. 3

Ниже в табл. 1 и на рис. 4 – 19, 28 – 3 приведены численные и графические результаты обработки двухчастотных GPS наблюдений наземных пунктов относительно референцной станции GLSV. Для референцных станций длительность сеанса измерений составила 18 *ч*, для статического пункта BOBR – 3 *ч* 20 *мин* и для статического участка пункта SHDA – 1,5 *ч*.

В табл. 1 приведены отклонения оцененных координат статических пунктов относительно эталонных значений.

В табл. 1 присутствуют следующие условные обозначения: ΔB – линейный эквивалент погрешности по направлению «Север-Юг»; ΔL – линейный эквивалент погрешности по направлению «Запад Восток»; ΔH – отклонения по высоте; σ_b, σ_l, σ_h – среднеквадратические отклонения решения $\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum (y_i - m_X)^2}$.

Таблица

	ΔB, *м*	σ_b, *м*	ΔL, *м*	σ_l, *м*	ΔH, *м*	σ_h, *м*
SMLA	0.0019	0.0089	0.0035	0.0059	0.0222	0.0257
PRYL	0.0015	0.0086	-0.0061	0.0068	-0.0193	0.0233
BOBR	-0.0046	0.0083	-0.0081	0.0058	0.0139	0.0165
SHDA	-0.011	0.0105	0.0014	0.0065	0.0057	0.0174

На рис. 6 – 17 приведены статистические характеристики отклонений полученных решений от эталонных – «невязки», разности между измеренными параметрами и вычисленными по оценкам решения навигационной задачи (НЗ) – «остатки», диаграмма количества видимых спутников.

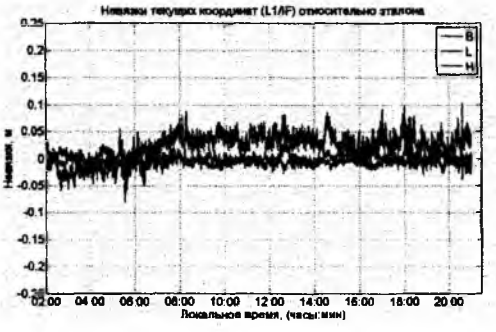


Рис. 4. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных для станции SMLA

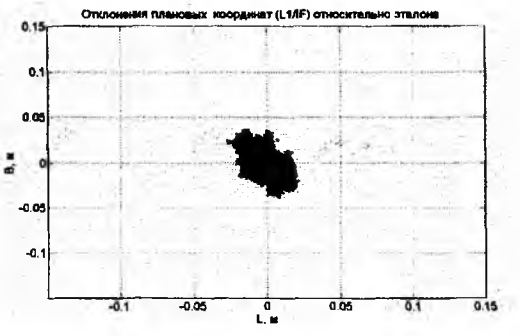


Рис. 5. Невязки плановых L1/IF координат (ΔB, ΔL) относительно эталона для станции SMLA

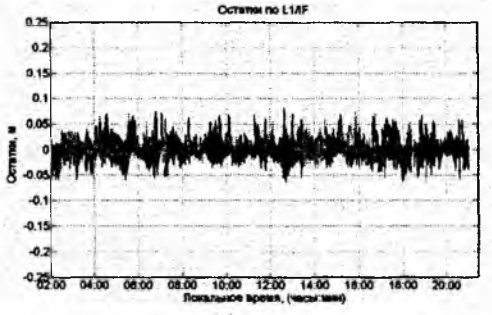


Рис. 6. Остатки L1/IF-решения для станции SMLA

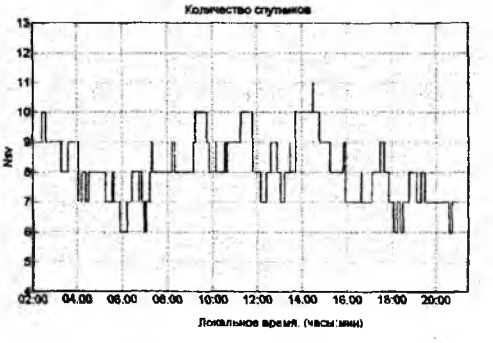


Рис. 7. Количество видимых спутников при обработке наблюдений на базе «SMLA- GLSV»

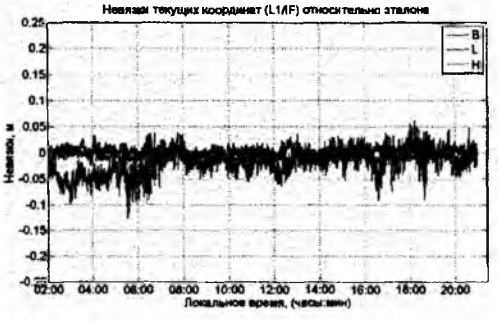


Рис. 8. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных для станции PRYL

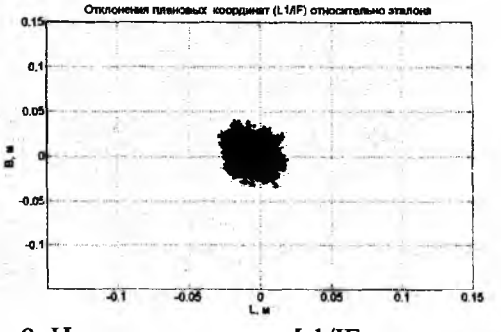


Рис. 9. Невязки плановых L1/IF координат (ΔB, ΔL) относительно эталона для станции PRYL

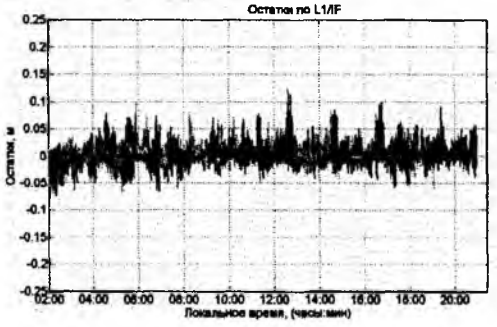


Рис. 10. Остатки L1/IF-решения для станции PRYL

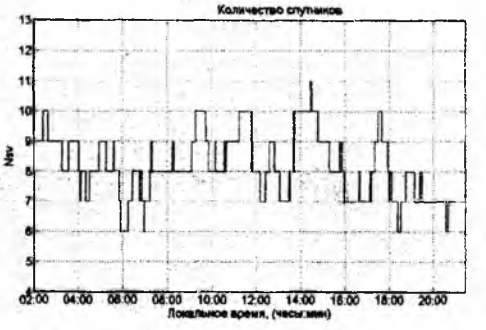


Рис. 11. Количество видимых спутников при обработке наблюдений на базе «PRYL- GLSV»

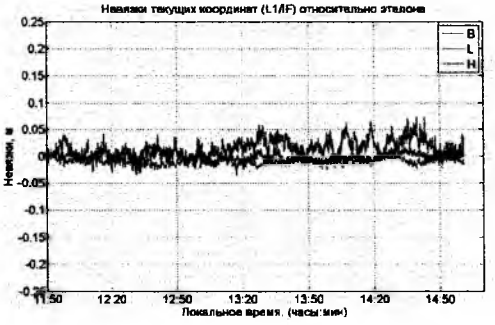


Рис. 12. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных для статического пункта BOBR

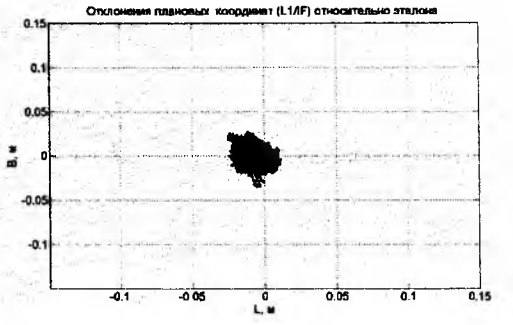


Рис. 13. Невязки плановых L1/IF координат (ΔB, ΔL) относительно эталона для статического пункта BOBR

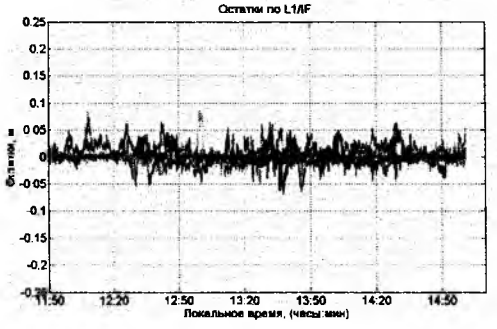


Рис. 14. Остатки L1/IF-решения для станции статического пункта BOBR

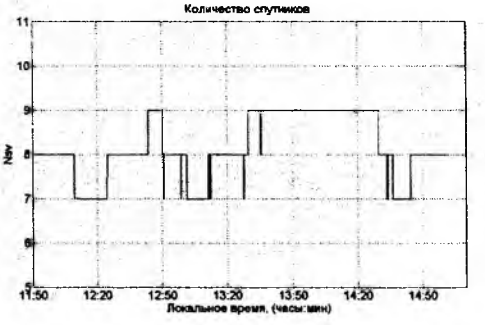


Рис. 15. Количество видимых спутников при обработке наблюдений на базе «BOBR- GLSV»

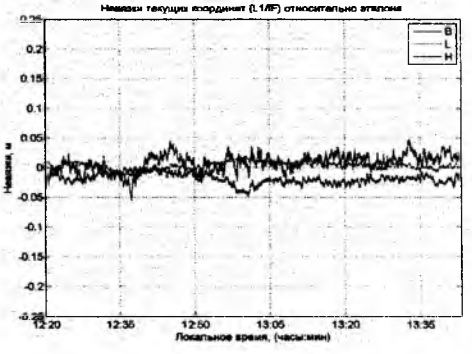


Рис. 16. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных для статического «ровера» SHDA

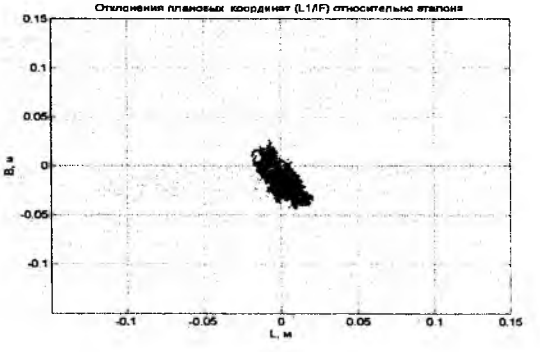


Рис. 17. Невязки плановых L1/IF координат (ΔB, ΔL) относительно эталона для статического «ровера» SHDA

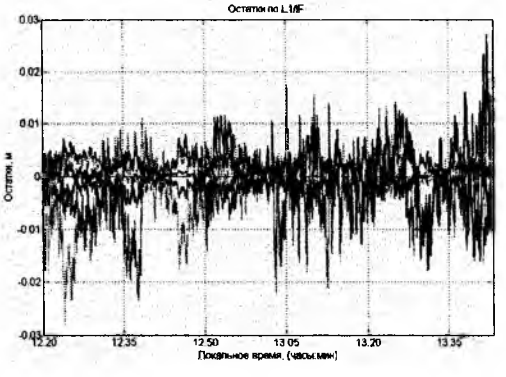


Рис. 18. Остатки L1/IF-решения для станции статического «ровера» SHDA

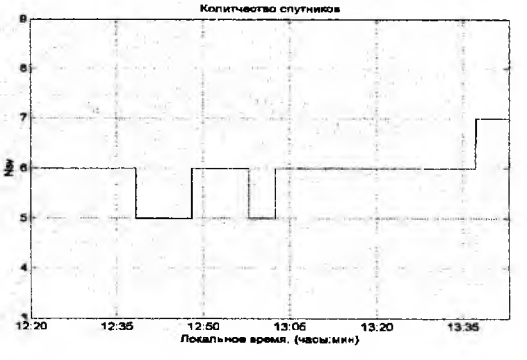


Рис. 19. Количество видимых спутников при обработке наблюдений на базе «SHDA- GLSV»

В качестве примера экспериментального тестирования разработанного метода для кинематического режима измерений (см. рис. 20 – 27) приведены результаты обработки GPS-наблюдений, выполненных на борту вертолета (за 179-е GPS-сутки 2006 г.) и самолета (за 250-е GPS-сутки 2006 г.). Максимальное удаление вертолета от референцной станции составило ~96 *км*, максимальная высота полета – около 800 *м* относительно высоты установки антенны РС. Для самолета максимальное удаление от РС составило ~86 *км*, высота полета относительно РС около ~ 3000 *м*. Длительность сеанса наблюдений для приемника на борту вертолета составила ~3.5 *ч*, а на борту самолета – ~1 *ч*.

Выбросы координатных решений свыше 7 – 10 *см* при обработке летных кинематических измерений (см. рис. 24, 26) обусловлены изменением геометрической конфигурацией спутникового созвездия во время полета.

Следует отметить, что ухудшение точности определения высоты при определениии на наземных пунктах (см. табл. 1) и при определении траекторий летательных аппаратов (см. рис. 22, 26) обусловлено снижением точности модели тропосферной задержки в случае увеличения расстояния между объектами и значительных перепадов высот между пунктами установки приемных антенн.

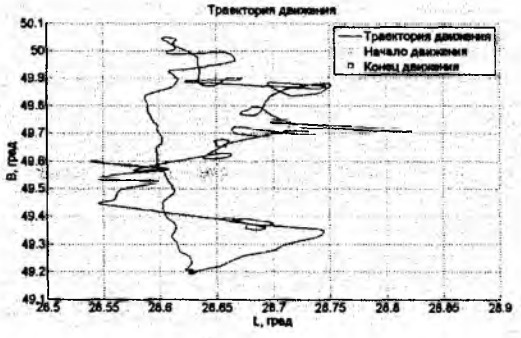


Рис. 20. Траектория движения вертолета

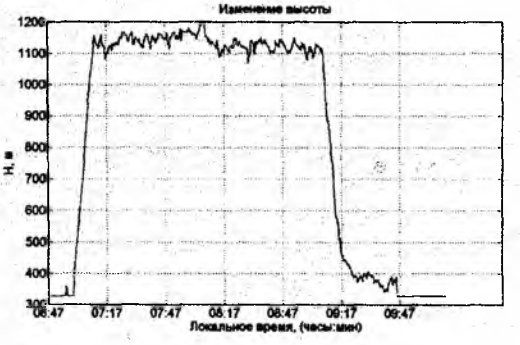


Рис. 21. Изменение высоты полета во время измерений

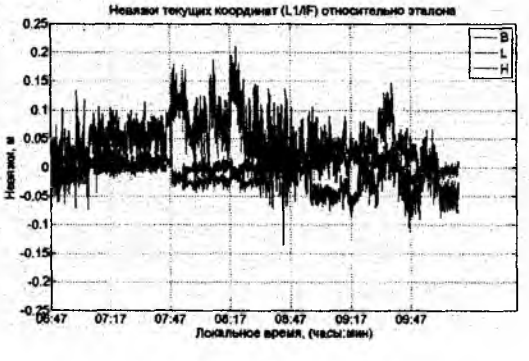


Рис. 22. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных значений

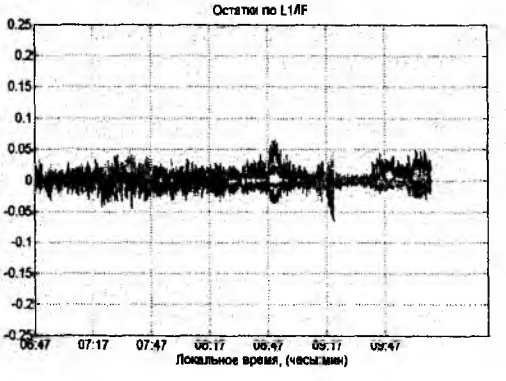


Рис. 23. Остатки L1/IF-решения для измерений на борту вертолета

Декорреляция тропосферной задержки с увеличением расстояния между референцным и определяемым пунктами при дифференциальных определениях вносит существенный вклад в погрешность определения высоты. Известно, что в программных продуктах обработки ГНСС-наблюдений, таких как GrafNav/GrafNet, Bernese GPS Software, GAMIT GLOBK, реализованы методы и алгоритмы оценки зенитных тропосферных задержек в определяемых пунктах, что позволяет выполнять координатные определения на значительных удалениях и при значительных перепадах высот между пунктами. В настоящее время сотрудниками исследовательской лаборатории спутниковых технологий НУЦ кафедры ОРТ ХНУРЭ ведутся работы по реализации и исследованию методов и алгоритмов оценки зенитной тропосферной задержки в определяемых пунктах для повышения точности позиционирования.

Предварительные обнадеживающие результаты в этом направлении уже получены и будут опубликованы по завершении исследований.

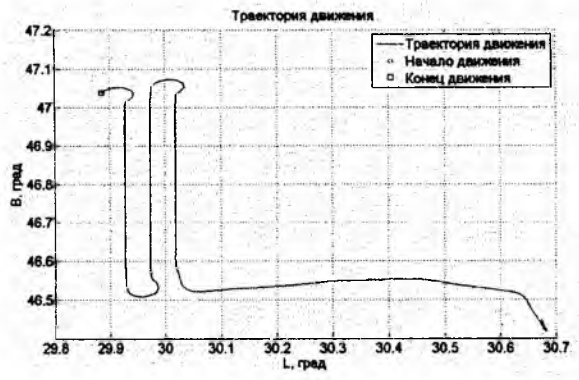


Рис. 24. Траектория движения самолета

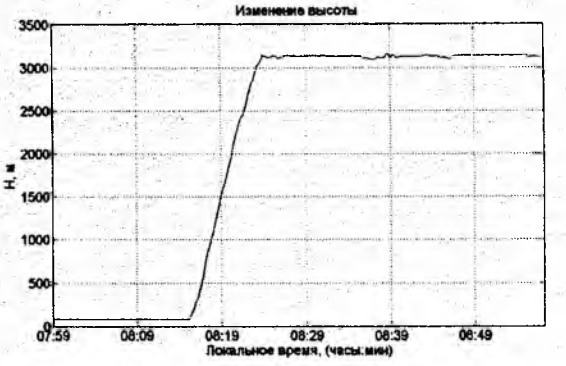


Рис. 25. Изменение высоты полета во время измерений

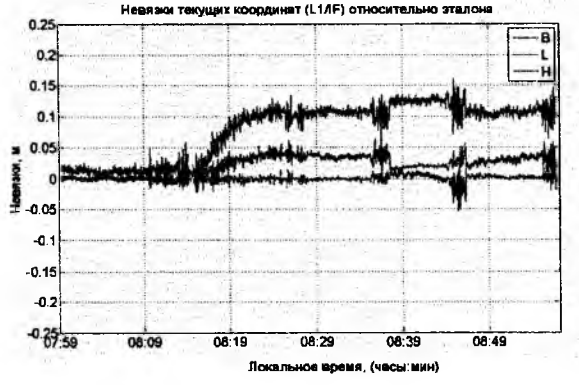


Рис. 25. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных значений

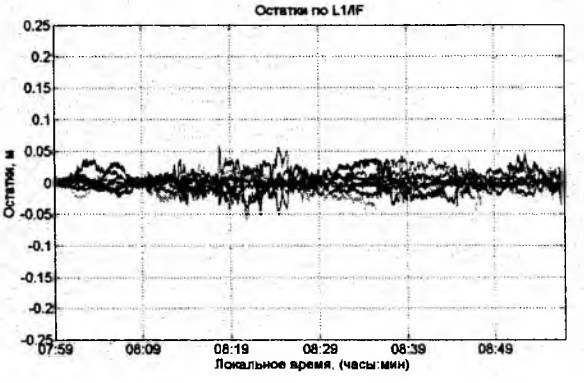


Рис. 27. Остатки L1/IF-решения для измерений на борту самолета

На рис. 28 – 31 приведены результаты L1/IF-решения и поэтапной обработки GPS-наблюдений для наземного движущегося ровера SHDA (см. рис. 3) относительно пункта GLSV. Удаление между пунктами ~100 *км*. Длительность сеанса измерений составила ~20 *мин*.

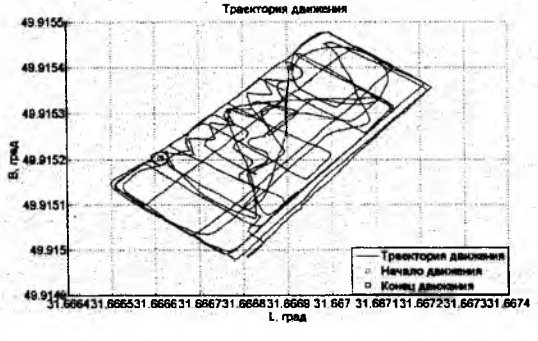


Рис. 28. Траектория движения «ровера» SHDA

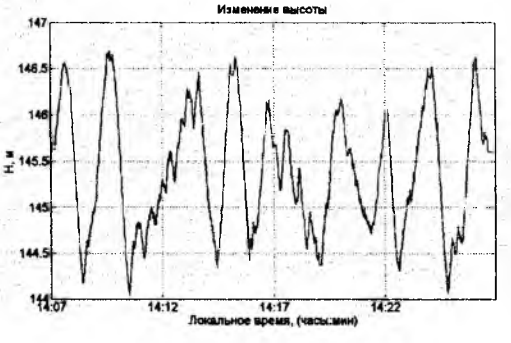


Рис. 29. Изменение высоты во время измерений

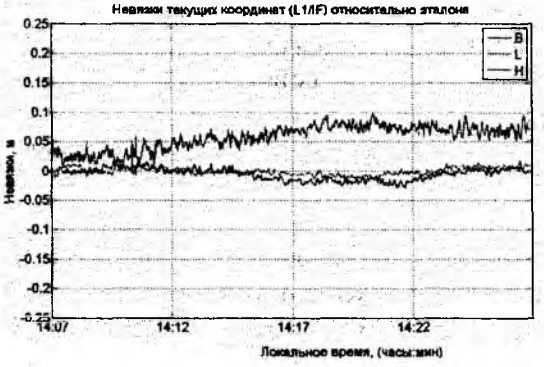


Рис. 30. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных значений

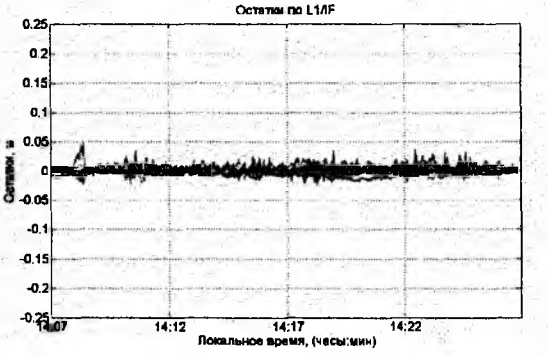


Рис. 31. Невязки текущих L1/IF координат (ΔB, ΔL, ΔH) относительно эталонных значений

Анализ результатов обработки и тестирования полученных теоретических решений показал, что погрешности статических определений на наземных базовых линиях до 200 *км* в среднем лежат в пределах 1 – 4 *мм* (СКО) по плановым координатам и 7 – 11 *мм* (СКО) – по высотной составляющей на интервалах наблюдений от 1,5 до 18 *ч*. Анализ результатов обработки кинематических сессий показал, что погрешности координатных определений на удалениях между пунктами до 100 *км* не превышают 5 – 15 *мм* (СКО) по плановым координатам и 15 – 25 *мм* (СКО) по высотной составляющей.

Для оценки возможности использования разработанного экспериментального программно-алгоритмического комплекса для условий двухчастотного кинематического RTK-позиционирования в режиме OTF (On-The-Fly – решение задачи РФН и позиционирования в движении, «на лету»), сравнительной оценки его характеристик с зарубежными аналогами проведен дополнительный цикл исследований, позволивший определить минимальные интервалы наблюдений, для которых возможно надежное (с вероятностью, близкой к 100 %) выполнение задачи РФН. Зависимость частоты правильного выполнения РФН (надежность РФН) от длительности выборки кинематических наблюдений (60, 45, 30, 15 *с*) приведена в табл. 2.

Таблица 2

Длительность выборки	60 с	45 с	30 с	15 с
Пешеход	~100%	96%	95%	89%
Самолет	~100%	~100%	~100%	99%
Вертолет	*97%	95,5%	94%	92%

* ~100 % при выборке, длительностью 90 *с*.

Анализ результатов, представленных в табл. 2, показал, что надежность РФН для наблюдений на борту самолета выше, чем для наблюдений пешехода и на борту вертолета. Это обусловлено тем, что движение самолета более равномерное и характеризуется плавным маневрированием в отличие от пешехода и вертолета, что приводит к менее резкому и плавному изменению геометрической конфигурации спутников рабочего созвездия и повышает вероятность правильного выполнения РФН. Детальный анализ случаев с неразрешенной фазовой неоднозначностью показал, что во всех ситуациях, когда РФН по WL-наблюдениям выполнялось неверно (хотя бы по одному спутнику), это приводило и к неверному решению задачи РФН на несущих частотах. При этом погрешности координат могли достигать нескольких метров. В случае, если же РФН WL-наблюдений было выполнено верно, то это, как правило, гарантировало надежное РФН и на несущих частотах.

Сравнение полученных результатов с результатами оценок пользователей Украины, использующих в работе лучшие зарубежные двухчастотные RTK ГНСС-приемники нескольких ведущих зарубежных производителей, показало, что интервалы времени фиксации

целочисленных неоднозначностей на средних базовых линиях (~100 *км*) составляют от 1-2 до 5-7 *мин* и только при статической инициализации (OTF не выполняется). Это показывает, что предложенное отечественное решение превосходит современные зарубежные аналоги и имеет значительные потенциальные возможности для практической реализации не только для режима пост-обработки, но и для RTK-позиционирования в реальном времени.

Выводы

1. Предложены усовершенствованный метод и алгоритмы разрешения фазовой неоднозначности двухчастотных фазовых GPS-наблюдений, статического и кинематического позиционирования сантиметровой точности на базовых расстояниях до 200 *км*. Отличительными особенностями разработанного метода и алгоритмов разрешения фазовой неоднозначности и точного позиционирования являются:

- поэтапная совместная обработка всех наблюдений выборки линейных комбинаций кодовых и фазовых наблюдений, включая однозначное сглаженное кодово-фазовое решение (вместо уравнений кодовых псевдодальностей), WL и IF наблюдения;

- оптимальное использование дополнительной информации, содержащейся в сглаженном кодово-фазовом решении и уравнениях IF-наблюдений, с целью повышения надежности целочисленного фазового WL-решения разностной частоты; уменьшение влияния ионосферных вариаций одночастотного WL-решения путем их выделения из наблюдений неоднозначных фазовых Geometry-Free (GF) линейных комбинаций для повышения надежности получения целочисленного IF-решения;

- использование специально разработанной статистически корректной методики совместного оценивания совокупности информационных и неинформационных «мешающих» (для того или иного этапа обработки) параметров, которая позволила формировать универсальным способом удобные для дальнейшей обработки результирующие уравнения минимальной размерности и целевые функции поиска целочисленных решений для любых наборов наблюдений и режимов позиционирования (статического и кинематического);

- использование на этапе позиционирования (по завершении РФН и его верификации) «безионосферных» фазовых наблюдений первой частоты L1 вместо IF- наблюдений, уровень шумов и многолучевости которых примерно в три раза выше, чем исходных L1-наблюдений; ионосферная составляющая погрешности L1-наблюдений устраняется с использованием сглаженных однозначных фазовых GF линейных комбинаций.

2. Тестирование полученных решений с использованием реальной измерительной информации показало, что погрешности статических определений на наземных базовых линиях до 200 *км* лежат в пределах 1 – 4 *мм* (СКО) по плановым координатам и 7 – 11 *мм* (СКО) по высотной составляющей. Погрешности кинематических координатных определений (движущихся объектов – пешеход, вертолет, самолет) на удалениях от референцной станции до 100 *км* не превышают 5 – 15 *мм* (СКО) по плановым координатам и 15- 25 *мм* (СКО) по высотной составляющей.

Таким образом, получены и экспериментально подтверждены отечественные решения в области точного спутникового позиционирования, не уступающие современным зарубежным аналогам.

3. Разработанный прототип программно-алгоритмического обеспечения точного позиционирования, реализующий предложенный метод и алгоритмы обработки двухчастотных ГНСС-наблюдений, позволяет надежно выполнять РФН на средних (~100 *км*) базовых линиях в режиме OTF (без статической инициализации) на очень коротких интервалах (15 – 60 *с*) с достижением сантиметровой точности кинематических координатных определений.

Полученные результаты превосходят зарубежные аналоги и позволяют рекомендовать использование созданного алгоритмического обеспечения при реализации новых разработок т.к. они существенно улучшает эксплуатационные характеристики режима RTK-позиционирования и возможности его применения на территориях с разреженными ГНСС-сетями.

4. В дальнейших исследованиях предполагается:

- исследовать возможности разработанного усовершенствованного метода решения задач РФН и точного статического и кинематического позиционирования для двухчастотных и о дночастотных наблюдений в случае совместного использования сигналов нескольких ГНСС, в частности, GPS+ГЛОНАСС;

- выполнить модернизацию метода для осуществления совместной оценки начальных фазовых неоднозначностей и зенитных тропосферных задержек в целях выполнения высокоточных координатных определений на сверхдлинных базовых линиях (до 1000 – 2000 *км*),

- исследовать возможности применения различных критериев верификации решения задачи разрешения фазовой неоднозначности.

Список литературы: 1. *Гофманн-Веллінгоф, Б.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія та практика : пер. з англ. / Б. Гофманн-Веллінгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз ; пер. з англ. за ред. Я. С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1996. – 380 с. 2. *Rizos, Chris*. Principles and practice of GPS surveying // School of engineering, The University of New South Wales, Australia, 1999. – 555 p. 3. *Leick, A.* GPS Satellite Surveying, 3-rd ed., John Wiley – New York, 2003, 464 pp. 4. *Поваляев, А.А.* Спутниковые радионавигационные системы. Время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. – М. : Радиотехника, 2008. – 328 с. 5. *Bock, Ye., Gourevitch, S.A., Counselman, C.C., King, R.W. and Abbot, R.I.* Interferometric analysis of GPS observations // Manuscripta Geodaetica, Springer-Verlag. – 1986. – №11. – P. 282-288. 6. *Blewitt, G.* Carrier Phase Ambiguity Resolution for the Global Positioning System Applied to Geodetic Baselines up to 2000 km // Journal of Geophysical Research, vol. 94 (1989), no. B8, pp. 187-203. 7. *Teunissen, P.J.G., Jonge, P.J. de, Tiberius C.C.J.M.* A New Way to Fix Carrier-Phase Ambiguities // GPS World, Vol. 6, No.4, April 1995, pp. 58-61. 8. *Jonge, P.J. de, Tiberius, C.C.J.M.* The LAMBDA method for integer ambiguity estimation: implementation aspects. Tech. Rep. LGR Series, No. 12, Delft Geodetic Computing Centre, Delft University of Technology, 1996, The Netherlands. 9. *Jonge, P.J.* de. A processing strategy for the application of the CPS in networks // PhD Thesis, Published by: NCC Nederlandse Commissie voor Geodesie Netherlands Geodetic Commission, Delft, The Netherlands, August 1998, 240 pp. 10. *Mervart, L.* Ambiguity resolution techniques in geodetic and geodynamic applications of the Global Positioning System. PhD Thesis, Astronomical Institute, University of Bern, Switzerland, 1995, 176 pp. 11. *Teunissen Peter, J. G.* Theory of carrier phase ambiguity resolution // Wuhan University Journal of Natural Sciences, Volume 8, Number 2, 2003, pp. 471-484. 12. *Kim, D., Richard, B., Langley, R.B.* GPS Ambiguity Resolution and Validation: Methodologies, Trends and Issues // 7th GNSS Workshop – International Symposium on GPS/GNSS, Seoul, Korea, Nov. 30-Dec. 2, 2000, 9 pp. 13. *Richert, T., El-Shaimy, N.* Ionospheric Modeling. The Key to GNSS Ambiguity Resolution // GPS World, Vol. 16, No.6, June 2005, pp. 35-40. 14. *Schüler, E., Torben Schüler, T.* Active GNSS Networks and the Benefits of Combined GPS + Galileo Positioning // Inside GNSS, November/December 2007, pp. 46-55. 15. *Hernández-Pajares, M., Juan, M.J., Sanz, J., Aragon-Angel, A., Ramos-Bosch, P., Odijk, D., Teunissen, P.J.G., Samson, J., Tossaint, M., Albertazzi, M., de Bakker, P., Verhagen, S., van der Marel, H.* Wide-Area RTK. High Precision Positioning on a Continental Scale // Inside GNSS, March/April 2010, pp. 35-46. 16. *Odijk, D. P., Teunissen, P.J.G.* A theoretical study on the bottlenecks of GPS phase ambiguity resolution in a CORS RTK Network // Journal of Geodetic Science, No.2, 2011, pp. 143-153. 17. *Жалило, А.А.* Обнаружение и устранение фазовых циклических скачков одночастотных и двухчастотных GPS/GNSS наблюдений – новые универсальный метод и алгоритмы // Тр. XIV-й Санкт-Петербургской междунар. конф.по интегрированным навигационным системам. – Санкт-Петербург, Россия, 28-30 мая 2007 г. – С. 293-302. 18. *Жалило, А.А., Дицкий, И.В.* Новый эффективный метод устранения циклических фазовых скачков двухчастотных кинематических ГНСС-наблюдений // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2011. – №8. – С. 18-28. 19. *Schüler* Torben On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation // Universität der Bundeswehr München, 2001. – 364 p. 20. *J. T. Wu, S. C. Wu, G. A. Hajj, W. I. Bertiger, and S. M. Lichten.* Effects of antenna orientation on GPS carrier phase – Man. Geodetica 18, pp. 91-98, 1993. 21. *Жалило, А.А., Флерко, С.Н., Яковченко, А.И.* Мониторинг геометрической конфигурации многобазисной сети широкозонной дифференциальной подсистемы спутниковых радионавигационных систем GPS и ГЛОНАСС // Космічна наука і технологія. НКА і НАН України. – 1999. – Т. 5, №1. – С. 59-68. 22. *Желанов, А.А., Бессонов, Е.А.* Использование глобальных ионосферных карт IGS в задачах высокоточного ГНСС-позиционирования // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков, 2011. – Т. 5, № 3. – С. 302-306.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.04.2012

УДК 528.2:629.78

А.А. ЖАЛИЛО, Е.А. БЕССОНОВ

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ОДНОЧАСТОТНОГО ГНСС-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПУТЕМ СЕТЕВОЙ КОРРЕКЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Введение

При реализации технологий высокоточного позиционирования в дифференциальном режиме по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) необходимо учитывать множество факторов: тип используемого оборудования для проведения измерений (одно-, двухчастотное), режим позиционирования (RTK – Real Time Kinematic, постобработка), характеристики сети референцных (базовых) ГНСС-станций и др. Учитывая, что пользовательский парк одночастотной аппаратуры в Украине составляет 80 – 90 % эксплуатируемого геодезического ГНСС оборудования, актуальной и имеющей большую практическую значимость для большинства ГНСС-приложений является задача достижения сантиметрового уровня точности с использованием относительно недорогого одночастотного ГНСС-оборудования.

Известно, что одним из главных факторов, затрудняющих решение задач высокоточного ГНСС-позиционирования, являются проблемы точного учета задержки распространения сигналов в слоях тропосферы и ионосферы. Наибольший вклад в погрешности одночастотных наблюдений кодовых и фазовых псевдодальностей вносят ионосферные задержки. Многочисленные результаты исследований, выполненных в мире в последние два десятилетия (см., например, работы [1 – 5]), показали, что достижение сантиметровой точности координатных определений возможно только при условии эффективной компенсации ионосферной задержки навигационных сигналов. Данная проблема подтвердилась и в результатах исследований сотрудников научно-исследовательской лаборатории «Спутниковые сетевые технологии высокоточного местоопределения» кафедры «Основ радиотехники» Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ). Таким образом, появилась необходимость провести отдельные исследования путей уменьшения ионосферной составляющей погрешности измерений одночастотного ГНСС-оборудования за счет использования наблюдений разреженных сетей станций (с межбазовыми расстояниями ~200 *км*) в условиях удаления потребителей от ближайшей станции ~100 *км* и более. Следует отметить, что эта задача актуальна при обработке как одночастотных измерений, так и двухчастотных. Так, при реализации технологий точного позиционирования реального времени (RTK – Real Time Kinematic) на базовых расстояниях свыше 30 – 50 *км* в условиях усиления ионосферных возмущений и, соответственно, усиления пространственно-временной декорреляции ионосферных погрешностей значительно возрастает вероятность неверной фиксации фазовых неоднозначностей из-за возрастания погрешностей фазового решения на разностной частоте.

В настоящей работе приведены основные результаты исследований возможности эффективной компенсации ионосферных задержек ГНСС-наблюдений путем использования сетевых дифференциальных коррекций – интерполяции ионосферных комбинаций наблюдений сети двухчастотных ГНСС-станций, окаймляющих зону местонахождения потребителей. Такой подход облегчает моделирование и последующую оценку вариационных остаточных ионосферных погрешностей наблюдений.

О проблеме учета ионосферной составляющей погрешности координатных определений. Сетевая коррекция ионосферных погрешностей – предлагаемый подход

Практически полностью учесть влияние ионосферы на задержку сигнала позволяет использование двухчастотного оборудования. В случае использования одночастотных ГНСС-приемников возможно несколько путей учета (компенсации) ионосферной задержки: а) применение коррекций с использованием трендовых ионосферных моделей [1 – 3, 6 – 8]; б) формирование и использование дифференциальных поправок (однобазовых или сетевых)

[1 – 5, 9, 10]; в) совместное оценивание (в случаях, когда это возможно и целесообразно) параметров моделей ионосферной задержки наряду с информационными параметрами местоположения [11].

Результаты многочисленных зарубежных и отечественных исследований в этой области показали, что ионосферная задержка может быть представлена несколькими составляющими: 1) долговременным медленноменяющимся трендом, 2) крупномасштабными сильно коррелированными во времени и пространстве медленно меняющимися вариациями, получившими название LSTIDs (Large-Scale Travelling Ionospheric Disturbances) и 3) среднемасштабными быстро перемещающимися вариациями MSTIDs (Medium-Scale Travelling Ionospheric Disturbances) [4, 5]. Последняя составляющая (MSTIDs) наиболее изменчива, наиболее подвижна и практически не поддается моделированию [4]. Получившие широкое применение модели компенсации ионосферных задержек Klobuchar и GIM IONEX [1 – 3, 6 – 8] позволяют с определенной степенью точности компенсировать только трендовую составляющую ионосферной задержки и не учитывают вариационную составляющую процессов, происходящих в реальной ионосфере [4]. Однако именно вариационная составляющая ионосферной задержки является превалирующей (величины изменений могут лежать в пределах 5 – 50 *см*) по сравнению с трендовой (величины изменений обычно не превышают 5 – 15 *см* для двойных разностей фазовых наблюдений на базовых расстояниях до 200 *км*) [4, 5, 8].

Выполненные в 2010 – 2012 гг. исследования [7, 8] позволили определить степень воздействия и вклад составляющих ионосферной задержки на надежность и точность дифференциального одночастотного (L1) ГНСС-позиционирования сантиметровой точности при работе с наблюдениями ГНСС-сетей перманентных референцных станций различного размера – с межбазовыми расстояниями от 50 до 250 *км*.

Результаты оценки точности модельной компенсации регулярной составляющей ионосферной задержки (трендовая и LSTID составляющие) показали, что для достижения минимального уровня остаточной погрешности компенсации целесообразно использовать измерительную информацию сети двухчастотных ГНСС-станций, окаймляющих зону местонахождения потребителей для построения точных локальных моделей (например, VRS/FKP-типа [9 – 11]).

На основе полученных результатов был предложен следующий порядок обработки наблюдений для эффективной оценки/компенсации ионосферной погрешности за счет использования ГНСС-наблюдений сети базовых станций:

1) обработка ГНСС-наблюдений сети ближайших базовых станций (пре-процессинг, разрешение фазовой неоднозначности (РФН) [1 – 3]);

2) оценивание линейной комбинации (ЛК) «Geometry-Free» фазовых однозначных ГНСС-наблюдений (т.н. двойных разностей фазовых наблюдений [1 – 3]);

3) с использованием разработанных алгоритмов т.н. «детрендинга» [4, 8] и оценки вариационных составляющих ионосферной задержки формируются данные для интерполяции двойных разностей ионосферных задержек на местоположение «роверных» приемников потребителей; компенсация ионосферной погрешности одночастотных наблюдений потребителей с использованием результатов интерполяции двойных разностей ионосферных задержек двухчастотных референцных станций сети;

4) подбор полиномиальных моделей вариаций ионосферных задержек по сформированным интерполяционным сетевым коррекциям, включение этих моделей в уравнения одночастотных фазовых наблюдений и совместная оценка ионосферных вариаций (в форме коэффициентов полиномов) и информационных параметров (координат, расхождений шкал времени и параметров фазовой неоднозначности).

Уравнения фазовых ГНСС-наблюдений и используемые линейные комбинации. Алгоритм разделения трендовой и вариационной составляющих ионосферной задержки – «детрендинг»

В упрощенном виде математическую модель фазовых наблюдений двух частот (для приёмника с порядковым индексом i и моментом времени приёма t_k, т.е. моментом форми-

рования измерений в приёмнике в шкале времени ГНСС; спутника с порядковым индексом j) можно представить как [1 – 3]:

$$\begin{cases} \hat{L}^j_{1,i}(t_k) = F^j_i(t_k) - I^j_i(t_k) + (b_{\varphi 1,i} - B^i_{\varphi 1}) - M^j_{1,i} \cdot \lambda_1 + \delta \tilde{L}^j_{1,i}(t_k) \\ \hat{L}^j_{2,i}(t_k) = F^j_i(t_k) - \gamma^2 I^j_i(t_k) + (b_{\varphi 2,i} - B^i_{\varphi 2}) - M^j_{2,i} \cdot \lambda_2 + \delta \tilde{L}^j_{2,i}(t_k) \end{cases} \quad (1)$$

где $F^j_i(t_k) = R^j_i(t_k) + [\Delta^{GPS}_i - \Delta^{j,GPS}] + Tr^j_i(t_k)$; – функция, включающая в себя частотно-независимые переменные (геометрические расстояния $R^j_i(t_k)$, расхождение шкал времени приемника и ГНСС Δ^{GPS}_i, уходы бортовых часов спутников относительно шкалы ГНСС $\Delta^{j,GPS}$, тропосферную задержку сигналов $Tr^j_i(t_k)$);

$R^j_i(t_k)$ – расстояние между фазовым центром антенны i-го приёмника и фазовым центром антенны j-го спутника;

$$R^j_i(t_k) = \sqrt{\left[x_i(t_k) - \hat{X}_{j(i)}(t_k(t^T_i))\right]^2 + \left[y_i(t_k) - \hat{Y}_{j(i)}(t_k(t^T_i))\right]^2 + \left[z_i(t_k) - \hat{Z}_{j(i)}(t_k(t^T_i))\right]^2};$$

x_i, y_i, z_i – известные (или неизвестные) координаты приемника;

$\hat{X}_{j(i)}, \hat{Y}_{j(i)}, \hat{Z}_{j(i)}$ – эфемериды j-го спутника, вычисленные на момент излучения навигационных сигналов относительно времени приема i-м приемником.

$I^j_i(t_k)$ – ионосферная задержка сигналов в наблюдениях на частоте L1 GPS

($f_{L1} = 1575{,}42$ МГц, $f_{L2} = 1227{,}6$ МГц);

$\gamma^2 = \dfrac{f^2_{L1}}{f^2_{L2}} = \dfrac{\lambda^2_2}{\lambda^2_1}$ – коэффициент пересчета ионосферной задержки для частоты L2;

$b_{\phi 1i}, B^i_{\phi 1}, b_{\phi 2i}, B^i_{\phi 2}$ – фазовые (Ф1, Ф2) аппаратные задержки в трактах приёмников b и спутников B;

$M^j_{1,2i} = N^j_{1,2i} + (\phi_{0i} - \phi^j_0)$; ϕ_{0i} – случайная начальная (в циклах) фаза опорного генератора i-го приемника, а ϕ^j_0 – j-го спутника;

$\delta L_{1,i}(t_k)$ – погрешности фазовых наблюдений, обусловленные шумами и многолучевостью.

В практике обработки фазовых ГНСС-наблюдений применяется их линейное комбинирование для уменьшения погрешностей (дифференциальный метод), выделения ионосферных задержек (т.н. «безгеометрические» Geometry-Free линейные комбинации), формирования упрощенных комбинаций уравнений с компенсацией тех или иных неизвестных (т.н. одинарные и двойные разности наблюдений) и др. Перечисленные линейные комбинации (ЛК) и их свойства детально описаны в многочисленных источниках, в частности в фундаментальных монографиях [1 – 3]. Ниже приведены используемые в данной работе ЛК без детального их описания.

Способ формирования одинарных разностей наблюдений показан на рис. 1.

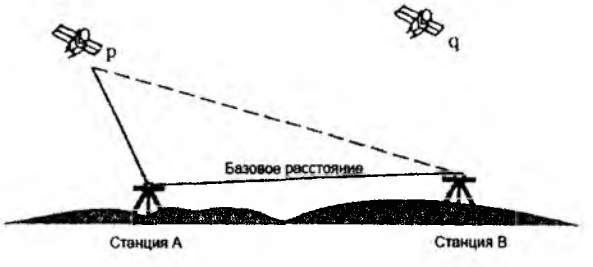


Рис. 1. Формирование одинарных разностей

Обозначим пункты приема сигналов спутников как A и B, спутник – как p, и, используя упрощенную форму записи фазовых псевдодальностей на частоте L1 GPS (см. формулы (1)), запишем выражение (3) для одинарных разностей наблюдений (реализация классического дифференциального метода):

$$\hat{L}^p_{1,A}(t_k) = F^p_A(t_k) - I^p_A(t_k) + (b_{\varphi 1,A} - B^i_{\varphi 1}) - N^p_{1,A}\cdot\lambda_1 + (\phi_{0,A} - \phi^p_0)\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^p_{1,A}(t_k)$$

$$\hat{L}^p_{1,B}(t_k) = F^p_B(t_k) - I^p_B(t_k) + (b_{\varphi 1,B} - B^i_{\varphi 1}) - N^p_{1,B}\cdot\lambda_1 + (\phi_{0,B} - \phi^p_0)\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^p_{1,B}(t_k) \quad (2)$$

$$\Delta\hat{L}^p_{1,AB}(t_k) = \Delta F^p_{AB}(t_k) - \Delta I^p_{AB}(t_k) + \Delta b_{\varphi 1,AB} - \Delta N^p_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \Delta\phi_{0,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^p_{1,AB}(t_k) \quad (3)$$

Формирование данной разности позволяет устранить погрешности, связанные с уходами шкал времени спутников от системной шкалы ГНСС и бортовыми аппаратурными задержками. Кроме того, одинарные разности (дифференциальный метод) позволяют уменьшить эфемеридные, тропосферные и ионосферные составляющие погрешностей наблюдений.

На рис. 2 показан способ формирования двойных разностей наблюдений. В данном случае имеем два пункта измерений A и B, и два спутника – p и q (рис. 2).

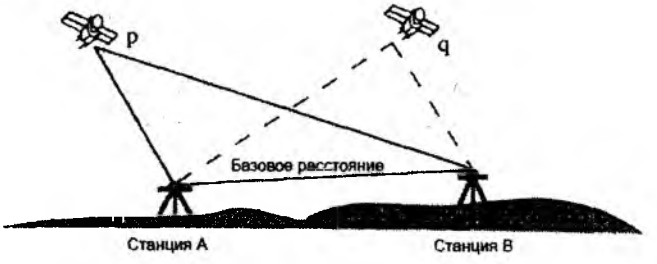


Рис. 2. Формирование двойных разностей наблюдений

Тогда

$$\Delta\hat{L}^p_{1,AB}(t_k) = \Delta F^p_{AB}(t_k) - \Delta I^p_{AB}(t_k) + \Delta b_{\varphi 1,AB} - \Delta N^p_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \Delta\phi_{0,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^p_{1,AB}(t_k)$$

$$\Delta\hat{L}^q_{1,AB}(t_k) = \Delta F^q_{AB}(t_k) - \Delta I^q_{AB}(t_k) + \Delta b_{\varphi 1,AB} - \Delta N^q_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \Delta\phi_{0,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^q_{1,AB}(t_k) \quad (4)$$

$$\nabla\Delta\hat{L}^{pq}_{1,AB}(t_k) = \nabla\Delta F^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta I^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta N^{pq}_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^{pq}_{1,AB}(t_k) \quad (5)$$

В двойных разностях наблюдений исключаются неизвестные переменные, обусловленные сдвигами шкал времени, а также дополнительно уменьшаются трендовые составляющие тропосферных и ионосферных погрешностей наблюдений. При этом погрешности двойных разностей наблюдений становятся сильно коррелированными, что обязательно необходимо учитывать при их обработке.

При исследованиях ионосферных задержек обычно используют «безгеометрические» Geometry-Free (GF) линейные комбинации. Эти комбинации фазовых наблюдений позволяют выделить ионосферные задержки с высокой точностью и использовать их для исследования, компенсации и моделирования ионосферных эффектов на обеих несущих частотах, пользуясь известными свойствами ионосферы в рассматриваемом частотном диапазоне функционирования ГНСС и известными зависимостями величины задержки от частоты. При этом, если в ходе обработки фазовых наблюдений решена задача РФН, то двойные разности комбинации GF содержат полную информацию об ионосферной задержке. Запишем ЛК GF для двойных разностей фазовых наблюдений:

$$\nabla\Delta\hat{L}^{pq}_{1,AB}(t_k) = \nabla\Delta F^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta I^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta N^{pq}_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^{pq}_{1,AB}(t_k)$$

$$\nabla\Delta\hat{L}^{pq}_{2,AB}(t_k) = \nabla\Delta F^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta I^{pq}_{AB}(t_k) - \nabla\Delta N^{pq}_{2,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^{pq}_{2,AB}(t_k), \quad (6)$$

$$\nabla\Delta\hat{L}^{pq}_{1,AB}(t_k) - \nabla\Delta\hat{L}^{pq}_{2,AB}(t_k) = \nabla\Delta I^{pq}_{AB}(t_k)\cdot(\gamma^2 - 1) + \nabla\Delta N^{pq}_{2,AB}\cdot\lambda_2 - \nabla\Delta N^{pq}_{1,AB}\cdot\lambda_1 + \delta\tilde{L}^{pq}_{12,i}(t_k) \quad (7)$$

Таким образом, сформированные двойные разности оценок ЛК GF (при условии выполнения РФН, т.е. при известных значениях $\nabla\Delta N^{pq}_{2,AB}$ и $\nabla\Delta N^{pq}_{1,AB}$) содержат информацию об ионосферной задержке, суммарные шумы и многолучевость фазовых наблюдений обеих частот.

Теперь, используя наблюдения одинарных и двойных разностей комбинаций GF сети референцных станций, можно для целей анализа и дальнейшего использования разделить медленно меняющиеся (трендовые) и вариационные составляющие дифференциальных ионосферных задержек. Для этого был разработан оригинальный алгоритм «детрендинга», который реализуется следующим образом.

1) Рассчитываются разности ионосферных задержек по наблюдениям двух референцных станций. Полученные разностные ионосферные задержки будут содержать разностные MSTID, LSTID и трендовую ионосферные компоненты.

2) Остаточные трендовая и LSTID-компоненты ионосферной задержки оцениваются и устраняются с использованием полиномиальных зависимостей. Порядок аппроксимирующего полинома разностной ионосферной задержки подбирается в зависимости от длительности интервала наблюдений. В результате этого действия выделяется разностная MSTID- ионосферная компонента.

3) Для выделения MSTID-ионосферной компоненты для каждой референцной ГНСС-станции отдельно реализуется итерационный подход при аппроксимации исходных («неразностных») ионосферных задержек (оценок ЛК GF) и последующего расчета их разностей. Критерием выбора оптимального порядка аппроксимирующего полинома является минимум среднего значения остаточной суммы квадратов (RSS) невязок между выделенными вариациями, оцененными в п.п. 1), 2), и разностями вариаций ионосферных задержек, которые получены при аппроксимации исходных («неразностных») ионосферных задержек.

Исходные данные для проведения экспериментальных исследований

Для проведения исследований использованы результаты реальных GPS-наблюдений перманентных референцных станций на средних (от 100 до 170 *км*) базовых расстояниях (см. рис. 3) на территории Киевской, Черниговской и Черкасской областей. В частности, были использованы данные двухчастотных приемников украинской сети перманентных IGS/EPN станций, находящихся под управлением ГАО НАН Украины (станции GLSV, PRYL, SMLA). В качестве «роверных» использовались двухчастотные ГНСС-приемники (пункты «BOBR» и «SHDA») с кинематическим и статическим участками наблюдений. Наблюдения выполнялись в декабре (345 – 346-е GPS сутки) 2008 г.

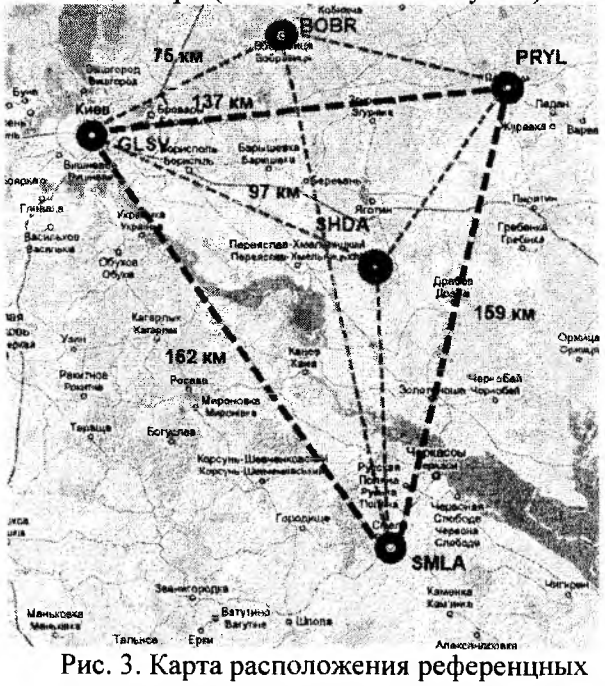


Рис. 3. Карта расположения референцных станций и роверных приемников потребителей

Все зарегистрированные наблюдения прошли предварительную обработку с использованием отечественного программно-алгоритмического комплекса (ПАК) OCTAVA_PPA [12] (совместная разработка специалистов ГАО НАН Украины и ХНУРЭ). В ходе предварительной обработки двухчастотных наблюдений были исключены аномальные наблюдения, устранены циклические фазовые скачки, данные приведены к целым GPS секундам, осуществлены необходимые коррекции. Далее была решена задача разрешения начальных фазовых неоднозначностей двойных разностей фазовых наблюдений, что позволило сформировать и исследовать «безгеометрические» GF линейные комбинации для всех базовых линий, показанных на рис. 3.

Измерения на пункте «SHDA» проводились примерно 1 *ч* с момента 13 *ч* 46 *мин*, а на пункте «BOBR» – примерно 3 *ч* с момента 13 *ч* 46 *мин* по местному времени. За указанный интервал наблюдений в зоне радиовидимости находилось 11 спутников.

Результаты исследований пространственно-временных свойств вариационных составляющих ионосферных задержек

Для определения вклада ионосферной задержки при дифференциальном одночастотном (L1) ГНСС-позиционировании вначале были проведены расчеты «бестрендовых» линейных комбинаций GF (на частоте L1) – «нулевых» и одинарных разностей. Примеры представлены на рис. 4, 5.

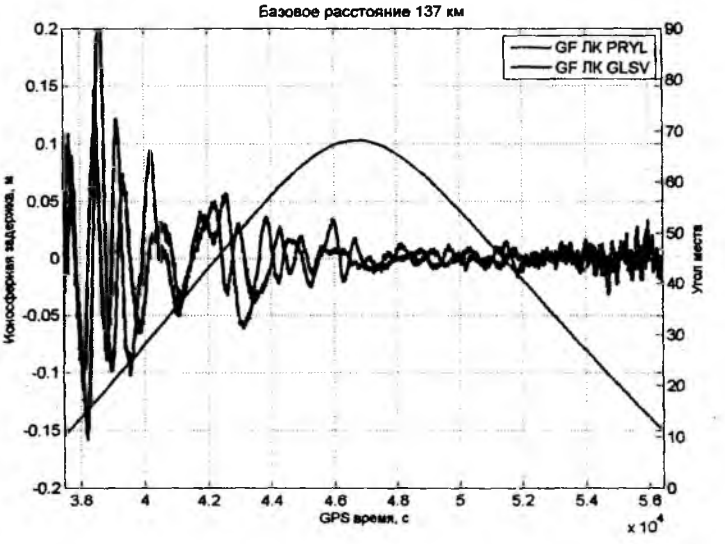


Рис. 4. Пример «бестрендовых» «нулевых» разностей ионосферной задержки для станций PRYL и GLSV, спутник SV18

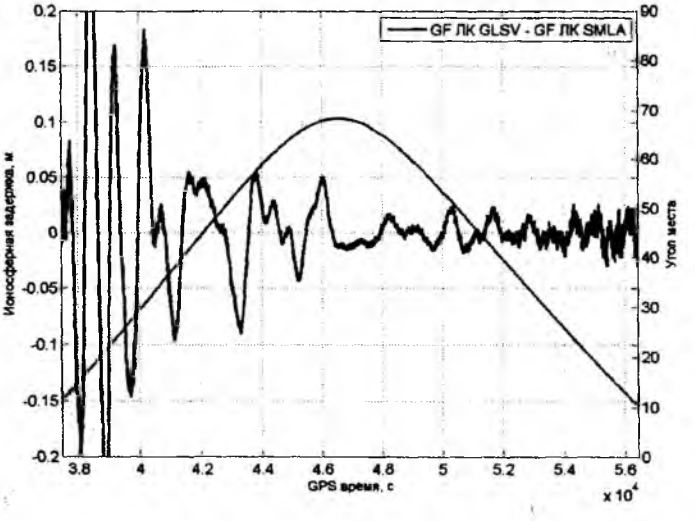


Рис. 5. Пример «бестрендовых» одинарных разностей ионосферной задержки для станций PRYL и GLSV, спутник SV18

В ходе исследований выполнена оценка уровня пространственно-временной корреляции вариационной составляющей ионосферных задержек с использованием разработанного алгоритма «детрендинга» GF-наблюдений указанных выше референцных станций и «роверных» приемников. Примеры вариационных составляющих ионосферной задержки для различных комбинаций референцных станций и «роверных» пунктов представлены на рис. 6.

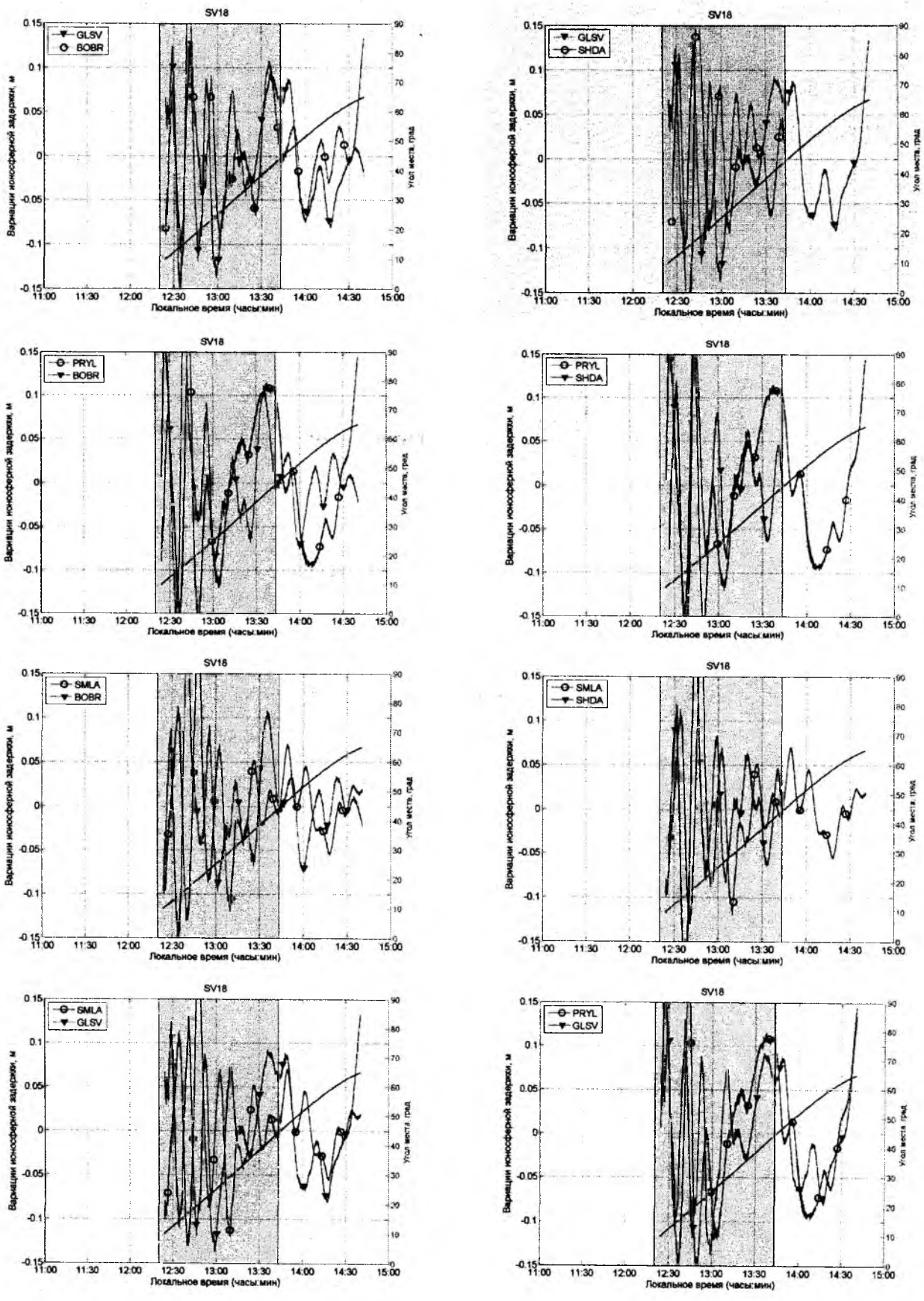


Рис. 6. Вариационные составляющие ионосферной задержки для различных комбинаций референцных станций и «роверных» пунктов

Проведенные исследования и их анализ позволили сделать следующие выводы.

Пространственная корреляция трендовой и LSTIDs составляющих ионосферных задержек для рассмотренных базовых расстояний (100 – 250 *км*) является существенной, что позволяет ожидать высокую эффективность ко мпенсации этих ионосферных составляющих при реализации как однобазового, так и сетевого методов дифференциальной коррекции ГНСС-наблюдений; остаточные погрешности компенсации медленноменяющихся составляющих ионосферной задержки на базовых расстояниях до 200 *км* невелики и находятся в пределах 5 – 15 *см*. Кроме того, эти остаточные погрешности могут быть в некоторой степени уменьшены с использованием трендовых глобальных ионосферных моделей Klobuchar или GIM IONEX;

Вариационная MSTID-составляющая характеризуется периодами вариаций 5 – 20 *мин* и уровнями вариаций ~5 – 30 *см*, на средних и больших базовых расстояниях (более 50 – 80 *км*) очень изменчива и не может компенсироваться с использованием дифференциального метода и/или «трендовых» ионосферных моделей, что принципиально ограничивает точностные возможности L1-позиционирования. На небольших базовых расстояниях до 15 – 50 *км* MSTID-вариации сильно коррелированны и могут быть очень уменьшены с использованием одинарных и двойных разностей наблюдений (дифференциальный режим).

Исследования временной корреляции (на смежных сутках) составляющих ионосферной задержки показали, что прогнозировать суточные изменения ионосферных составляющих (особенно вариации LSTID и MSTID) с достаточной точностью невозможно и для достижения необходимой точности требуется реализация иных способов уменьшения ионосферных погрешностей, в частности путем использования измерительной информации сети двухчастотных станций, окаймляющих зону работы потребителей и построения моделей, учитывающих как остатки медленноменяющихся крупномасштабных ионосферных неоднородностей (трендовая и LSTID составляющие), так и вариационную MSTID-составляющую.

Компенсация ионосферных погрешностей наблюдений потребителей путем интерполяции/экстраполяции ионосферных задержек двухчастотных референцных станций – сетевая ионосферная коррекция

Компенсация ионосферных погрешностей наблюдений потребителей с использованием сетевой ионосферной коррекции осуществляется путем интерполяции/экстраполяции ионосферных задержек двухчастотных референцных станций. Сама по себе эта процедура известна и используется при реализации RTK технологий сетевой дифференциальной коррекции VRS/FKP/MAC-типа (см., например, работы [9, 10]). Однако эти технологии применяются только для двухчастотного позиционирования и эффективны при работе в зоне сгущенных сетей станций с межбазовыми расстояниями 50 – 70 *км*, т.е. при удалениях роверных приемников на расстояния до ~35 – 40 *км* от ближайшей базовой станции сети. В разреженных сетях, когда межбазовые расстояния достигают 150 – 250 *км*, именно из-за вариаций ионосферных задержек, в зимний период и особенно в условиях повышенной ионосферной активности надежность разрешения фазовой неоднозначности и точность позиционирования как однобазового, так и сетевого методов дифференциальной коррекции заметно уменьшаются. Тем не менее, сетевой метод коррекции, как один из действенных способов уменьшения погрешностей позиционирования, представляет значительный интерес с точки зрения исследования свойств сетевых ионосферных коррекций, формируемых в условиях разреженных сетей. Интерес представляет компенсация как вариационных составляющих, так и медленноменяющихся трендовых составляющих ионосферных задержек, сильно коррелированных по пространству и времени. С этой целью был разработан и протестирован соответствующий интерполяционный алгоритм, с использованием описанных выше исходных данных выполнена оценка точности сетевой компенсации ионосферных погрешностей наблюдений и проведен анализ возможности использования результатов интерполяции для моделирования

и совместной оценки ионосферных вариаций и информационных параметров (координат, расхождений шкал времени и параметров фазовой неоднозначности).

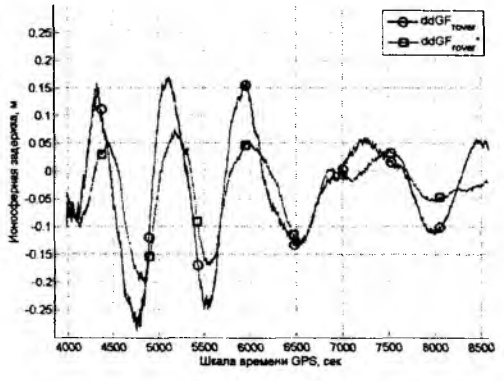
Разработанный алгоритм интерполяции двойных разностей ионосферных задержек референцных станций в зоне покрытия сети, аналогичный известным алгоритмам [9, 10], включает несколько этапов обработки наблюдений:

- выполняется предварительная обработка (пре-процессинг) наблюдений референцных станций и «роверных» приемников потребителей с последующим разрешением фазовых неоднозначностей на базовых линиях сети;
- с использованием оценок фазовых неоднозначностей формируются двойные разности «безгеометрических» линейных комбинаций GF (для частоты L1);
- одним из известных способов формируются параметры пересчета текущих координат «роверных» приемников из гринвичской в местную систему координат и, по аналогии с [9, 10], выполняется линейная интерполяция/экстраполяция двойных разностей ионосферных задержек на текущее местоположение потребителей.

Оценка методических погрешностей, обусловленных тем, что высота «роверных» ГНСС-приемников в местной системе координат из-за кривизны Земли может заметно отличаться от высоты точек проекций местоположения потребителей на плоскость, образованную референцными станциями, показала, что эти погрешности могут достигать величин ~1 *мм* на 1 *км* перепада высот, т.е., являются пренебрежимо малыми.

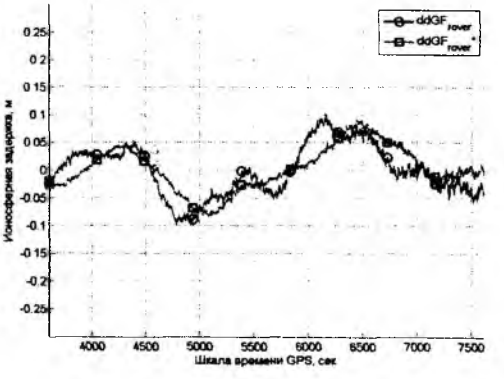
Для формирования коррекций использовались оценки ионосферных GF(L1) наблюдений на базовых линиях, образованных станциями, а подвергались коррекции оценки ионосферных GF(L1) наблюдений на базовых линиях «роверы»–станция» (общая для всех базовых линий). Точность сетевой ионосферной коррекции оценивалась сравнением однозначных ионосферных погрешностей, отдельно оцененных по двухчастотным наблюдениям на базовых линиях «роверы»–станция», и результатов интерполяции ионосферных GF(L1) наблюдений, полученных на базовых линиях сети референцных станций. Сравнение проводилось отдельно для трендовых и вариационных составляющих ионосферных задержек.

Примеры результатов интерполяции ионосферных задержек на местоположение «роверного» приемника «SHDA» представлены на рис. 7 – 10, а результатов экстраполяции ионосферных задержек на местоположение приемника «BOBR» – на рис. 11 – 14. На рисунках показаны также оценки RSS приведенных ионосферных погрешностей и величина (в процентах) их уменьшения после ввода сетевых коррекций.



До ввода сетевых коррекций RSS=10,2 *см*

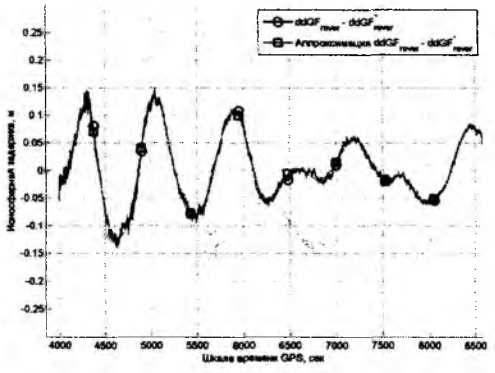
а



До ввода сетевых коррекций RSS=4,5 *см*

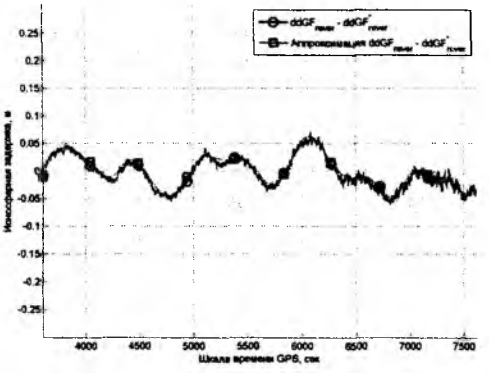
б

Рис. 7. Исходные и интерполированные двойные разности ионосферных задержек на базе «SHDA»-GLSV: *а* – для спутников SV18-SV21, *б* – для спутников SV10-SV21



Уменьшение RSS после коррекций составило 39 %

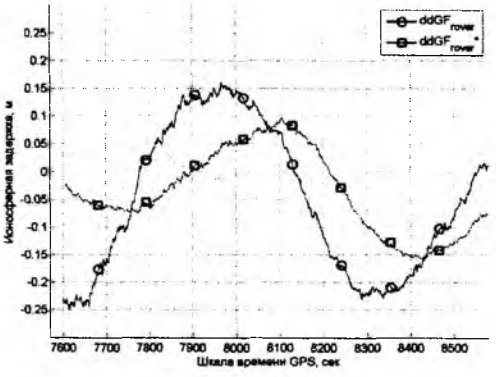
а



Уменьшение RSS после коррекций составило 37 %

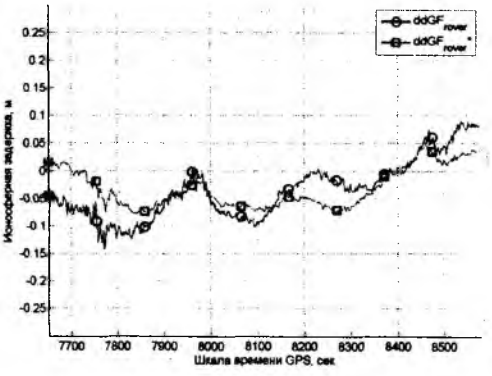
б

Рис. 8. Двойные разности ионосферных задержек после ввода сетевых коррекций и результаты их полиномиальной аппроксимации (использовались полиномы Лежандра) на базе «SHDA»-GLSV: *а* – для спутников SV18-SV21, *б* – для спутников SV10-SV21



До ввода сетевых коррекций RSS=13,0 *см*

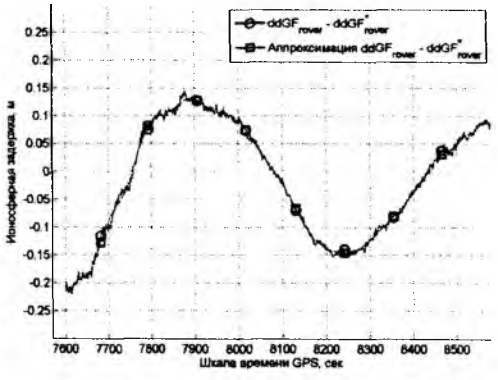
а



До ввода сетевых коррекций RSS=5,4 *см*

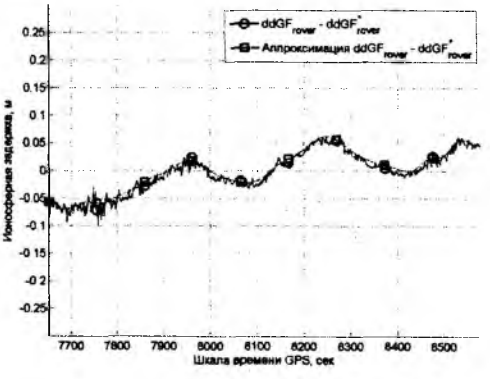
б

Рис. 9. Исходные и интерполированные двойные разности ионосферных задержек на базе «SHDA»-GLSV: *а* – для спутников SV15-SV21, *б* – для спутников SV22-SV21



Уменьшение RSS после коррекций составило 23 %

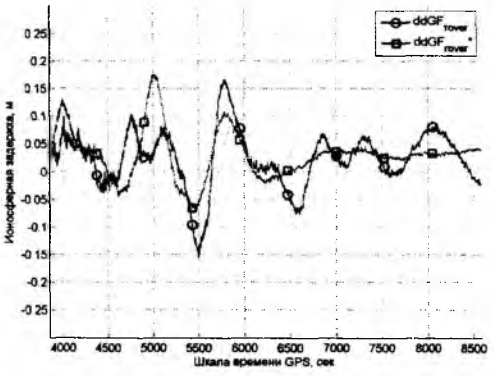
а



Уменьшение RSS после коррекций составило 30 %

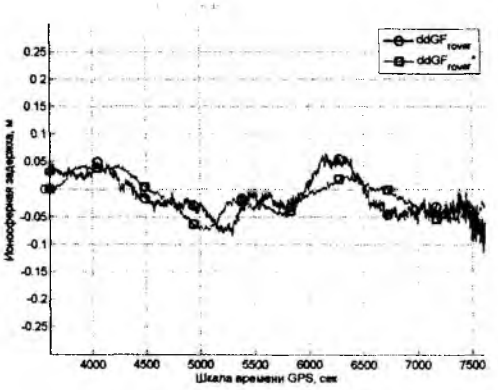
б

Рис. 10. Двойные разности ионосферных задержек после ввода сетевых коррекций и результаты их полиномиальной аппроксимации (использовались полиномы Лежандра) на базе «SHDA»-GLSV: *а* – для спутников SV15-SV21; *б* – для спутников SV22-SV21



До ввода сетевых коррекций RSS=5,1 *см*

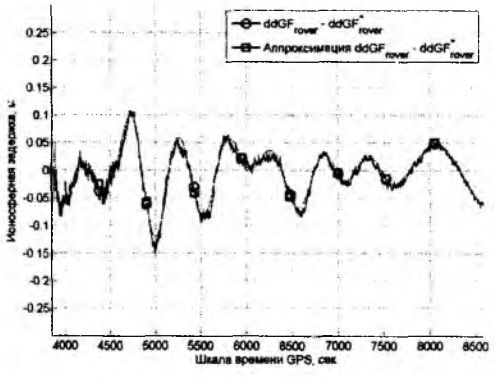
а



До ввода сетевых коррекций RSS=3,5 *см*

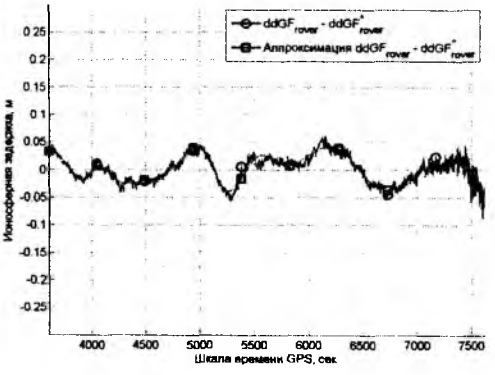
б

Рис. 11. Исходные и экстраполированные двойные разности ионосферных задержек на базе «BOBR»-GLSV: *а* – для спутников SV18-SV21, *б* – для спутников SV10-SV21



Уменьшение RSS после коррекций составило 16 %

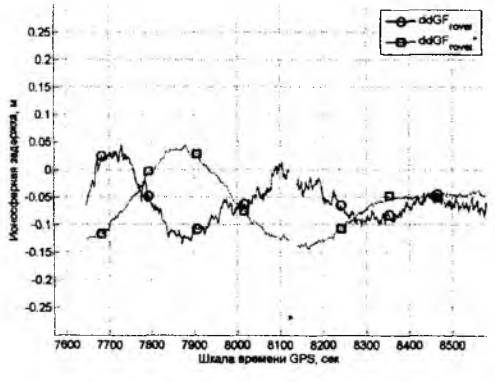
а



Уменьшение RSS после коррекций составило 31 %

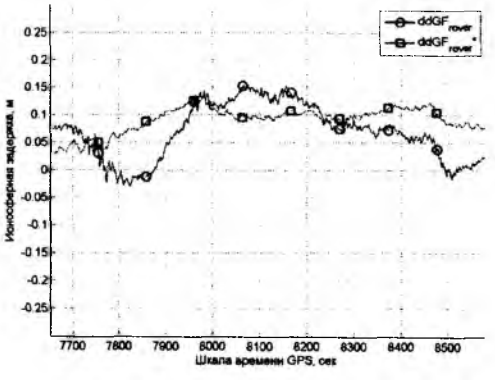
б

Рис. 12. Двойные разности ионосферных задержек после ввода сетевых коррекций и результаты их полиномиальной аппроксимации (использовались полиномы Лежандра) на базе «BOBR»-GLSV: *а* – для спутников SV18-SV21, *б* – для спутников SV22-SV21



До ввода сетевых коррекций RSS=5,1 см

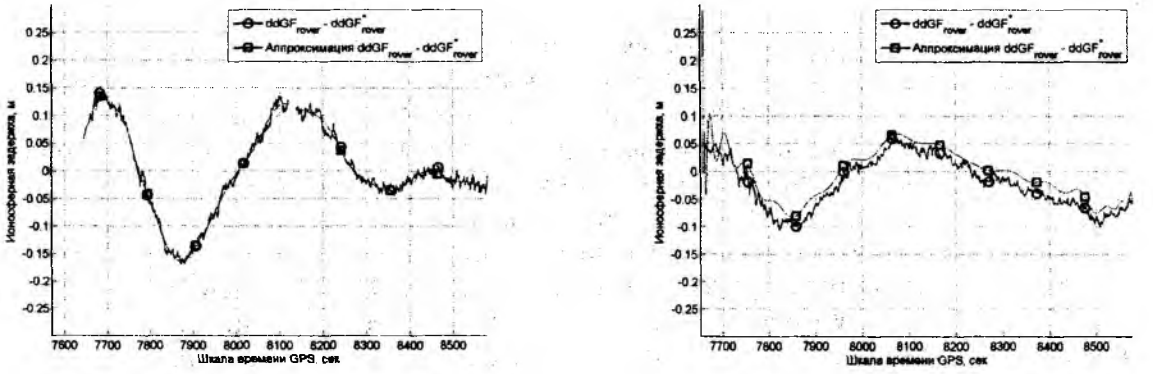
а



До ввода сетевых коррекций RSS=4,8 см

б

Рис. 13. Исходные и экстраполированные двойные разности ионосферных задержек на базе «BOBR»-GLSV :*а* – для спутников SV15-SV21, *б* – для спутников SV22-SV21



Увеличение RSS после коррекций составило 106%

а

Уменьшение RSS после коррекций составило 10%

б

Рис. 14. Двойные разности ионосферных задержек после ввода сетевых коррекций и результаты их полиномиальной аппроксимации (использовались полиномы Лежандра) на базе «BOBR»-GLSV: *а* – для спутников SV15-SV21, *б* – для спутников SV22-SV21

Анализ полученных результатов показал следующее.

Интерполяция ионосферной задержки (внутри зоны, ограниченной базовыми линиями референцных станций) позволяет практически полностью устранить трендовую компоненту ионосферной задержки (максимальные погрешности не превышают ~1 *см*), а также позволяет заметно снизить уровень ионосферных вариаций (до ~40 %).

Экстраполяция ионосферной задержки («роверы» вне зоны, ограниченной базовыми линиями референцных станций) позволяет с погрешностью, не превышающей 2 *см*, устранить трендовую компоненту ионосферной задержки, что больше, чем для случая интерполяции, но все же приемлемо, с точки зрения устранения трендовой составляющей. Важно также отметить, что компенсация вариационной составляющей ионосферной задержки уменьшилась и в среднем уменьшение результирующей погрешности достигает 20 – 30 %. Однако в некоторых случаях (см., например, рис. 13, 14) наблюдался заметный сдвиг исходных и интерполированных кривых (сдвиг составлял примерно половину периода MSTID-вариации – 150 – 200 *с*) и в таких случаях коррекция не уменьшает, а увеличивает (до 100 %) результирующие ионосферные вариации.

Как видно из примеров, представленных на рис. 8, 10, 12, 14, остаточные погрешности сетевой ионосферной коррекции поддаются очень точной полиномиальной аппроксимации (использовались полиномы Лежандра) на больших интервалах – от 15 *мин* до 1,5 *ч*. При этом точная аппроксимация (остаточные погрешности – на уровне шумов) возможна без использования свободного члена полинома, что дает принципиальную возможность совместно оценивать начальные фазовые неоднозначности, остальные коэффициенты аппроксимирующего остаточные ионосферные погрешности полинома и информационные параметры – текущие координаты и расхождения шкал времени приемников. Поэтому устранение трендовой компоненты ионосферной задержки, которое основано на использовании сетевой коррекции, играет принципиальную роль при реализации полного устранения ионосферных погрешностей одночастотных наблюдений. Здесь необходимо отметить, что указанный подход совместной оценки существенно расширенного вектора состояния требует отдельного исследования вопросов достижения устойчивого и более точного оценивания, прежде всего информационных параметров, по сравнению с традиционным подходом, не предполагающим возможность моделирования и оценки мешающих параметров совместно с информационными. Такие исследования условий достижения повышения точности статического и кинематического одночастотного позиционирования на больших базовых расстояниях в условиях разреженных ГНСС-сетей в настоящее время подходят к завершению и будут опубликованы в отдельной работе.

Выводы

1. Трендовые (регулярные) составляющие ионосферных задержек для базовых расстояний 100 – 200 *км* могут быть эффективно компенсированы при реализации как однобазового, так и сетевого методов дифференциальной коррекции ГНСС-наблюдений. Вариационные перемещающиеся MSTID-составляющие ионосферных задержек, достигающие нескольких дециметров, на базовых расстояниях более 50 – 80 *км* не могут компенсироваться с использованием дифференциального метода и/или «трендовых» ионосферных моделей, и именно они принципиально ограничивают точность L1-позиционирования.

2. Предложены методика и алгоритмы обработки наблюдений для оценки/компенсации ионосферной погрешности путем использования наблюдений ГНСС-сетей: Экспериментальным путем доказана возможность значимой компенсации ионосферных задержек ГНСС-наблюдений путем использования сетевых дифференциальных коррекций – интерполяции ионосферных комбинаций наблюдений сети двухчастотных ГНСС-станций, окаймляющих зону местонахождения потребителей.

3. Интерполяция/экстраполяция ионосферной задержки позволяет практически полностью устранить трендовую компоненту ионосферной задержки и заметно (до 40 %) уменьшить уровень ионосферных вариаций, однако при экстраполяции возможны случаи, когда расчетная сетевая коррекция не уменьшает, а увеличивает результирующие ионосферные погрешности.

4. Применение линейной интерполяции/экстраполяции ионосферных задержек в конечном счете позволяет моделировать и затем оценивать (совместно с информационными параметрами и параметрами фазовой целочисленной неоднозначности) вариационные ионосферные погрешности. Такой подход имеет новые значимые перспективы повышения точности статического и кинематического одночастотного позиционирования на больших базовых расстояниях в условиях разреженных ГНСС-сетей.

Список литературы: 1. *Гофманн-Веллінгоф, Б.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія та практика: пер. з англ. / Б. Гофманн-Веллінгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз; пер. з англ за ред. Я. С. Яцківа, – Київ : Наук. думка, 1996. – 380 с. 2. *Rizos Chris*. Principles and practice of GPS surveying // School of engineering, The University of New South Wales, Australia, 1999. – 555 p. 3. *Leick, A.* GPS Satellite Surveying, 3-rd ed., John Wiley – New York, 2003, 464 pp. 4. *Hernandez-Pajares, M., Juan, J.M. and Sanz, J.* Medium-scale traveling ionospheric disturbances affecting GPS measurements: Spatial and temporal analysis [электронный ресурс] / режим доступа http://gage14.upc.es/WARTK-papers/2005JA011474_final.pdf. 5.*Hernández-Pajares, M., Juan, M.J., Sanz, J., Aragon-Angel, A., Ramos-Bosch, P., Odijk, D., Teunissen, P.J.G., Samson, J., Tossaint, M., Albertazzi, M., de Bakker, P., Verhagen, S., van der Marel, H.* Wide-Area RTK. High Precision Positioning on a Continental Scale // Inside GNSS, March/April 2010, pp. 35-46. 6. *ICD-GPS-200*, Revision C, Initial relies http://www.navcen.uscg.gov/pubs/gps/icd200/ICD200Cw1234.pdf. 7. *Желанов, А.А., Бессонов, Е.А.* Использование глобальных ионосферных карт IGS в задачах высокоточного ГНСС-позиционирования // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков, 2011. – Т. 5, № 3. – С. 302-306. 8. *Жалило, А.А., Бессонов, Е.А.* О проблеме учета ионосферной задержки навигационных сигналов в задачах точного ГНСС-позиционирования // 4-й Междунар. радиоэлектрон. форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» – Харьков : ХНУРЭ, 2011. – Т. 1, №2. – С. 62 – 65. 9. *Al-Shaery, A., Lim, S., and Rizos, C.* Investigation of Different Virtual Reference Station Techniques / A. Al-Shaery, S. Lim, and C. Rizos // Journal of Global Positioning Systems (2010).– Vol.9, No.1. 10. *Takac, Frank, Zelzer, Oliver*. The Relationship Between Network RTK Solutions MAC, VRS, PRS, FKP and i-MAX," Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008), Savannah, GA, September 2008, pp. 348-355. 11. *Schüler, E., Torben Schüler, T.* Active GNSS Networks and the Benefits of Combined GPS + Galileo Positioning // Inside GNSS, November/December 2007, pp. 46-55. 12. *Zhalilo, A., Shelkovenkov, D.* (2007) Features and service performance of multifunctional software toolkit "OCTAVA" for processing and analysis of GPS/GNSS observations, GEOS 2007 Conference Proceedings, Prague, Czech Republic, 1st – 2nd March 2007, pp. 102-110.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.05.2012

УДК 629.056.84

А. И. ЯКОВЧЕНКО

ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ И СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ГНСС-НАБЛЮДЕНИЙ И ИХ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ PPP

Введение

При применении глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) для определения местоположения (позиционировании) с дециметровой/сантиметровой точностью в задачах геодезии, землеустройства, геодинамики, мониторинга объектов и сооружений, ГИС, аэрофотосъемки и др. в большинстве случаев используется дифференциальный метод, при котором наблюдения подвижного («роверного») приемника потребителя комбинируются с наблюдениями одной или нескольких референцных станций [1]. Разновидностью дифференциального метода определений является высокопроизводительный режим кинематики в реальном времени (RTK – Real Time Kinematic). В то же время дифференциальный метод определений обладает и рядом недостатков. В реальности существует множество условий, при которых реализация дифференциального метода становится либо невозможной, либо нецелесообразной (например, референцные станции отсутствуют или находятся на значительном удалении от места проведения съемки, информация референцных станций недоступна вследствие нарушения средств коммуникации при природных катаклизмах и техногенных катастрофах и т.д.). В последнее время точность информационных продуктов (точные эфемериды и параметры часов, параметров вращения Земли и т.д.), формируемых и распространяемых, например международной службой IGS [1 – 4], значительно возросла, что позволяет достичь высокой точности позиционирования при использовании наблюдений единственного приемника без использования информации референцных станций. Такой метод получил название метода точного позиционирования PPP (Precise Point Positioning) [2, 3]. Для компенсации основных погрешностей данный метод предполагает использование высокоточных оценок орбит и часов спутников, оценок тропосферных и ионосферных параметров, межчастотных задержек сигналов в аналоговых трактах спутников, которые предоставляют для массового бесплатного использования в международных сервисных центрах обработки GPS/GNSS наблюдений, таких как IGS, EPN, BKG, JPL и др.

При реализации метода PPP принципиальное значение, в отличие от дифференциального метода, приобретает учет (компенсация) влияния ряда специфических источников погрешностей, таких, как геодинамические (приливные и др.) эффекты, эффекты дополнительного фазового набега, обусловленного вращением антенн спутника и приемника («wind-up»-эффекта), неравномерности фазовых характеристик антенн спутников и приемников, погрешностей эфемеридно-временного обеспечения и т.д.

В данной работе рассмотрены алгоритмы учета таких погрешностей, а также представлены рекомендации по расчету и вводу соответствующих коррекций в результаты фазовых наблюдений в задачах высокоточного позиционирования. Важными источниками погрешностей PPP-определений, так же, как и для дифференциального метода, являются ионосферная и тропосферная составляющие погрешностей наблюдений, которые в данной работе детально не рассматриваются, т.к. требуют отдельного расширенного анализа и определения подходов по их оценке и парированию с учетом особенностей позиционирования, что будет предметом дальнейшего изучения. Исследования выполнены с целью разработки отечественных методов и алгоритмов PPP-позиционирования.

Источники погрешностей наблюдений, состав оцениваемых параметров

Уравнения кодовых и фазовых наблюдений можно записать в следующем виде [2]:

$$S^j_{1,2}(t_k) = R^j(t_k) + \left[\Delta^{GNSS} - \Delta^{j,GNSS}\right] + I^j(t_k) + Tr^j(t_k) + (b_{c1,2} - B^j_{c1,2}) +$$

$$\Delta\rho_{pcv1,2}(t_k) + \delta GEO + \delta S^j_{c1,2}(t_k)$$

$$L^j_{1,2}(t_k) = R^j(t_k) + \left[\Delta^{GNSS} - \Delta^{j,GNSS}\right] - \mu_{1,2} \cdot I^j(t_k) + Tr^j(t_k) + (b_{\varphi 1,2} - B^j_{\varphi 1,2}) + N^j_{1,2} \cdot \lambda_{1,2} +$$

$$\Delta\rho_{pcv1,2}(t_k) + \Delta\Phi_{wup} \cdot \lambda_{1,2} + \delta GEO + \delta L^j_{1,2}(t_k)$$

где t_k – эпоха наблюдений; j – индекс спутника; $S^j_{1,2}(t_k)$, $L^j_{1,2}(t_k)$ – кодовые (S) и фазовые (L) псевдодальности на частотах L1 и L2; $R^j(t_k)$ – геометрическая дальность; Δ^{GNSS} – расхождение шкалы времени приемника и шкалы времени ГНСС; $\Delta^{j,GNSS}$ – расхождение шкалы времени спутника и шкалы времени ГНСС; $I^j(t_k)$ – ионосферная задержка сигнала; $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = \gamma^2$, $\gamma^2 = \lambda_2^2 / \lambda_1^2$, $\lambda_{1,2}$ – длины волн несущих колебаний на частотах L1 и L2; $Tr^j(t_k)$ – тропосферная задержка сигнала; $b_{c1,2}, B_{c1,2}, b_{\varphi 1,2}, B_{\varphi 1,2}$ – кодовые (C1,C2) и фазовые (Φ_1, Φ_2) инструментальные (аппаратные) задержки в тракте приемников (b) и спутников (B); $N^j_{1,2}$ – начальные фазовые неоднозначности – неизвестные целые числа длин волн на частотах L1 и L2; $\Delta\rho_{pcv1,2}(t_k)$ – вариации фазового центра приемной антенны на частотах L1 и L2; δGEO – погрешности, обусловленные геодинамическими эффектами; $\delta GEO = \delta_{solidtide} + \delta_{oceantide} + \delta_{poletide}$; $\delta_{solidtide}$ – поправка на земные приливы; $\delta_{oceantide}$ – поправка на океанические приливы; $\delta_{poletide}$ – полярные приливы; $\Delta\Phi_{wup}$ – «wind-up» эффект; $\delta S^j_c(t_k), \delta L^j_{1,2}(t_k)$ – погрешности многолучевости и шумов кодовых (S) и фазовых (L) наблюдений.

Составляющие уравнений наблюдений условно можно разделить на три группы:

1) *Оцениваемые параметры*. К ним относятся координаты приемника и расхождение шкал приемника и ГНСС. Также к оцениваемым параметрам в режиме PPP, как правило, относят тропосферную задержку.
2) *Моделируемые параметры*. Это те параметры, которые не оцениваются и рассчитываются по известным моделям. К этим параметрам относят вариации фазовых центров антенн спутников и приемников, аппаратурные задержки, поправки, вызванные геодинамическими эффектами и «wind-up»-эффектом.
3) *Шумы и вклад из-за многолучевости наблюдений*, которые не могут быть смоделированы, оценены и скомпенсированы.

Ионосферную задержку в двухчастотной аппаратуре обычно компенсируют путем комбинирования наблюдений на разных частотах (использованием т.н. «безионосферной» комбинации наблюдений) [1]. В одночастотной аппаратуре ее либо рассчитывают по известной модели (модели Клобушара), либо используют так называемые ионосферные карты, распространяемые Центром определения орбит в Европе CODE [5].

При реализации дифференциального режима определений повышение точности навигационных определений достигается за счет того, что погрешности наблюдения навигационных параметров «роверного» приемника и референцной станции являются коррелированными. При формировании разностей измеряемых параметров «роверного» приемника и референцной станции большая часть медленноменяющихся погрешностей компенсируется. Так, например, при дифференциальном режиме обычно не вводят поправки на геодинамические

эффекты, «wind-up»-эффект, аппаратные задержки, вариации фазовых центров спутников и приемников. Применяются упрощенные модели, не требующие особой точности, используются бортовые эфемериды и параметры часов, для расчета тропосферной задержки используются известные модели.

При PPP разности наблюдений между разнесенными приемниками не формируются, поэтому перечисленные геодинамические и др. погрешности не компенсируются и вносят свой вклад в измеряемые параметры и, следовательно, в погрешности позиционирования. Они не могут быть оценены в ходе обработки наблюдений, и для получения высокой точности позиционирования должны быть рассчитаны и учтены как можно точнее. Кроме того, для метода PPP точности моделирования тропосферной задержки оказывается недостаточно, поэтому зенитную тропосферную задержку обычно включают в число оцениваемых параметров.

Ниже рассмотрены перечисленные выше источники и составляющие погрешностей.

Погрешности эфемеридно-временного обеспечения

Для повышения точности позиционирования в режиме PPP используются точные эфемериды. Точные эфемериды – это продукт постобработки ГНСС-наблюдений, распространяемые службой IGS в виде суточных файлов в формате SP3 [6]. Файлы содержат координаты центра масс спутников и расхождения бортовых шкал времени спутников и системной шкалы времени ГНСС, рассчитанные с интервалом 15 *мин*. Координаты центра масс спутника на любое время в пределах суток могут быть получены путем интерполирования данных, записанных в файле, с использованием полиномов Лагранжа.

Пусть на моменты времени t_i имеются значения функции $f(t_i)$. Тогда значение функции в точке t вычисляется по формуле

$$F(t)=\sum_{i=1}^{n} L_i(t) f_i(t_i), \text{ где } L_i=\prod_{\substack{j\neq i \\ j=1}}^{n} \frac{t-t_j}{t_i-t_j}; \qquad (1)$$

n – степень сглаживающего полинома Лагранжа.

В качестве значений функции $f(t_i)$ используются координаты или расхождения бортовой шкалы времени и шкалы времени системы. Исследования показали, что для обеспечения миллиметровой точности расчета координат (методическая погрешность) необходимо использовать полином не ниже 9-й степени [1]. Для интерполяции расхождения бортовой шкалы времени необходимо использовать полином Лагранжа не ниже 3-й степени.

При использовании точных эфемерид в формате SP3 получаются хорошие результаты определения координат спутника, но расхождения шкал времени спутника и шкалы времени системы определяются хуже, т.к. расхождения шкал времени не являются гладкой функцией и труднее поддаются интерполяции. Для повышения точности определения расхождений бортовых шкал времени спутников и системной шкалы времени используются файлы часов (*.clk) в формате RINEX. В отличие от файла точных эфемерид в формате SP3, где данные записываются с интервалом 15 *мин* в файле (*.clk) интервал записи составляет 5 *мин* или даже 30 *с*, что позволяет получить гораздо более точные результаты. При этом используется тот же алгоритм интерполяции по методу Лагранжа.

При использовании точных эфемерид необходимо учитывать тот факт, что в файле точных эфемерид приводятся координаты центра масс спутника, в то время как в математической модели ГНСС-наблюдений используются координаты фазового центра антенн. Поэтому координаты центра масс спутника должны быть пересчитаны в координаты фазового центра антенны.

На рис.1 изображена ориентация спутника в пространстве и бортовая система координат спутника.

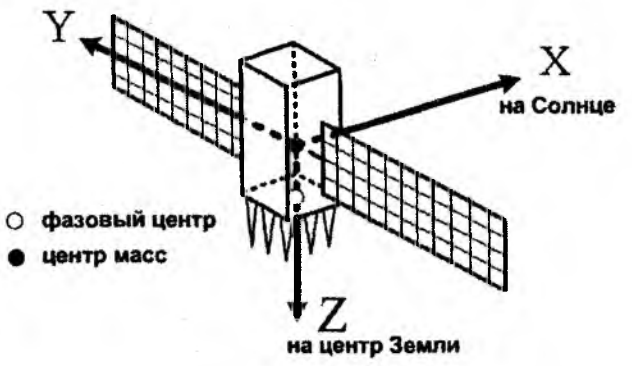


Рис. 1

Ось Z системы координат спутника направлена к центру масс Земли, ось Y направлена вдоль оси вращения солнечных панелей и совпадает с векторным произведением оси Z и направления на Солнце. Ось X направлена на Солнце и дополняет систему до правой.

Величины смещений фазового центра антенн для всех спутников систем ГЛОНАСС и GPS могут быть получены из файлов IGS в формате ANTEX. При учете смещения фазового центра антенны спутника вычисляется коррекция, которая равна проекции вектора смещения фазового центра на направление от спутника к приемнику. Таким образом, для расчета величины смещения необходимо знать координаты Солнца на момент излучения. Кроме того, при реализации PPP-позиционирования необходимо учитывать различное поведение спутников при нахождении их в тени Земли [4, 7]. На рис. 2 изображены интервалы времени, когда спутники GPS находятся в тени Земли (по данным 11 декабря 2008 г.).

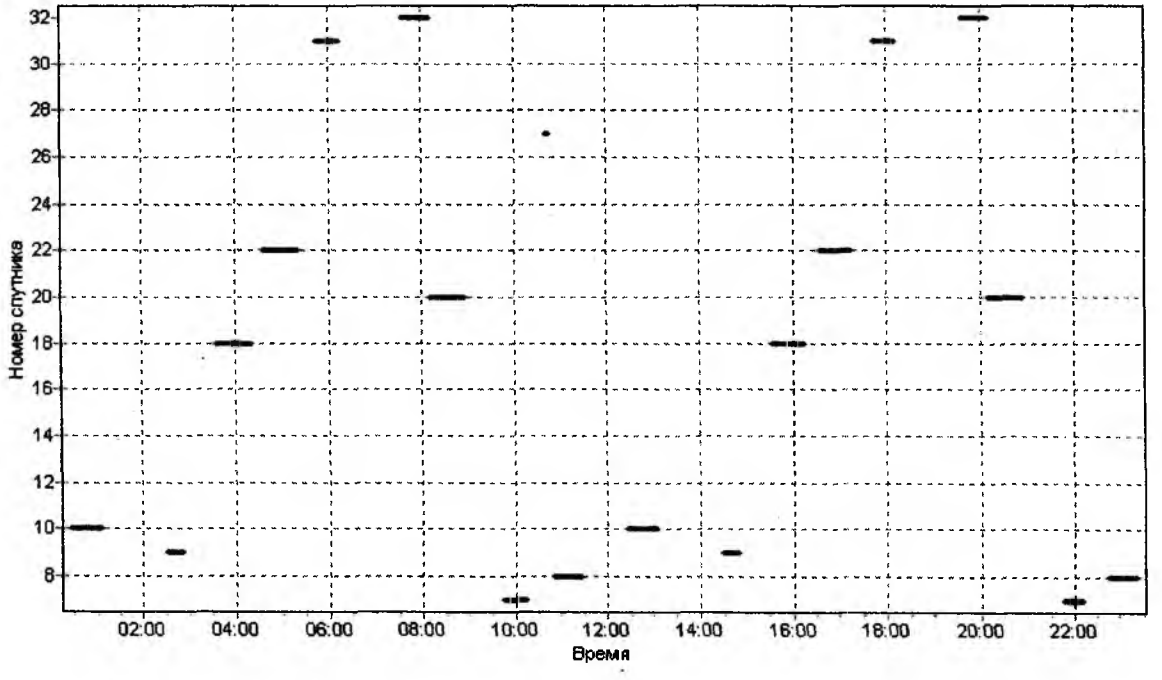


Рис. 2

Солнечные батареи спутников GPS BLOCK IIR всегда ориентированы в сторону Солнца, независимо от того, освещен спутник или находится в тени Земли, поэтому координаты фазового центра антенны могут быть рассчитаны.

Поведение спутников GPS BLOCK II/IIA является более сложным. Если спутник освещен, его солнечные батареи направлены в сторону Солнца. При заходе спутника в тень Земли солнечные датчики уже не могут контролировать положение спутника и начинается

рыскание оси X спутника вокруг оси Z. Рыскание производится по сложному закону, моделирование которого весьма затруднено. Спутник может находиться в тени до 60 *мин* (см. рис. 2). После выхода спутника из тени начинается процесс восстановления ориентации спутника, в результате чего солнечные батареи снова будут направлены в сторону Солнца. Этот период может длиться до 30 *мин*. Таким образом, при наблюдениях спутников GPS BLOCK II/IIA имеются участки продолжительностью до 90 *мин*, на которых поворот спутника, а значит, и положение фазового центра, не могут быть точно рассчитаны. На этих участках наблюдаются увеличенные погрешности определения координат фазового центра антенны и расхождения шкал времени спутника и системного времени. Это может привести к значительному снижению точности позиционирования в режиме PPP, поэтому данные участки должны быть исключены из обработки. В настоящее время группировка GPS содержит 11 спутников BLOCK II/IIA и этот фактор обязательно должен быть учтен в математическом и программном обеспечении обработки ГНСС наблюдений, чтобы исключить появление аномальных результатов координатных определений.

На рис.3 изображены составляющие разности дальностей до спутников GPS для станции KHAR (г. Харьков), рассчитанные по бортовым и точным эфемеридам на 11 ноября 2011 г.

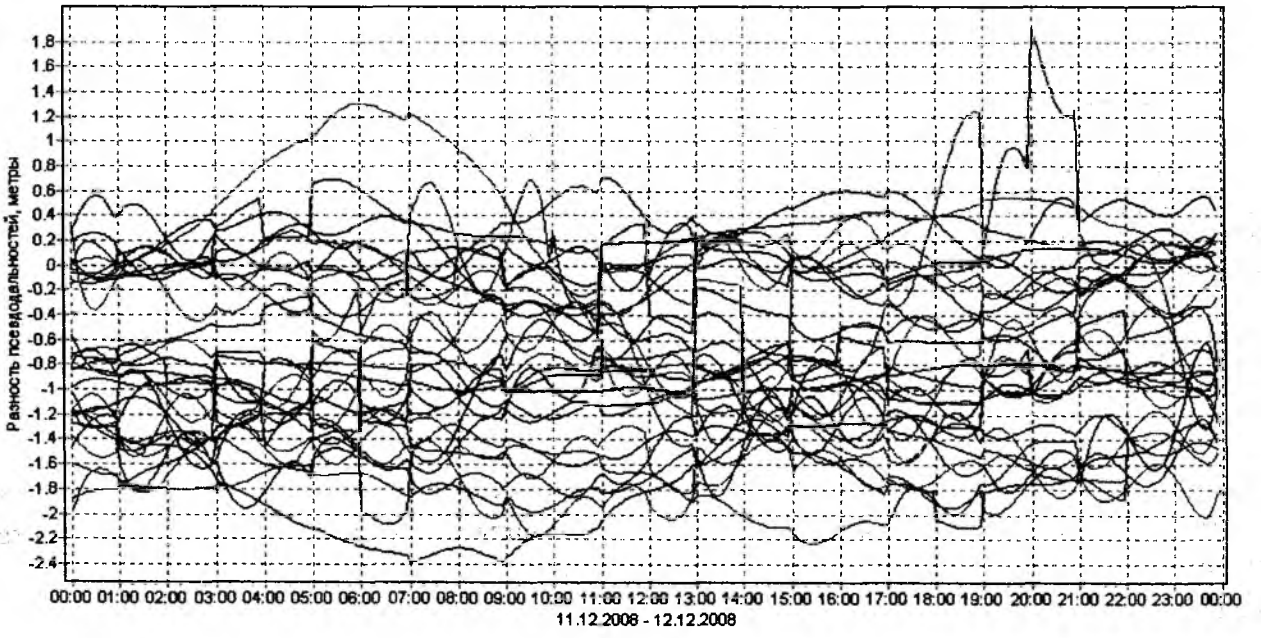


Рис. 3

При расчетах учитывались смещения фазового центра антенн от центра масс. Как следует из рисунка, погрешность псевдодальности, обусловленная неточным знанием координат спутника, достигает величины 2,5 *м*.

«Wind-up»-эффект

Спутники GPS передают радиосигналы с правой круговой поляризацией, следовательно, наблюдаемая фаза несущей зависит от взаимной ориентации антенн спутника и приемника [4, 8]. Например, осуществление одного оборота любой из антенн – спутника или приемника – вокруг ее оси приведет к изменению фазы несущей на величину одного цикла (одной длины волны). Это явление и называется эффектом накрутки фазы несущей («wind-up»–эффект) [8]. Положим, что антенна приемника не вращается и остается ориентированной в фиксированном направлении. Для поддержки энергии питания бортовой аппаратуры спутников их солнечные панели должны быть всегда ориентированы в сторону Солнца (ось X на рис.4), в то время как передающая антенна спутника направлена в центр Земли (ось Z). Поэтому для получения максимальной энергии бортовые системы управления спутников медленно

вращают спутники, а значит, и антенны, вокруг продольной оси (т.е., относительно наземного приемника) в соответствии с изменением геометрии «спутник – Солнце».



Рис. 4

В случае, когда спутник пересекает воображаемую линию, соединяющую Солнце и Землю, наблюдается периоды более быстрого вращения спутника, так называемые «полуденный» (когда спутник расположен между Солнцем и Землей) и «полуночный» (когда спутник расположен в тени Земли) развороты. При этом антенна спутника менее чем за полчаса делает разворот на 180°, что приводит к резкому изменению фазы наблюдаемых сигналов на половину длины волны.

Согласно [8], коррекция фазы (в радианах) может быть вычислена из скалярного (·) и векторного (×) произведения:

$$\Delta\phi = sign(\zeta)Cos^{-1}(D' \cdot D / |D'||D|), \qquad (2)$$

где $\zeta = \hat{k} \cdot (D' \times D)$, $\hat{k}$ – единичный вектор спутник-приемник и D', D – эффективные дипольные вектора спутника и приемника, вычисленные по текущему единичному вектору положения корпуса спутника $(\hat{x}', \hat{y}', \hat{z}')$ и местному единичному вектору приемника, обозначенному $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$:

$$D' = \hat{x}' - \hat{k}(\hat{k} \cdot \hat{x}') - \hat{k} \times \hat{y}',$$
$$D = \hat{x} - \hat{k}(\hat{k} \cdot \hat{x}) + \hat{k} \times \hat{y}.$$

Непрерывность между соседними наблюдениями фазы должна обеспечиваться добавлением члена $\pm 2\pi$.

На рис.5 изображена зависимость «wind-up»-эффекта для частоты L1 GPS от времени для всех спутников рабочего созвездия, рассчитанная по соотношению (2) для станции, расположенной в г. Харьков, на 11 декабря 2008 г.

Как следует из анализа кривых на рис. 5, в течение интервалов наблюдения спутников наблюдаются значительные (до 10 *см*) изменения фазы, вызванные изменением ориентации передающей антенны спутника. Отчетливо видны периоды разворотов спутников, вызывающие быстрое изменение фазы несущей за относительно короткий интервал времени.

Для позиционирования в дифференциальном режиме с расстояниями между станциями до несколько сотен километров поправкой, вызванной «wind-up»-эффектом, можно пренебречь. Однако при обработке фазовых наблюдений на больших базовых расстояниях разность поправок может достигать значительных величин и обязательно должна учитываться. На рис. 6 изображена разность набегов фаз за счет «wind-up»-эффекта для двух стаций, находя-

щихся на расстоянии 4000 *км* друг от друга. Данные выводы хорошо согласуются с результатами, представленными в работах [4, 8].

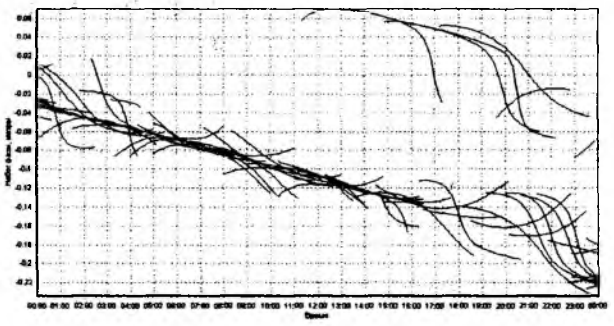


Рис. 5

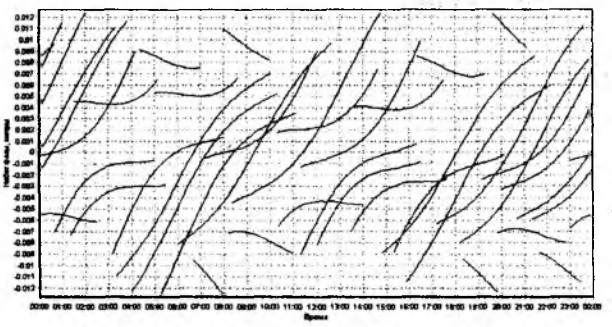


Рис. 6

При реализации PPP-позиционирования необходимо учитывать описанное выше различное поведение спутников при нахождении их в тени Земли и выходе из тени. Положение спутников GPS BLOCK IIR, а значит, и «wind-up»-эффект, могут быть легко рассчитаны, в то время как при наблюдениях спутников GPS BLOCK II/IIA имеются участки продолжительностью до 90 *мин*, на «wind-up»-эффект не может быть рассчитан. По возможности при обработке наблюдений в режиме PPP такие участки измерительной информации должны быть исключены из обработки.

Земные приливы

«Твердая» Земля на самом деле является достаточно гибкой для того, чтобы реагировать на те же гравитационные силы, которые вызывают океанские приливы. Периодические вертикальные и горизонтальные смещения, вызванные приливами, представлены сферическими гармониками степени и порядка (n,m), характеризуемыми числами Лява и Шида [9]. Эффективные значения этих чисел слабо зависят от широты и частоты приливов и должны учитываться, если нужно получить точность позиционирования 1 *мм*. Однако для 5-миллиметровой точности необходимо применение только членов коррекции приливов и высоты второго порядка [9]. При этом смещение приемника, вызванное земными приливами, в картезианских координатах $\Delta\bar{r}^T = |\Delta x, \Delta y, \Delta z|$ может быть рассчитано по формуле [4]:

$$\Delta\bar{r} = \sum_{j=2}^{3} \frac{GM_j}{GM} \frac{r^4}{R^3{}_j} \left\{ \left[3l_2(\bar{R}_j \cdot \bar{r}) \right] \bar{R}_j + \left[3\left(\frac{h_2}{2} - l_2\right)(\bar{R}_j \cdot \bar{r})^2 - \frac{h_2}{2} \right] \bar{r} \right\} + \left[\left(-0.025m \cdot Sin\phi \cdot Cos\phi \cdot Cos(\Theta_g + \lambda) \right] \right] \cdot \bar{r} \tag{3}$$

где GM, GM_j – гравитационные параметры Земли, Луны ($j=2$) и Солнца ($j=3$); r, R_j – геоцентрические вектора состояния станции, Луны и Солнца с соответствующими единичными векторами $\bar{r}, \bar{R}_j$ соответственно, l_2 и h_2 – номинальные безразмерные числа Лява и Шидда второго порядка (около 0.609 и 0.085); ϕ, λ – широта и долгота места, положительная на восток, и Θ_g – гринвичское звездное время. Приливная коррекция (3) может достигать величины 30 *см* в радиальном направлении и 5 *см* в горизонтальном. Она состоит из постоянного смещения, зависящего от широты, и периодической части с преимущественно полусуточным и суточным изменениями амплитуды. Периодическая часть в основном усредняется для статического позиционирования в течение 24-часового периода. Тем не менее, постоянная часть, которая достигает 12 *см* в средних широтах (в радиальном направлении), остается в таком положении и при 24-часовом усреднении. Постоянные приливные искажения, в соответствии с принятым ITRF соглашением, также должны учитываться [9], т.е. должна применяться полная коррекция (4), которая включает как постоянные, так и периодические

приливные смещения, чтобы быть совместимым с ITRF (так называемой «Tide-free») референцной системой. Даже при усреднении в течение длительного периода времени пренебрежение приливной коррекцией (4) при абсолютном позиционировании может привести к систематическим ошибкам до 12 и 5 *см* в радиальном и северном направлении соответственно. Смещения в направлении на север, восток и по вертикали могут быть легко получены умножением равенства (3) на соответствующие единичные векторы.

На рис.7 изображено смещение станции KHAR (г. Харьков, Украина), вызванное приливами земной поверхности в направлении на север, восток и по высоте, рассчитанные по формуле (3) на 1 июня 2011 г.

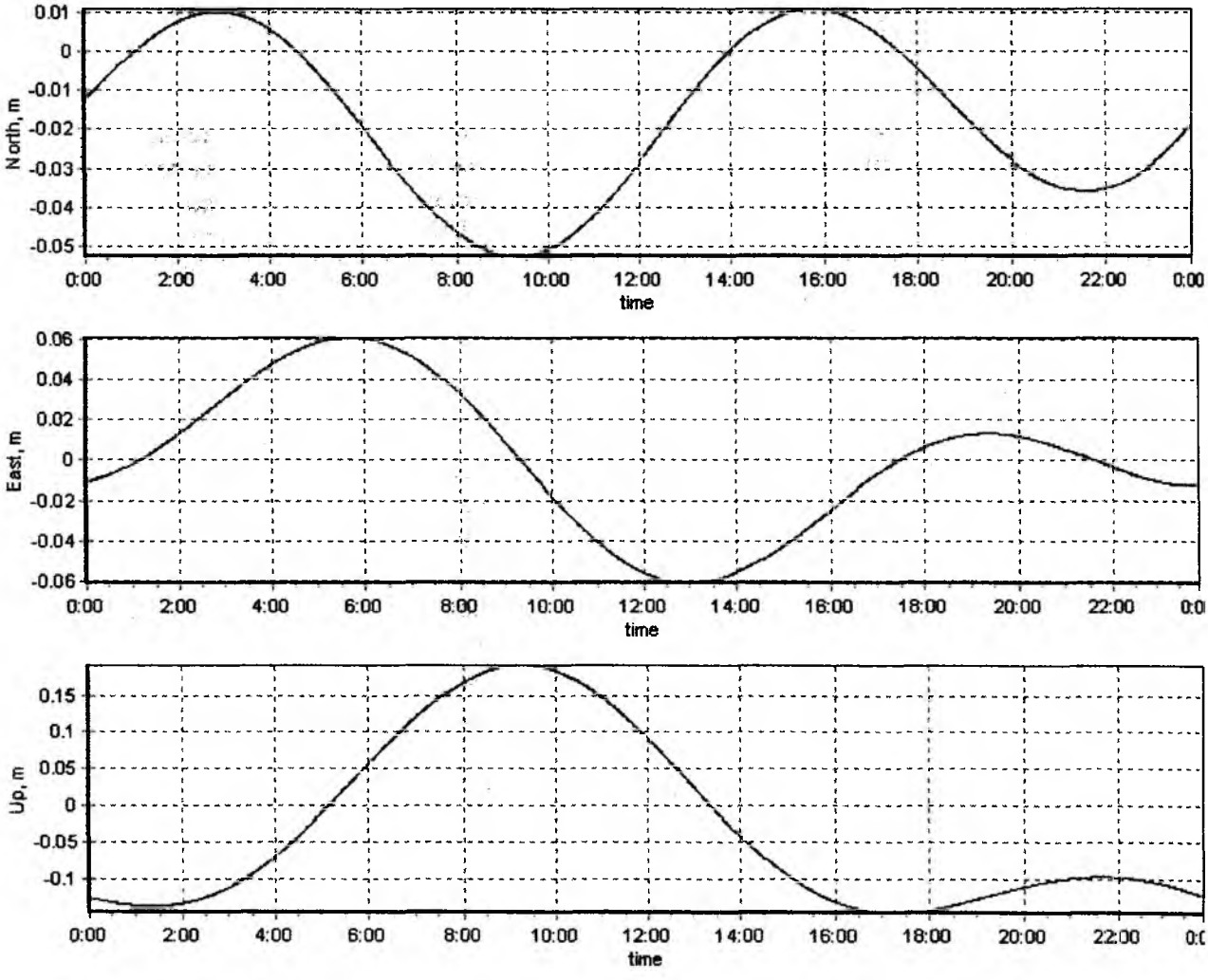


Рис. 7

При использовании дифференциального режима на коротких базовых линиях (до 100 *км*), станции имеют почти идентичные приливные смещения, поэтому приливами земной поверхности можно пренебречь.

Океанические приливы

Океанические приливы – это деформации поверхности Земли под воздействием приливных масс океанов. Во время приливов океанов происходит движение больших масс воды, которые вызывают периодическое перераспределение нагрузки на дно океана. Так как Земля не является жесткой, она деформируется под воздействием такой нагрузки. Это приводит к наклону и смещению станции в вертикальной и горизонтальной плоскости. Океанические приливы вызываются гравитационным притяжением Луны и Солнца, и поскольку их движе-

ние несинхронно, морские приливы могут быть описаны как сумма нескольких приливных волн, каждая из которых имеет свой собственный период. Для расчетов используются 11 периодов (гармоник) с наибольшей амплитудой [9].

Океанические приливы похожи на приливы земной поверхности, в них преобладают суточные и полусуточные периоды, и они не имеют постоянной части. Смещения, вызванные океаническими приливами, на порядок меньше, чем смещения приливов земной поверхности, и они более локализованы. Наиболее сильно океанические приливы проявляются на участках земной коры, расположенных в непосредственной близости от океана. Для станций, расположенных внутри материков, вдали от океанов, при длительных интервалах наблюдения (больше 24 *ч*) океаническими приливами можно пренебречь. Но для точного кинематического позиционирования или точного статического позиционирования в прибрежных районах с короткими интервалами наблюдений (значительно меньше 24 *ч*) эти эффекты необходимо принимать во внимание. Кроме того, данные эффекты должны учитываться при оценке зенитной тропосферной задержки и в приложениях, где требуется точная оценка часов, даже если станция находится вдали от океана (дальше 1000 *км*) и при длительных интервалах наблюдения, иначе данные погрешности войдут в оценку зенитной тропосферной задержки и параметров часов.

Океанические приливы могут быть рассчитаны по следующей формуле [9]:

$$\Delta c = \sum_j f_j A_{c_j} Cos(\omega_j t + \chi_j + u_j - \Phi_{c_j}), \qquad (4)$$

где f_j и u_j – коэффициенты, зависящие от широты и долготы лунного узла. С погрешностью 1 – 3 *мм* можно положить $f_j = 1$ и $u_j = 0$. Суммирование по j представляет собой 11 приливных волн, обозначаемых $M_2, S_2, N_2, K_2, K_1, O_1, P_1, Q_1, M_f, M_m$ и S_{SA}; ω_j и χ_j – угловые скорости и астрономический аргумент на время $t = 0$ч, соответствующие j-й компоненте приливной волны.

Аргументы χ_j приведены в [9]. Амплитуды и фазы A_{c_j} и Φ_{c_j} для конкретных станций в радиальном направлении, направлении на север и восток, были получены с использованием глобальной модели приливов океанов, а также базы данных береговых линий. Таблица амплитуд и фаз A_{c_j} и Φ_{c_j} станций ITRF приведена в [10]. Значения амплитуд и фаз A_{c_j} и Φ_{c_j} для любой станции могут быть получены с помощью on-line сервиса [11].

На рис.8 и 9 представлены смещения, вызванные океаническими приливами, рассчитанные по формуле (4) с использованием таблиц для станций KSMV (Kashima, префектура IBARAKI, Япония) и GLSV (г. Киев, Украина). Как следует из рисунков, смещения, вызванные океаническими приливами для станции KSMV, расположенной на берегу океана, могут достигать значительной величины – 50 *мм*. Смещения станции GLSV гораздо меньше – до 10 *мм*. Смещения станций, расположенных вдали от океанов, сильно коррелированны даже для станций, далеко расположенных друг от друга. Таким образом, для расчетов смещений таких станций достаточно использовать данные амплитуд и фаз A_{c_j} и Φ_{c_j} для ближайшей перманентной станции из таблицы [10]. В случае, когда ближайшая станция расположена на значительном удалении, особенно в прибрежных районах, необходимо рассчитать индивидуальные данные амплитуд и фаз A_{c_j} и Φ_{c_j}, зная приближенное местоположение станции, с помощью on-line сервиса [11] и воспользоваться ими для расчета смещений. При обработке в дифференциальном режиме смещения, вызванные океаническими приливами,

практически полностью компенсируются, и поправка на океанические приливы может не учитываться.

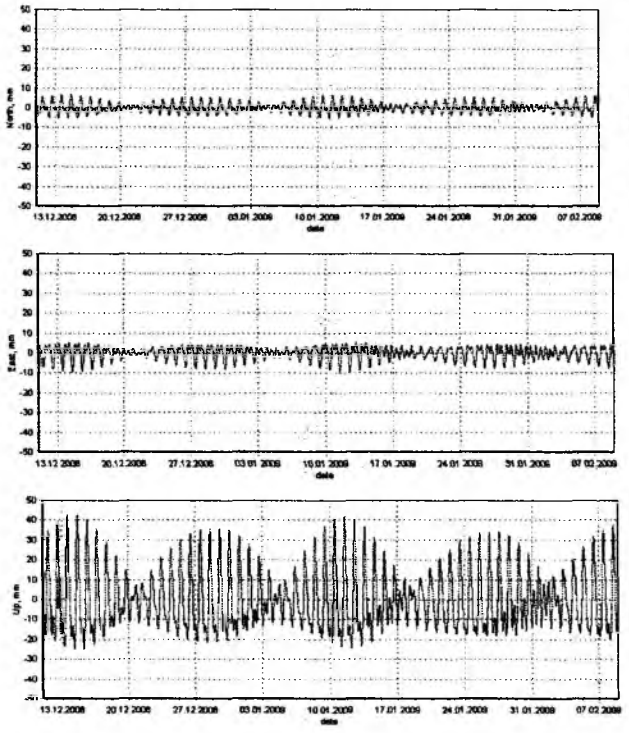


Рис. 8

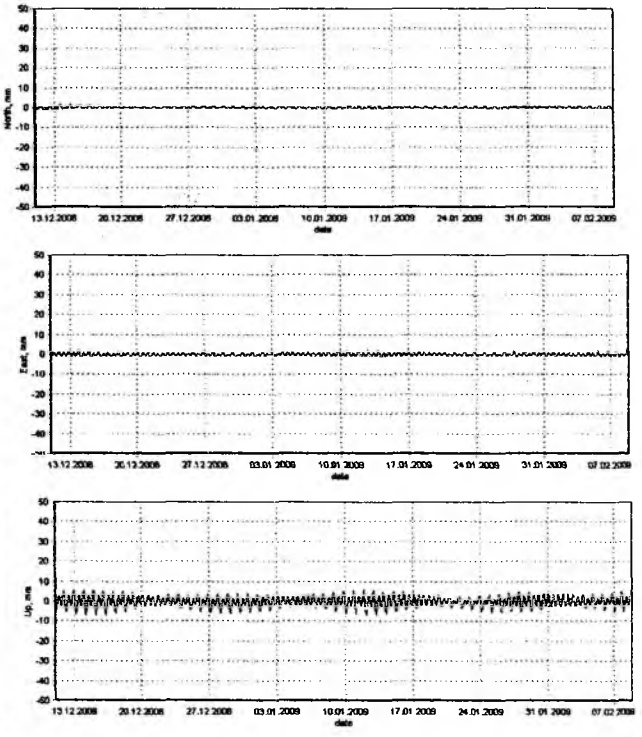


Рис. 9

Полярные приливы

Полярные приливы – это периодические смещения оси вращения Земли, вызванные изменениями гравитационного потенциала Земли под воздействием Солнца и Луны. Поправки по широте, долготе и высоте (в миллиметрах), вызванные полярными приливами, можно приблизительно рассчитать по формуле

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= -9Cos2\phi\left[\left(X_p - \bar{X}_p\right)Cos\lambda - \left(Y_p - \bar{Y}_p\right)Sin\lambda\right]\\ \Delta\lambda &= 9Sin\phi\left[\left(X_p - \bar{X}_p\right)Sin\lambda - \left(Y_p - \bar{Y}_p\right)Cos\lambda\right]\\ \Delta h &= -33Sin2\phi\left[\left(X_p - \bar{X}_p\right)Cos\lambda - \left(Y_p - \bar{Y}_p\right)Sin\lambda\right]\end{aligned}, \qquad (5)$$

где $\left(X_p - \bar{X}_p\right)$ и $\left(Y_p - \bar{Y}_p\right)$ – отклонения координат полюса от среднего значения $\left(\bar{X}_p, \bar{Y}_p\right)$ в секундах дуги (средние значения полюса приведены в [9]). В отличие от земных приливов и океанических приливов, среднее значение полярных приливов не равно нулю на интервале 24 *ч*. Они постепенно меняются в зависимости от движения полюса и имеют преимущественно сезонный и Чендлеровский (~ 430 дней) периоды. Поскольку движение полюса может достигать 0,8 *с* дуги, максимальное смещение за счет полярных приливов может достигать около 25 *мм* в высоту и около 7 *мм* в горизонтальном направлении.

Для расчета поправок, обусловленных полярными приливами, необходимо знать положение полюса на эпоху наблюдений. Эти данные могут быть получены из файлов данных вращения Земли (*.erp), которые формируются вместе с файлами точных эфемерид SP3.

На рис.10 и 11 представлены смещения, вызванные полярными приливами, рассчитанными по формуле (5), для станций GLSV (г. Киев, Украина) и UZHL (г. Ужгород, Украина). Из рисунков следует, что смещения станций GLSV и UZHL, обусловленные полярными приливами, достигают 10 *мм* по высоте и 2 *мм* в плане, поэтому должны учитываться при обработке в режиме PPP. В то же время, разность смещений для данных станций достигает

4 *мм* по высоте и 1 *мм* в плане, поэтому при высокоточных большебазовых относительных определениях данные поправки также необходимо учитывать. Смещения, обусловленные полярными приливами, являются медленноменяющейся функцией – за сутки изменение происходит на доли миллиметра, поэтому они не могут быть усреднены на суточном интервале наблюдений.

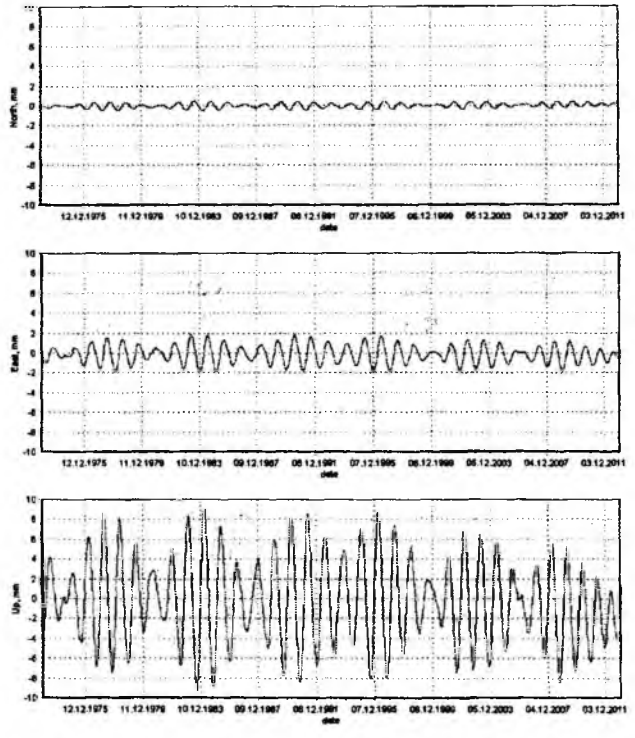


Рис. 10

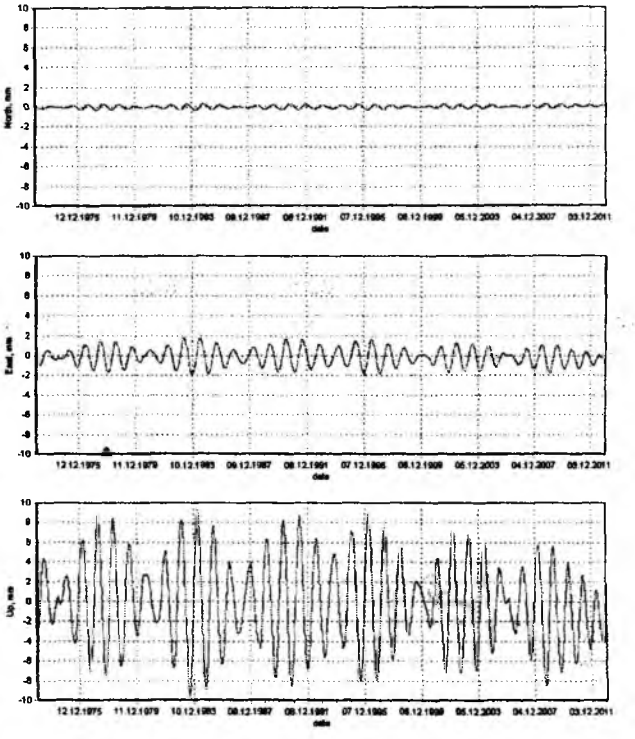


Рис. 11

Учет неравномерности фазовых характеристик антенн

Фазовая диаграмма направленности антенн спутников и приемников неравномерна и зависит от углов, под которыми излучаются сигналы (в антенне спутника) и принимаются (в антенне приемника). Фазовые диаграммы направленности получают в результате калибровки антенн. Результаты калибровки антенн приводятся в файле ANTEX [12]. Файл регулярно обновляется и содержит данные всех антенн спутников за весь период наблюдений.

Наряду со смещением фазового центра антенны спутника относительно центра масс, описанного в разделе 3, в файле ANTEX приводятся результаты вариаций фазового центра антенн спутников GPS и ГЛОНАСС, полученные в результате калибровки. Зависимостью неравномерности диаграммы направленности от азимута пренебрегают и приводятся результаты калибровки только в зависимости от надирного угла (надирный угол – это угол между направлением «спутник – центр Земли» и направлением «спутник – приемник»). Результаты калибровки для частот L1 и L2 в файле совпадают как для спутников GPS, так и для спутников ГЛОНАСС.

Ниже приводятся результаты исследований неравномерности фазовой диаграммы направленности антенн для сеанса наблюдений 11 декабря 2008 г., проведенного на станции GLSV (г. Киев).

На рис.12 и 13 приведены результаты расчетов надирного угла для спутников GPS и ГЛОНАСС соответственно.

Как следует из рисунков, при условии, что спутники наблюдаются под минимальным углом места 0°, надирный угол изменяется в диапазоне 0 – 14° для спутников GPS и 0 – 14,5° для спутников ГЛОНАСС.

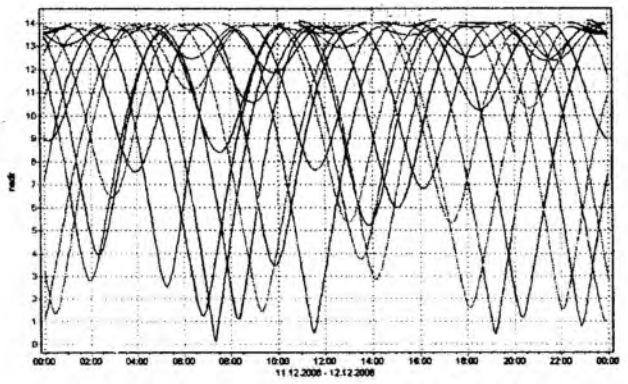


Рис. 12

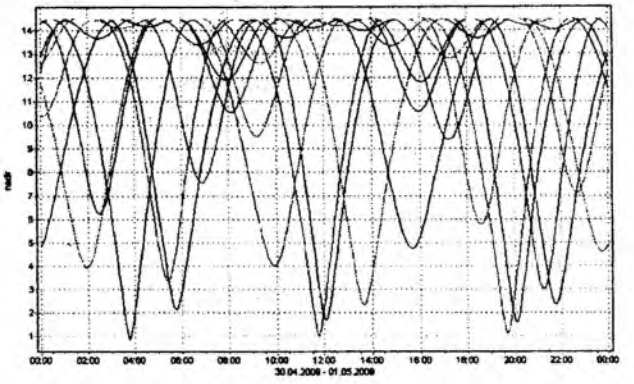


Рис. 13

На рис.14 и 15 приведены поправки в псевдодальность (в метрах), обусловленные неравномерностью фазовой диаграммы направленности антенн спутников GPS и ГЛОНАСС соответственно.

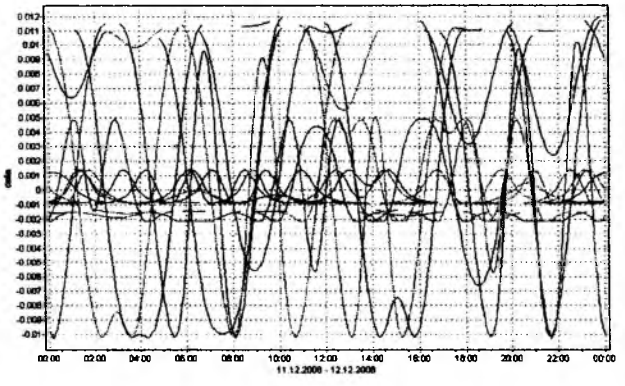


Рис. 14

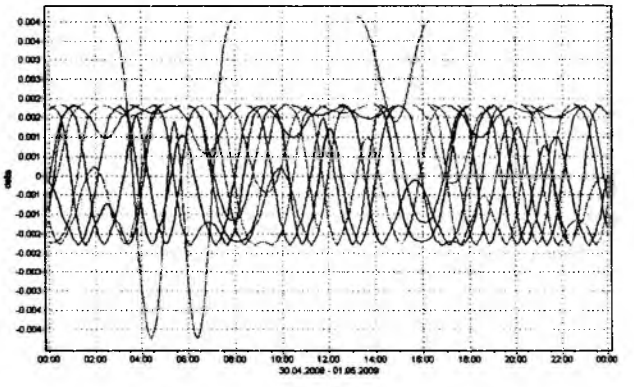


Рис. 15

Анализ полученных результатов показывает, что поправка в псевдодальность, обусловленная неравномерностью фазовой диаграммы направленности антенн спутников, может меняться в пределах нескольких сантиметров и должна учитываться в программах обработки ГНСС-наблюдений в режиме PPP. Поскольку поправка зависит только от надирного угла, который для близко лежащих станций отличается очень незначительно, при дифференциальных определениях данный вид погрешностей практически полностью компенсируется.

Так как по данным файла ANTEX результаты калибровки антенн спутников для частот L1 и L2 совпадают, поправки в псевдодальность будут компенсироваться при формировании комбинаций наблюдений на частотах L1 и L2. Поправки в псевдодальность, обусловленные неравномерностью фазовой диаграммы направленности антенн спутников ГЛОНАСС, имеют меньшую величину, чем поправка для спутников GPS.

Антенны GPS-приемников имеют специальную метку, которая должна быть ориентирована на север. При установке перманентных станций это правило выполняется, но для антенн «роверных» приемников, особенно подвижных, антенна по азимуту может быть ориентирована в произвольном направлении, поэтому зависимостью от азимута можно пренебречь.

Результаты калибровки антенн приемников приводятся в файле ANTEX. В файле приводятся два вида зависимости диаграммы направленности: зависимость только от угла места и зависимость как от угла места, так и от азимута. Результаты приводятся отдельно для частот L1 и L2 (для двухчастотных антенн) и отдельно для GPS и ГЛОНАСС (для двухсистемных антенн).

Кроме того, в файле приводятся смещения фазовых центров антенн на частотах L1 и L2 отдельно для GPS и ГЛОНАСС относительно референцной точки антенны (Antenna Reference Point, ARP).

На рис. 16 приведен пример зависимости вариаций фазового центра антенны, полученный по данным, приведенным в файле ANTEX.

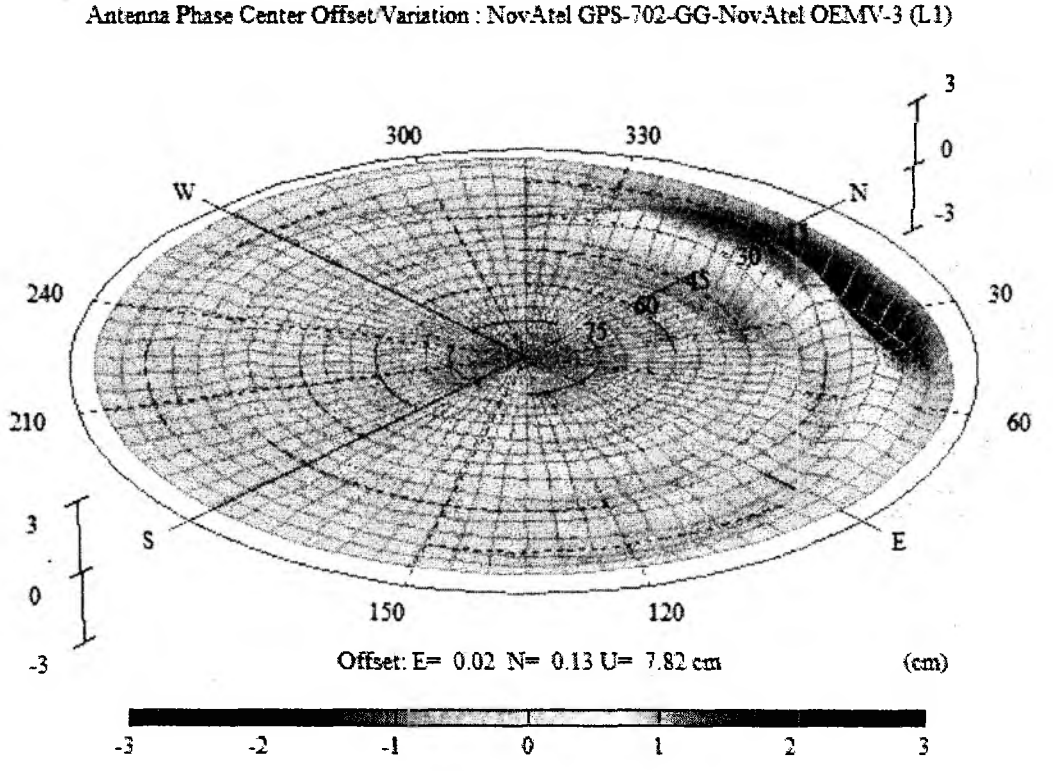


Рис. 16

Расчет поправок на неравномерность фазовой характеристики антенн приемников аналогичен расчету поправок на неравномерность фазовой характеристики антенн спутников.

Результаты анализа погрешностей

Ниже представлены сводные результаты анализа погрешностей ГНСС-наблюдений в недифференциальном и дифференциальном режимах наблюдений. В табл. 1 приведены максимальные значения погрешности псевдодальностей в режиме PPP. В табл. 2 приведены максимальные смещения станции по высоте и в плоскости горизонта в режиме PPP. В табл. 3 приведены максимальные значения погрешностей разностей псевдодальностей в дифференциальном режиме в зависимости от длины базы. В табл. 4 приведены максимальные разности смещений координат станций по высоте Δh и в плоскости горизонта ΔR в дифференциальном режиме в зависимости от длины базы.

Таблица 1

Источник погрешности	Максимальная погрешность псевдодальности, *мм*
Погрешности эфемеридного обеспечения (при использовании бортовых эфемерид)	2500
Погрешности эфемеридного обеспечения (при использовании точных эфемерид)	70
«Wind-up»-эффект (для частоты L1 GPS)	190
Неравномерность фазовых характеристик антенн спутника	12
Неравномерность фазовых характеристик антенн приемника	30

Таблица 2

Источник погрешности	Максимальное смещение станции	
	по высоте, *мм*	в плоскости горизонта, *мм*
Земные приливы	300	70
Океанические приливы	50	10
Полярные приливы	25	7

Таблица 3

База, *км* / Источник погрешности	500	1000	2000	4000
	Максимальная разность псевдодальностей, *мм*			
Погрешности эфемеридного обеспечения (при использовании бортовых эфемерид)	57	115	230	460
Погрешности эфемеридного обеспечения (при использовании точных эфемерид)	1,5	3	6	12
«Wind-up»-эффект (для частоты L1 GPS)	4	8	16	32
Неравномерность фазовых характеристик антенн спутника	5	11	19	39
Неравномерность фазовых характеристик антенн приемника	6	13	25	43

Таблица 4

База, *км* / Источник погрешности	500		1000		2000		4000	
	Δh, *мм*	ΔR, *мм*	Δh, *мм*	ΔR, *мм*	Δh, *мм*	ΔR, *мм*	Δh, *мм*	ΔR, *мм*
Земные приливы	33	13	66	25	130	50	240	90
Океанические приливы	1	0,5	2,5	1	7	4	13	6
Полярные приливы	0,6	0,4	2	0,6	4,5	1	8	2,2

«Wind-up»-эффект в табл.1 и 3 рассчитывался для частоты L1 GPS.

Погрешности, обусловленные неравномерностью фазовой характеристики антенн приемников, зависят от типа антенны. Значение в табл.1 рассчитано для антенны NovAtel GPS-702GG.

Погрешности, обусловленные неравномерностью фазовой характеристики антенн приемников для дифференциального режима наблюдений (табл. 3), рассчитывались в предположении, что и на «роверном» приемнике, и на референцной станции установлены одинаковые антенны NovAtel GPS-702GG, ориентированные одинаково.

Величина океанических приливов зависит от удаленности станции от океанов. Разность смещений координат станций в дифференциальном режиме зависит не столько от расстояния, сколько от разности амплитуд и фаз приливных волн, поэтому для станций, расположенных вблизи океанов, разность смещений координат будет больше, чем для станций, расположенных в глубине материков. Данные в табл.4 получены для станций, расположенных в середине Евразийского континента.

Как следует из приведенных результатов, рассмотренные погрешности достигают значительных величин и для достижения сантиметровой точности в режиме PPP должны обязательно учитываться. В дифференциальном режиме погрешности в значительной мере компенсируются, однако при увеличении базовых расстояний они значительно увеличиваются и должны учитываться. В первую очередь это касается погрешностей эфемеридно-временного обеспечения и земных приливов.

Опыт зарубежных исследований и практическое подтверждение возможностей PPP показали, что после ввода описанных поправок остаточная погрешность не превышает нескольких миллиметров.

Программная реализация

Для расчета и ввода поправок в ГНСС-наблюдения разработан программно-алгоритмический комплекс, представляющий собой набор программных модулей, осуществляющий чтение данных наблюдений и файлов исходных данных, расчет поправок и ввод их в наблюдаемые параметры. Комплекс реализован на языке программирования Delphi и в дальнейшем будет переведен на Matlab.

Планы дальнейших исследований

В результате проведенных исследований разработаны алгоритмы и программы предварительной обработки (препроцессинга) данных наблюдений. В настоящее время ведутся работы по подготовке реальных исходных данных с целью разработки и исследования методов и алгоритмов режима точного позиционирования PPP. Предполагается реализация многосистемного (GPS + ГЛОНАСС) одночастотного и двухчастотного режима PPP как в статическом, так и в кинематическом режимах наблюдений.

Выводы

1) В настоящей работе рассмотрена задача учета (компенсации) погрешностей, вызванных погрешностями эфемеридно-временного обеспечения, приливными эффектами, эффектами дополнительного фазового набега, обусловленного вращением антенн спутника и приемника («wind-up»-эффекта), неравномерностями фазовых характеристик антенн спутников и приемников. Представлены результаты оценки и анализа соответствующих фазовых погрешностей, а также рекомендации по расчету и вводу коррекций в результаты фазовых наблюдений в задачах высокоточного позиционирования.

2) Как следует из представленных результатов и их анализа, погрешности могут достигать значимых величин (от миллиметров до нескольких метров), поэтому их необходимо учитывать в задачах точного позиционирования в режиме PPP. Кроме того, и в дифференциальном режиме координатных определений на больших базовых расстояниях (1000 *км* и более) разности кодовых и фазовых псевдодальностей могут достигать нескольких сантиметров, что также требует коррекции наблюдений. После ввода рассчитанных поправок по приведенным алгоритмам остаточная погрешность не превышает нескольких миллиметров.

3) Для проведения исследований разработан специализированный программно-алгоритмический комплекс, включающий все необходимые функции для расчетов коррекций и их ввода в результаты наблюдений. Данный комплекс используется для отработки методов и алгоритмов точного позиционирования. Одновременно он будет использоваться для точных дифференциальных определений на длинных базах (500 – 2000 *км*).

Список литературы: 1. *Гофманн-Велленгоф, Б., Ліхтнеггер,Г., Коллінз, Д.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / пер. з англ. за ред. Я.С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1995. – 380 с. 2. *Mohamed Abdel-Salam, Yang Gao, and Xiaobing Shen.* Analyzing the Performance Characteristics of a Precise Point Positioning System. – Portland. ION GPS 2007. – pp. 1893-1899. 3. *Gao, Y.*

and Chen, K. Precise Positioning with Undifferenced Data – The European Navigation Conference, 2004. – pp. 1-9. 4. *Couba, J.* A guide to using International GNSS service (IGS) products – http://www.igs.org/igscb/resource/pubs/UsingIGSProductsVer21.pdf. 2009. 5. *Stefan Schaer.* IONEX – The IONosphere maps EXchange format Version 1 – http://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/data/format/ionex1.pdf. 6. *The Extended* Standard Product 3 Orbit Format (SP3-c) – ftp://igscb.jpl.nasa.gov/pub/data/format/sp3c.txt 7. *BaoCheng Zhang, JiKun Ou, YunBin Yuan and ShiMing Zhong.* Yaw attitude of eclipsing GPS satellites and its impact on solutions from precise point positioning // Chinese Science Bulletin Volume 55, Number 32, 3687-3693. 8. *J.T. Wu, S.C. Wu, G.A. Hajj, W.I. Bertiger, and S.M. Lichten* Effects of antenna orientation on GPS carrier phase // Man. Geodetica 18, pp. 91-98, 1993. 9. *IERS* Conventions (2003). Dennis D. McCarthy and Gérard Petit. (IERS Technical Note; 32). 10. ftp://maia.usno.navy.mil/conv1996/chapter7/olls25.blq. 11. http://froste.oso.chalmers.se/loading/. 12. ANTEX: The Antenna Exchange Format, Version 1.4 – http://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/station/general/antex14.txt.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.05.2012

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.37:543.42

М.И. ДЗЮБЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Д.Ф. КУЛИШЕНКО,
А.А. ПРИЁМКО, канд. техн. наук, С.Н. КОЛПАКОВ

РАЗДЕЛЕНИЕ ПЕРЕКРЫВАЮЩИХСЯ ЛИНИЙ ЛАЗЕРНО-ИНДУЦИРОВАННЫХ ЭМИССИОННЫХ СПЕКТРОВ

Измерение истинных ширин, формы и площади спектральных линий является одной из наиболее актуальных и трудных задач современной спектроскопии. Две важные проблемы привлекают в настоящее время внимание работающих в этой области. Одна состоит в получении более точного математического выражения для экспериментально наблюдаемого контура спектральных линий, а другая – в учете различных аппаратурных факторов, искажающих его. Эти искажения возникают как в оптической, так и в электронной частях прибора.

Наблюдаемый профиль спектральных линий обусловлен:

- Конечной разрешающей способностью спектрального прибора (т.н. инструментальным профилем). Изображение узкой линии в реальном спектральном приборе получается несколько размытым, в частности из-за дифракции света в оптической системе прибора.

- Естественным уширением спектральных линий, вызванным воздействием различных физических факторов на излучающую систему. Прежде всего, естественное уширение вызвано радиационным затуханием – потерей атомов энергии на излучение. В подавляющем большинстве случаев ширины спектральных линий во много раз превосходят радиационные ширины, а профили оказываются значительно более сложными, чем радиационные. Причины этого – эффект Доплера и столкновительные эффекты. Уширение из-за взаимодействия с окружающими частицами обусловлено смещением уровней энергии атома под действием межатомных электрических полей (эффект Штарка) и прямыми столкновениями атома с нейтральными частицами или электронами, приводящими к сокращению времени жизни атома в данном состоянии.

- В связи с широким использованием цифровых фоторегистраторов возрастает влияние ошибок дискретизации и квантования информационного сигнала.

Возможно также уширение и расщепление спектральных линий под действием магнитного поля, возмущающего излучающий атом.

Ещё в середине прошлого столетия Вильсон и Уэллс показали, что фотометрические ошибки при анализе эмиссионных спектров могут быть исключены экстраполяционными методами. К сожалению, на практике эти методы неэффективны и дают неудовлетворительные результаты, так как экстраполяции включают в себя измерения, выполненные с большими случайными ошибками. Позже были сделаны попытки развить простые приближенные методы измерения интенсивности линий. Обычно эти методы требуют знания формы линии и включают в себя предположение, что контур линии может быть аппроксимирован математической функцией, которую можно интегрировать в требуемом интервале частот.

Анализ эмиссионных спектров, полученных при взаимодействии лазерного излучения с материалом, широко используется при решении задач точных количественных измерений концентрации компонентов металлических сплавов [1 – 4]. На рынке представлен широкий ряд специализированных инструментов, позволяющих решать эти задачи. Как правило, эти приборы включают в себя импульсный лазер с частотой следования импульсов до 10 *Гц* и минимальной энергией в импульсе 10 *мДж*, спектрометр и систему обработки спектральной информации [5]. Подавляющее большинство методов измерения концентрации металлов в сплавах основано на предварительном построении градуировочных кривых для каждого компонента сплава с учётом содержания всех остальных составляющих [4]. После регистра-

ции спектрометром эмиссионного спектра система обработки автоматически сопоставляет их с базой данных на основе заранее заданных критериев идентификации. После этого выбирается та или иная градуировочная кривая.

Не менее сложным является прямое проведение качественного анализа, т.е. автоматическое опознание компонентов сплава. Это особенно актуально для случаев с совершенно неизвестным элементным составом. Одноимпульсный режим возбуждения не может привести к одновременному проявлению в спектре линий всех элементов сплава, так как оптимальные условия возбуждения элементов существенно различаются. Это затрудняет обработку эмиссионных спектров, но даёт возможность использовать характеристики режима возбуждения как дополнительный критерий при идентификации элементов.

Широкое внедрение лазерных технологий размерной обработки материалов привели к необходимости значительного сокращения времени для проведения спектрального анализа. Это вызвано двумя причинами: оптимизацией параметров технологического лазера в процессе обработки материала в зависимости от его состава и тотальным контролем качества сплава изделий.

Энергетический метод обработки эмиссионных спектров позволил существенно сократить время анализа с сохранением приемлемой точности измерений [1, 6]. Одной из возникших при этом проблем, решение которой позволит существенно повысить точность, стала необходимость идентификации и измерения площади крыльев отдельных спектральных линий в общем спектре. Площадь крыльев может составлять до половины от полной площади линии, при этом их трудно выделить из-за взаимного перекрытия спектральных линий и фоновой засветки. Неоднократно предпринимались попытки решения этой задачи для атомно-эмиссионного анализа [7], но в этой области до сих пор не удавалось получить значимых результатов. На практике, приходится иметь дело с сильно перекрывающимися системами линий, когда измерения их площади сводятся к эмпирически определяемым величинам. Полуширина полосы в комбинации с интенсивностью в максимуме может быть использована в качестве показателя площади полосы, и она часто поддается измерению при частично перекрывающихся полосах. Однако этой информации не всегда достаточно для точного проведения спектрального анализа.

Измерение истинных ширин, формы и площади спектральных линий является одной из наиболее актуальных и трудных задач современной спектроскопии. Обзор работ по этому вопросу показал, что лишь некоторые авторы, в лучшем случае, констатируют наличие крыльев, не предлагая методов их идентификации [2].

В статье рассмотрен метод аппроксимации эмиссионных линий, позволяющий учитывать форму крыльев линий. Проведено сравнение нескольких контуров спектральных линий применительно к аппроксимации лазерных эмиссионных спектров [1].

Выделим наиболее употребляемые функции для аппроксимации профиля спектральных линий. Согласно общей теории [7], основными механизмами, формирующими профиль линии, являются радиационное затухание, эффект Доплера и столкновительное уширение. Радиационное затухание и столкновительное уширение, в отсутствие других воздействий, формирует полный контур Лоренца

$$L_L(w) = \frac{(\gamma/2)^2}{(w - w_0 - \delta)^2 + (\gamma/2)^2};$$

доплеровское уширение – контур Гаусса

$$L_D(w) = L_0 \exp(-(w - w_0 - \delta)^2 / 0{,}36\delta w^2).$$

Влияние радиационного затухания, столкновений и доплеровского эффекта формирует контур Фойгта, который является сверткой двух вышеназванных контуров. Более сложные аналитические контуры в практических задачах используются редко в силу сложности определения участвующих в них параметров [8].

Рассмотрим подробнее лоренцевский и гауссовский контуры. В центральной части они близки к дисперсионному контуру (что соответствует теории и экспериментальным данным), но сильно различаются поведением крыльев. В случае густо заполненных спектров бывает довольно сложно выделить отдельную линию для определения формы контура; неправильный же выбор приведет к искажению не только параметров рассматриваемой линии, но и формы соседних линий. Задача усложняется тем, что рассматриваемые функции описывают однородно уширенные линии, тогда как на практике во многих случаях линии уширены неоднородно, т.е. обладают асимметрией. Как следствие, большинство расчетов проводится на полуэмпирической основе, когда в методику вводится набор параметров контуров линий, определяемых по некоторому эталону, и в дальнейшем используемых для исследуемых образцов. Из-за сложности учета аналитической формы линий в литературе предлагается довольно много эмпирических контуров, позволяющих варьировать форму линии и ее асимметрию в широких пределах для боле точной аппроксимации линии. Так, например, параметрическая унифицированная функция, предложенная в [8],

$$L(w,n_1,n_2,\varphi,\psi)=\frac{1}{\pi\gamma\eta(n_1,n_2,\varphi,\psi)}\begin{cases}\dfrac{\exp(\varphi(w-w_0-\delta)/\gamma)}{(|w-w_0-\delta|/\gamma)^{n_1}+1}, & w-w_0-\delta<0\\ \dfrac{\exp(-\psi(w-w_0-\delta)/\gamma)}{(|w-w_0-\delta|/\gamma)^{n_2}+1}, & w-w_0-\delta\geq 0\end{cases}$$

позволяет учитывать не только асимметрию, но и разный характер спадания крыльев.

В общем случае форма контуров зависит одновременно от спектрометра, материала, метода возбуждения и некоторых внешних условий (к примеру – давления). Это приводит к необходимости ее выбора в каждом отдельном случае. Поскольку нами предложен вариант модельной аппроксимации спектров, допускающий использование произвольной формы контура, заданной параметрической функцией, то вопрос выбора наилучшей формы контуров не рассматривался. Вместо этого читателю предложены сравнительные результаты для аппроксимации нескольких спектров тремя разнородными контурами: классическими контурами Лоренца, Гаусса и, «унифицированной спектральной функцией», важные отличия которой от первых – несимметричность и возможность изменять характер крыльев с сублоренцевых на суперлоренцевы в зависимости от параметров.

При рассмотрении спектра и отдельных линий как математических функций, спектр F можно представить в виде

$$F=\sum_{i=1}^{n} f_i(p_1^i,p_2^i,...,p_k^i)+K(l_1,l_2,...,l_m),$$

где n – общее количество линий в диапазоне, $f_i(p_1^i,p_2^i,...,p_k^i)$ – параметрическая функция, описывающая контур i-й линии, $p_1^i,p_2^i,...,p_k^i$ – параметры функции, описывающей контур i-й линии, $K(l_1,l_2,...,l_m)$ – функция, описывающая фоновую засветку и собственные шумы регистратора спектра. Проведя оптимизацию функции F путем подбора параметров p_j^i и l_j до совпадения функции F с зарегистрированным спектром, можно утверждать, что найденные значения p_j^i и есть искомые параметры контуров спектральных линий.

При условии гладкости функций $f_i(p_1^i,p_2^i,...,p_k^i)$ и $K(l_1,l_2,...,l_m)$, функция F также должна быть гладкой, и, следовательно, к ней можно применять любые методы оптимизации. Тем не менее, важно учесть также практическую сторону вычислений. Типичное количество регистрируемых линий, например, в спектрах металлов больше ста. При этом необходимое количество параметров для описания одного контура в зависимости от используемой функции f от двух (полуширина и высота) до десяти (полуширина; высота; сдвиг центра; параметры асимметричности контура; параметры, характеризующие скорость спадания

крыльев линии и т.д.), что приводит к оптимизации параметрической функции F с общим количеством параметров до нескольких тысяч. Так как в каждой итерации градиентных методов оптимизации проводится расчет производных по оптимизируемым параметрам, то общее время оптимизации оказывается очень большим.

С учетом вышесказанного для оптимизации данной функции нами был выбран метод генетической оптимизации [9] с генетическим кодом, состоящим из параметров линий p_j^i для всех i, j и параметров фона l_m для всех m.

Для исследования лазерных эмиссионных спектров сплавов нами был использован спектрометр, рабочий диапазон которого составлял 360 – 720 *нм*, спектральное разрешение 1 *А/яч.* (фоточувствительный элемент – ПЗС TCD 1304DG фирмы Toshiba с 3648 ячеек размерами 8x200 *мкм*, диспергирующий элемент – дифракционная решетка 100 *штр/мм*, рабочий диаметр 50 *мм*).

В таблице представлены результаты аппроксимации спектров стандартных сплавов золота, серебра и меди.

Образец	I			II			III		
	СО	время	Т, К	СО	время	Т, К	СО	время	Т, К
ЗлМ-375	0,0923	8 *мин.*	8342	0,5161	14 *мин.*	7805	0,0679	24 *мин.*	8418
ЗлСрМ-750-80	0,3428	7 *мин.*	8215	1,2841	17 *мин.*	7594	0,2019	27 *мин.*	8186
ЗлНПдМ-958-10-10	0,9450	5 *мин.*	8162	3,9743	14 *мин.*	7642	0,5994	23 *мин.*	8243

I – контур Лоренца, II – контур Гаусса, III – унифицированная спектральная функция, СО – среднее отклонение, квадрат разности зарегистрированного спектра и его аппроксимирующей функции, нормированный на единицу длинны, время – приблизительное время оптимизации

Спектры получены при возбуждении образцов лазером, работающим в импульсно-периодическом режиме с частотой следования импульсов 10 *кГц* и энергией в импульсе 0,5 *мДж*. В оптимизационной модели в регистрируемом диапазоне учитывалось 112 линий по всем элементам, проведено сравнение точности аппроксимации полного спектра при использовании трех различных форм контуров линий[1]. В качестве фоновой функции использовалась сумма темнового шума фотоприемника (измеренного экспериментально) и излучения абсолютно черного тела, рассчитанного по формуле Планка

$$I(v) = \frac{2hv^3}{c^2} \frac{1}{\exp(hv/kT) - 1},$$

где температура Т была включена в список параметров оптимизации.

Критерием прекращения оптимизации служила неизменность лучшего решения на протяжении ста итераций. На основании полученных данных можно сделать вывод, что линии лазерно-индуцированных спектров, полученных с помощью низкоэнергетических лазеров, по форме близки к контуру Лоренца, но при этом обладают асимметрией. На рис. 1 показана аппроксимация отдельной линии спектра (I) с помощью: (II) – контура Лоренца, (III) – гауссова контура, (IV) – унифицированной спектральной функции. Поскольку из используемых контуров асимметрию линий учитывает только унифицированная спектральная функция, результат ее применения является наилучшим. На рис. 2 представлен результат аппроксимации участка спектра ювелирного сплава ЗлМ-375 (I) с помощью контуров Лоренца: (II) суммарный профиль, (III) контуры отдельных линий без учета суммирования интенсивности в местах наложения. (I) и (II) представлены без учета фона. Можно сделать вывод, что использование контура Лоренца также дает хорошее приближение, которое, с учетом

[1] Используемые спектры перед аппроксимацией нормировались на максимальное значение.

более быстрого расчета, может быть использовано для начальных или приближенных вычислений. Интересным является тот факт, что полученная из формулы Планка температура излучения абсолютно черного тела лежит в диапазоне 7500 – 8500 К для всех образцов, т.е. слабо зависит от состава образца. Можно предположить, что температура излучения абляционной плазмы может быть использована для учета стабильности излучения возбуждающего лазера или служить критерием нормировки спектра.

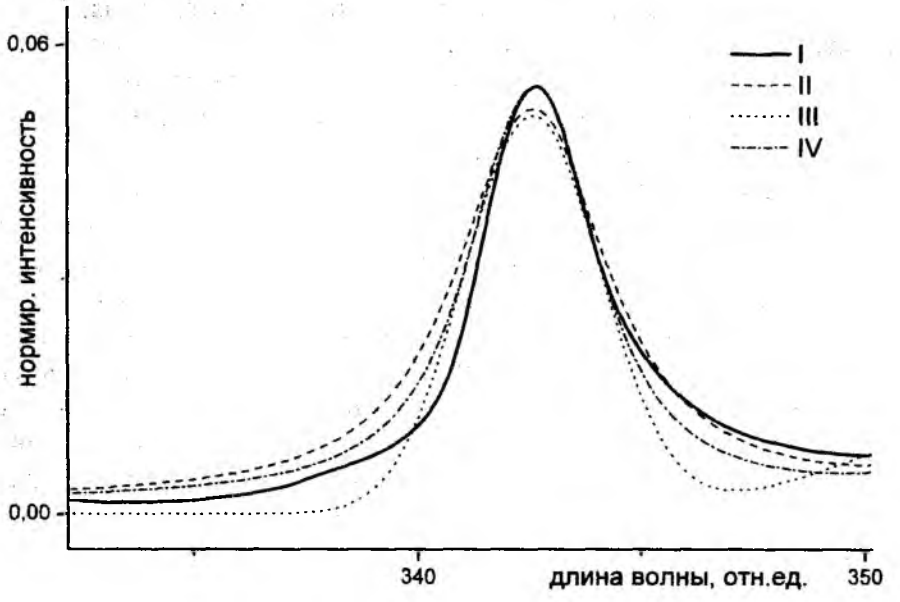


Рис. 1

Следует также отметить, что для аппроксимации были использованы реальные спектры без какой-либо аналитической коррекции, т.е. полученные параметры контуров могут потребовать коррекции для учета известных искажений (например, реабсорбции).

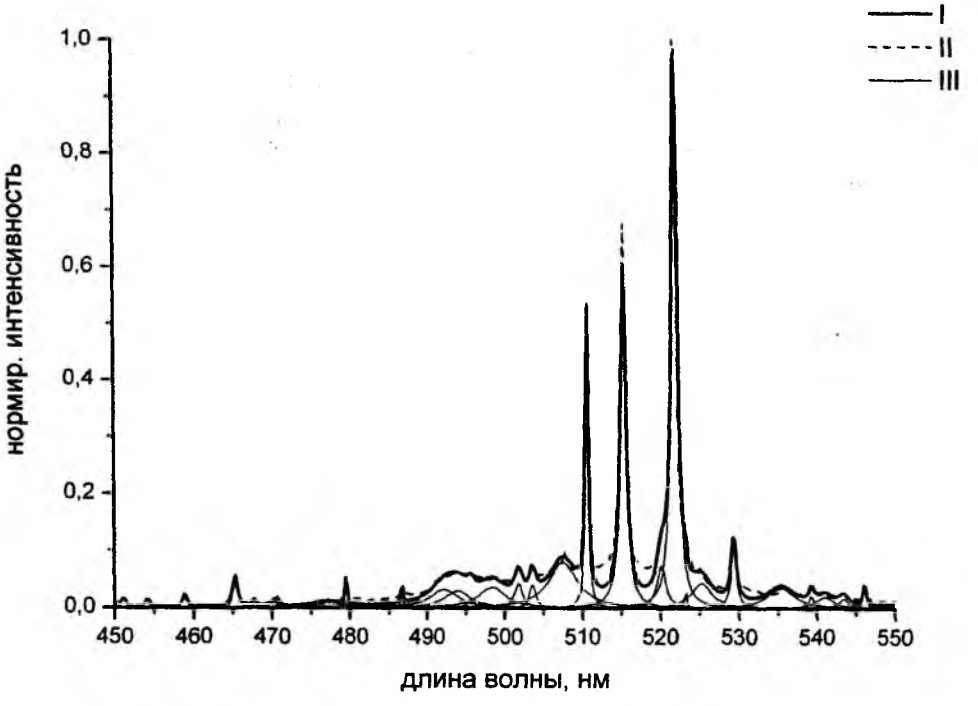


Рис. 2

Заключение

Результаты работы дают основание говорить о возможности декомпозиции эмиссионных спектров на отдельные линии при помощи оптимизации модели полного спектра. Этот подход позволяет одновременно получить параметры всех линий в диапазоне регистрации с учетом их наложения.

Декомпозиция эмиссионных спектров с помощью генетических алгоритмов позволила по новому подойти к вопросу количественного спектрального анализа. В связи с тем, что новый алгоритм разделения перекрывающихся линий предоставил возможность использовать в качестве информационного сигнала всю энергию зарегистрированного спектра, появилась возможность применения низкоэнергетических лазеров в качестве источника возбуждения. Не вызывает сомнений то, что низкоэнергетические импульсы стабилизировать значительно проще, чем высокоэнергетические. Поэтому упростилась приборная реализация измерений. Временные затраты на обработку измерительной информации при использовании генетических алгоритмов уменьшились на порядок. Например, если для этих же целей использовать градиентный метод оптимизации, то время затрачиваемое на аналогичную обработку составляет 10 – 12 *ч*, по сравнению с 10 *мин* при генетическом алгоритме.

Несомненно, нужно признать и тот факт, что точность проведения количественных измерений уменьшается приблизительно на 10 %. Но учитывая то, что во многих случаях практических применений приоритет смещается в сторону скорости получения измерительной информации, незначительной потерей в точности можно пренебречь. Это особо актуально при автоматизации технологических процессов. Поэтому дальнейшее развитие предложенного метода несомненно приведёт к повышению общей эффективности лазерного эмиссионного анализа.

Список литературы: 1. *Дзюбенко, М.И., Колпаков, С.Н., Кулишенко,Д.Ф., Приемко. А.А.* Экспресс-анализ эмиссионных сплавов золота // Журнал прикладной спектроскопии. – Т. 77, №2. – С. 299-304. 2. *Jurado-Lopes, M.D. Luque de Castro* Chemometric Approach to Laser-Induced Breadown Analysis of Gold Alloys // Applied Spectroscopy (2003) V.57, p.349-352. 3.. *Бельков, М.В., Бураков, В.С. и др.* Безэталонный лазерный спектральный микроанализ сплавов золота // Журнал прикладной спектроскопии. – 2005. – Т.72, №3. – С. 352-357. 4. *Першин, С.М., Colao, F.* Коррекция спектров лазерной плазмы для количественного анализа сплавов // Письма в ЖТФ. – 2005. – Т. 31, № 17. – С. 48-57. 5. http://www.oceanoptics.com. 6. *Дзюбенко, М.И., Колпаков, С.Н., Кулишенко, Д.Ф., Приемко, А.А.* Безэталонный метод количественного спектрального анализа сплавов металлов // Материалы ФНМ-2007. – С. 92-93. 7. *Демтрёдер, В.* Лазерная спектроскопия. Основные принципы и техника эксперимента. – М. : Наука, 1985. – 607 с. 8. *Черкасов, М.Р.* Унифицированная функция для аппроксимации контура спектральной линии // ЖПС. – 2005. – Т. 72, № 6. – С. 883-886. 9. *Емельянов, В.В., Курейчик, В.В., Курейчик, В.М.* Теория и практика эволюционного моделирования. – М. : Физматлит, 2003. – 432 с.

Институт радиофизики и электроники
им. А. Я. Усикова НАН Украины

Поступила в редколлегию 16.04.2012

УДК 621.385.6

А.Г. ПАЩЕНКО, канд. физ.-мат. наук, О.Ю. СОЛОГУБ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФУНКЦИЙ ПЛОТНОСТЕЙ ЭЛЕКТРОННЫХ СОСТОЯНИЙ В АМОРФНОМ КРЕМНИИ

Введение

Кремний в течение последних 50 лет сохраняет лидирующие позиции материала, используемого для создания функциональных электронных устройств с высокой степенью интеграции. Постоянное повышение степени интеграции и уменьшение стоимости интегральных схем (ИС) составляют ключевую основу успехов современной кремниевой технологии. Высокий уровень интеграции, достижимый в современной микроэлектронике, открыл путь для создания приборов с высокими частотными характеристиками. В течение нескольких последних десятилетий, начиная с конца 1960-х гг., в развитии микроэлектроники наблюдалась тенденция, согласно которой плотность транзисторов на поверхности ИС и тактовая частота микропроцессоров удваивалась каждые два года (закон Мура) [1]. При дальнейшем уменьшении размеров элементов традиционная кремниевая технология сталкивается с целым комплексом проблем, в том числе: проблема электрических соединений между активными элементами ИС; проблема электрических соединений между ИС на платах; проблема интеграции оптоэлектронных приборов для оптоволоконной связи и электронных устройств обработки цифровой информации. Перспективным путем решения вышеперечисленных проблем считается создание интегральной кремниевой оптоэлектроники [2 – 4]. Создание кремниевой оптоэлектроники включает в себя задачи создания различных интегральных оптоэлектронных устройств (светоизлучателей, волноводов, модуляторов, коммутаторов и пр.). Актуальной является задача создания устройств для генерации, модуляции, усиления, коммутации, а также детектирования световых сигналов, интегрированных в современные кремниевые ИС. Наиболее актуальной из перечисленных проблем является создание эффективного источника излучения на базе кремния. Кремний является непрямозонным материалом, в связи с чем эффективность межзонной излучательной рекомбинации в нем низка по сравнению с безизлучательной. В настоящее время светоизлучающие приборы изготавливаются на основе прямозонных полупроводниковых соединений типа A_3B_5. Квантовый выход излучения инжекционных лазеров на основе гетероструктур A_3B_5 достигает 80% [5, 6]. Таким образом, перед материаловедением твердотельной электроники встает задача создания новых материалов на основе кремния с достаточно высоким квантовым выходом. В настоящее время развивается несколько направлений исследований, среди которых большое внимание уделяется аморфному гидрогенизированному кремнию (a-Si:H) с наноразмерными вкраплениями монокристаллического кремния и многокомпонентных полупроводниковых твердых растворов.

Постановка задачи

В настоящее время на основе аморфного кремния (a-Si) создано значительное число различных электронных приборов (солнечные элементы, транзисторы, фотодатчики и т.д.). При моделировании этих приборов очень важно знать функцию плотности электронных состояний, которая определяет оптические, электрические и фотоэлекрические свойства a-Si, а, значит, и параметры приборов. Функции плотности электронных состояний и связанные с ними функции оптического поглощения аморфного кремния, использующиеся в расчетах, недостаточно точно описывают экспериментальные данные. Поэтому актуальным все еще является аналитическое описание данных функций.

В бездефектном кристаллическом полупроводнике спектр поглощения завершается скачком в запрещенной зоне. В аморфном полупроводнике имеет место наличие хвоста спектра поглощения. Наличие хвоста в спектре поглощения создает трудности в экспериментальном определении края поглощения аморфного полупроводника. Как следствие, были

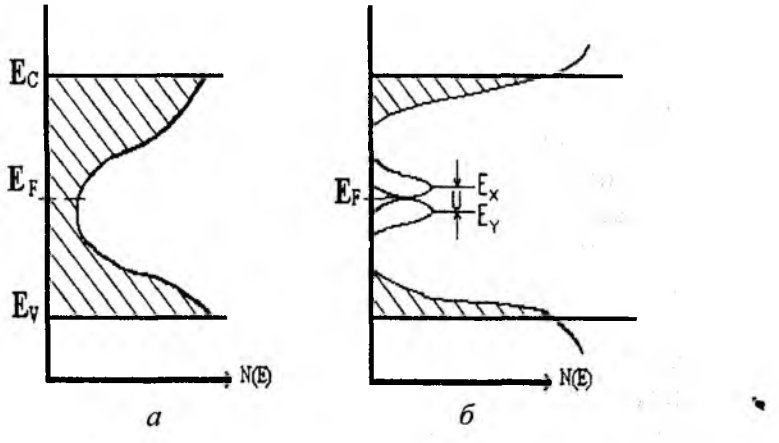
разработаны различные эмпирические методы для определения оптического спектра и ширины поглощения хвоста. Хотя эти методы и облегчают количественный анализ края поглощения, их соответствие реальным физическим процессам остается под вопросом.

Хотя распределение состояний дефектов кристаллического полупроводника резко обрывается на краях зон, в аморфном полупроводнике распределение состояний хвостов распространяется в запрещенную зону. Анализ показывает, что распределения электронных состояний хвостов локализованы на границах и существует критическая энергия, называемая порогом подвижности, которая отделяет локализованные состояния от их растянутых аналогов. Эти локализованные состояния влияют на многие уникальные свойства, которыми обладают аморфные полупроводники [6].

В данной работе используется эмпирическая модель для описания распределения электронных состояний и определения соответствующего оптического спектра поглощения в рамках этой модели. Установление четкой взаимосвязи между формой оптического спектра поглощения и формой распределения электронных состояний на основе представленных моделей является достаточно актуальным.

Распределение электронных состояний для аморфных полупроводников остается справедливой в той же мере, что и для кристаллических. Вопрос о «состояниях в запрещенной зоне» является особо важным как примесной, так и собственной природы. Свойственное для аморфных полупроводников отсутствие дальнего порядка приводит к появлению хвостов электронных состояний валентной зоны и зоны проводимости, причем величина хвостов зависит от степени разупорядоченности. Получить выражение для плотности состояний весьма трудно из-за отсутствия данных о равновесном положении атомов (т.е. атомной структуры), фотонного спектра и причин возбуждения электронной подсистемы. Для аморфных полупроводников это осложняется и технологией их изготовления.

В настоящее время создан ряд теорий и моделей позволяющих провести теоретический анализ распределения электронных состояний в аморфных полупроводниках. Из них наиболее часто используются модели Коэна – Фриче – Овчинского и Мота – Дэвиса [2, 7, 8]. Первая предполагает, что хвосты плотности состояний перекрывают всю запрещенную зону и зависимость плотности состояний от энергий непрерывна (рис. 1, *а*). Согласно модели Мота – Дэвиса хвосты локальных состояний узкие и распространяются в запрещенную зону на несколько десятых электрон-вольта. Кроме того, вблизи запрещенной зоны предполагается наличие зоны компенсированных уровней, обязанной своим существованием дефектам в случайной сетке атомов (рис. 1, *б*). Эти состояния могут выступать и как доноры, и как акцепторы, причем условия однократного или двукратного заполнения этих состояний приводят к образованию двух зон, разделенных соответствующей энергией Хаббарда. В настоящее время механизм формирования распределения электронных состояний хвостов остается невыясненным.



а *б*

Рис. 1. Различные виды плотности состояний в электронных в аморфных полупроводниках: *а* – модель Коэна – Фриче – Овчинского; *б* – модель Мота – Дэвиса

Функции плотности состояний

Для того чтобы обойти эту неопределенность, предлагается эмпирическая модель распределения электронных состояний, которая охватывает основные особенности материала. Общеизвестно, что распределение состояний проявляет квадратичную зависимость в области зоны проводимости (валентной) и экспоненциальную зависимость в хвостовой области, хотя точная форма хвоста по-прежнему вызывает значительные противоречия. Известно также, что переход функции плотности состояний между зоной и областью хвоста гладкий. Зоны образования хвостов характеризуются шириной хвостов зоны проводимости γ_c и шириной хвостов валентной зоны γ_v. Эти параметры ширины хвостов являются мерой разупорядоченности аморфного кремния. При условии выделения отдельных участков распределения электронных состояний хвостов и растянутости всех зонных состояний можно предположить, что уровни с энергиями $E_c + \frac{\gamma_c}{2}$ и $E_v - \frac{\gamma_v}{2}$ представляют собой порог подвижности зоны проводимости и валентной зоны соответственно. Таким образом, функция плотности состояний для зоны проводимости имеет вид

$$N_c(E) = \frac{\sqrt{2}\cdot m_c^{*3/2}}{\pi^2\cdot\hbar^3}\begin{cases}\sqrt{E-E_c}, E \geq E_c + \frac{\gamma_c}{2} \\ \sqrt{\frac{\gamma_c}{2}}\cdot\exp\left(-\frac{1}{2}\right)\cdot\exp\left(\frac{E-E_c}{\gamma_c}\right), E < E_c + \frac{\gamma_c}{2}\end{cases}, \quad (1)$$

где m_c^* – эффективная масса электрона в зоне проводимости; E_c – энергия дна неупорядоченной зоны проводимости; $E_c + \frac{\gamma_c}{2}$ – точка перехода между квадратичным и экспоненциальным распределением плотности состояний зоны проводимости.

Функция плотности состояний для валентной зоны имеет похожий вид:

$$N_v(E) = \frac{\sqrt{2}\cdot m_v^{*3/2}}{\pi^2\cdot\hbar^3}\begin{cases}\sqrt{\frac{\gamma_v}{2}}\cdot\exp\left(-\frac{1}{2}\right)\cdot\exp\left(\frac{E_v-E}{\gamma_v}\right), E \geq V_v - \frac{\gamma_v}{2} \\ \sqrt{E_v-E}, E < E_v - \frac{\gamma_v}{2}\end{cases} \quad (2)$$

где m_v^* – эффективная масса дырки в валентной зоне; E_v – потолок неупорядоченной валентной зоны; γ_v – ширина хвоста валентной зоны; $E_v - \frac{\gamma_v}{2}$ – точка перехода между квадратичным и экспоненциальным распределением плотности состояний валентной зоны.

Для изучения влияния разупорядоченности исследуется чувствительность функций плотности состояний зоны проводимости и валентной зоны к изменениям в γ_c и γ_v. Результаты расчетов приведены на рис. 2. Для заданных значений γ_c, распределение электронных состояний хвостов проявляется ниже порога подвижности. С увеличением γ_v общее число выбранных электронных состояний хвостов увеличивается, а распределение хвостов распространяется на значительное расстояние в запрещенную зону. Аналогичные результаты наблюдаются и для функции плотности состояний валентной зоны. При расчетах значения E_c и E_v принимались равными нулю. Эффективные массы электрона в зоне проводимости и эффективная масса дырки в валентной зоне определяются выражениями [2, 7]

$$m_c^* \approx \frac{E_L}{2\cdot(E_2 - E_C)\cdot\lambda^{1/3}}\cdot m_e, \tag{3}$$

$$m_v^* \approx \frac{E_L}{2\cdot(E_v - E_{v2})\cdot a^{1/3}}\cdot m_e, \tag{4}$$

где $E_L = \frac{\hbar^2}{m_e \cdot L^2}$; m_e – масса свободного электрона; L – средняя длина связи в образце; E_2 – энергия при которой мнимая часть диэлектрической проницаемости становится максимальной; $\lambda = \frac{N_1}{N} < 1$; N_1 – количество атомов соответствующих расширенным состояниям; N – число атомов способствующих уровню (состоянию) хвоста, E_{v2} – энергия, соответствующая половине ширины валентных расширенных состояний. Таким образом, эффективная масса электрона в зоне проводимости равна 1,08 от массы покоя электрона и эффективная масса дырки в валентной зоне – 0,56 от массы покоя электрона.

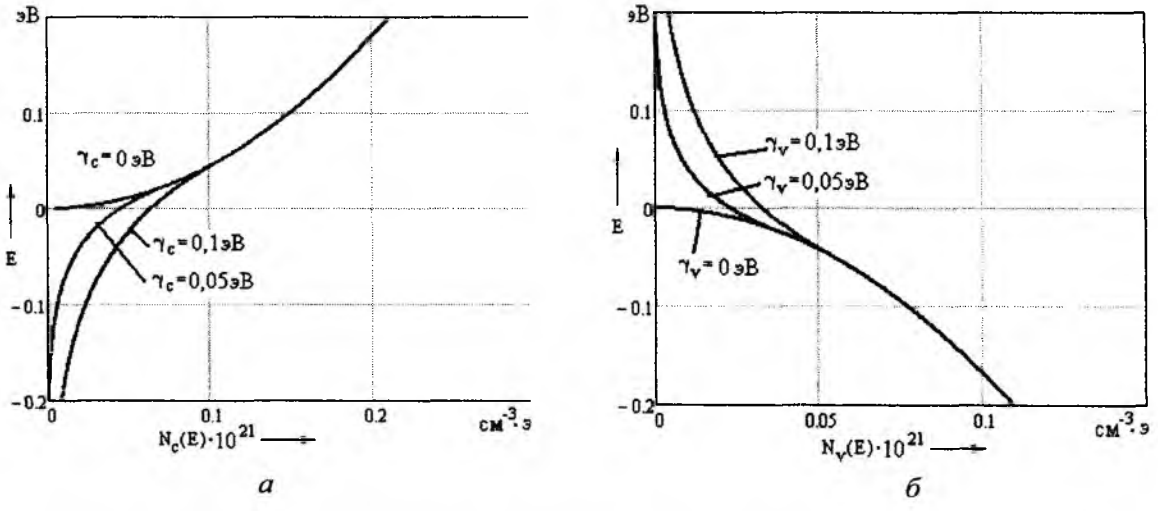


Рис. 2. Зависимости плотности состояний для: *а* – зоны проводимости и *б* – валентной зоны

Распределение электронных состояний в аморфных полупроводниках

Обобщенная функция распределения плотности состояний при низких температурах в нелегированных или слабо легированных аморфных полупроводниках может быть записана как

$$J(\hbar\cdot\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} N_c(E)\cdot N_v(E - \hbar\cdot\omega)dE. \tag{5}$$

В целях облегчения расчетов вводится нормированная обобщенная функция распределения плотности состояний $\xi(\hbar\cdot\omega)$

$$\xi(\hbar\cdot\omega) \equiv \frac{\pi^2\cdot\hbar^3}{\sqrt{2}\cdot m^{*3/2}_c}\cdot\frac{\pi^2\cdot\hbar^3}{\sqrt{2}\cdot m^{*3/2}_v}\cdot J(\hbar\cdot\omega) \tag{6}$$

Функции плотностей состояний в случае, когда $\gamma_c \to 0$ и $\gamma_v \to 0$

$$N_c(E) \to \frac{\sqrt{2}\cdot m_c^{*3/2}}{\pi^2\hbar^3}\begin{cases}\sqrt{E-E_c}, \\ 0, E<E_c\end{cases}, \tag{7}$$

$$N_v(E) \to \frac{\sqrt{2}\cdot m_v^{*3/2}}{\pi^2\hbar^3}\begin{cases}0, E>E_v \\ \sqrt{E_v-E}, E\le E_v\end{cases}. \tag{8}$$

Тогда функциональная зависимость для нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний $\xi(\hbar\cdot\omega)$:

$$\xi(\hbar\cdot\omega) \to \begin{cases}\frac{\pi}{8}\cdot(\hbar\cdot\omega - E_c + E_v)^2, \hbar\cdot\omega \ge E_c - E_v \\ 0, \ \hbar\cdot\omega < E_c - E_v\end{cases}, \tag{9}$$

где $E_c - E_v = E_{g0}$ – ширина запрещенной зоны, определяемая для аморфных полупроводников из закона Тауса (таусовская ширина запрещенной зоны).

Анализ зависимостей нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний от энергии фотонов проводится в двух диапазонах энергий $\hbar\cdot\omega \le E_{g0} + \frac{\gamma_c}{2} + \frac{\gamma_v}{2}$ и $\hbar\cdot\omega \ge E_{g0} + \frac{\gamma_c}{2} + \frac{\gamma_v}{2}$. Из уравнений (1), (2), (5) и (6) находятся функциональные зависимости $\xi(\hbar\cdot\omega)$ для произвольных значений степеней разупорядоченности. На рис. 3 приведены результаты расчета зависимости $\xi(\hbar\cdot\omega)$ для случая $\gamma_c = \gamma_v$ и значения таусовской ширины запрещенной зоны 1.85 *эВ*. На рис. 4 приведены результаты расчета спектральной зависимости $\xi(\hbar\cdot\omega)$ для различных значений γ_c и γ_v. Как следует из анализа зависимостей, хвост поглощения спектральной зависимости нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний вторгается в область запрещенной зоны и ширина этого хвоста растет с ростом степени разупорядоченности.

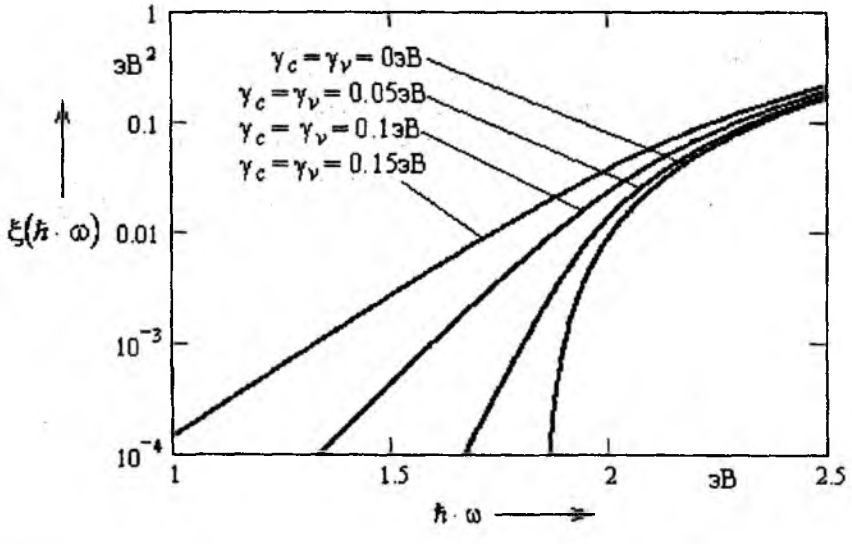


Рис. 3. Спектральные зависимости нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний для случая $\gamma_c = \gamma_v$ и $E_{g0} = 1.85эВ$

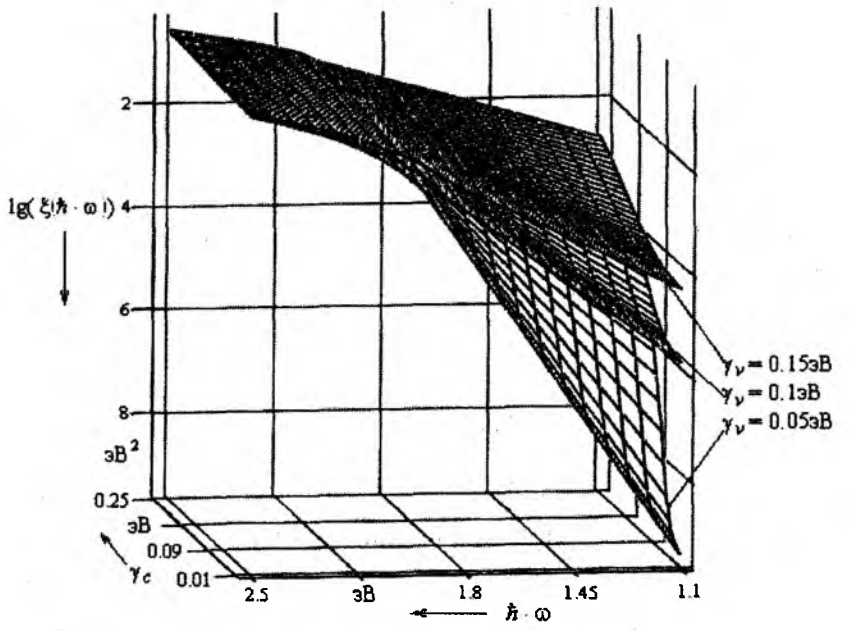


Рис. 4. Спектральные зависимости нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний

Выводы

Таким образом, в работе описана эмпирическая модель спектральной зависимости нормированной обобщенной функции распределения плотности состояний для аморфного кремния с учетом степени разупорядоченности его структуры. Данная модель может быть использована для определения распределения плотностей электронных состояний при описании спектра оптического поглощения a-Si:H. Полученные результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными [5 – 8].

Список литературы: 1.*Gordon Moore*. Lithography and the Future of Moore's Law. Proc. SPIE Vol. 2437, May 1995. 2. *Street, R. A.* Cambridge Solid State Science Series: Hydrogenated amorphous silicon. – Cambridge University Press., 1991. – 417p. 3. *Pavesi, L.* Will silicon be the photonic material of the third millenium? J. Phys.:Condens. Matter 15, 1169 (2003). 4. *Brendel, R.* Thin-film crystalline silicon solar cell – WILEY-VCH Verlag GmbH & Co., Weinheim, 2003. – 300p. 5. *Tim Searle*. Properties of silicon and its alloys // INSPEC. The institution of electrical engineers, London, United Kingdom, 1998. – 425p. 6. *Jef Poortmans, Vladimir Arkhipov*. Thin Film solar cell: fabrication, characterization and applications // Wiley series in materials for electronic & optoelectronics application, 2006. – 504p. 7. *Bisi, O., Ossicini, S., Pavesi, L.* Porous silicon: a quantum sponge structure for silicon based optoelectronics. Surf. Sci. R 138, 1 (2000). 8. *Jha, A. R.* Solar cell technology and applications.– Taylor and Francis Group, LLC, 2010. – 280p.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.05.2012

УДК 004.31:004.22:534:621.382

А.Ю. ЛИПИНСКИЙ, канд. техн. наук

СИНТЕЗ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК В КРИСТАЛЛЕ $LiNbO_3$

Введение

В ряде публикаций представлены оптоэлектронные акустооптические умножители дискретных (бинарных) чисел [1, 2]. В большинстве одномерных акустооптических модуляторов существует ограничение, в соответствии с которым область акустооптического взаимодействия не может содержать в себе одновременно более 500 двоичных разрядов [3]. С точки зрения современных возможностей электронной техники, точность вычислений, обеспечиваемая даже при такой разрядности, недостижима для коммерческих продуктов.

Дальнейшие перспективы развития вычислительных средств лежат в направлении создания оптических и оптоэлектронных систем обработки информации, реализующих выполнение не отдельных математических операций, а вычисление функций (корреляционная функция, свертка) [4, 5]. Создание оптических компьютерных систем на основе оптоэлектронных акустооптических вычислительных сред (ОАВС) и фоторефрактивных обратимых запоминающих сред (ФОЗС) [6, 7] предполагает решение задачи о синтезе дифракционных решеток в фоторефрактивных материалах.

В работе выполнено математическое моделирование процессов записи амплитудно-фазового транспаранта в кристалле ниобата лития, формируемого при прохождении светового пучка через апертуры акустооптических модуляторов.

Устройство записи амплитудно-фазового транспаранта в кристалле $LiNbO_3$

На рис. 1 приведена структурная схема устройства: лазерный модуль DHL-G200 на основе DPSS лазера с длиной волны 532 *нм* с регулируемой мощностью излучения обеспечивает режимы записи (выходная мощность > 200 *мВт*) и считывания (выходная мощность 5 *мВт*); расширитель пучка формирует световой луч необходимого поперечного сечения (5 *мм*), подающийся под углом Брэгга на систему из двух акустооптических модуляторов АОМ 1 и АОМ 2 (Isomet 1205c-1), работающих по схеме параллельной дифракции на встречных акустических пучках [1]; линзы и осевая диафрагма образуют пространственный фильтр, который исключает 0-й порядок дифракции и формирует записывающий оптический пучек в кристалле $LiNbO_3$.

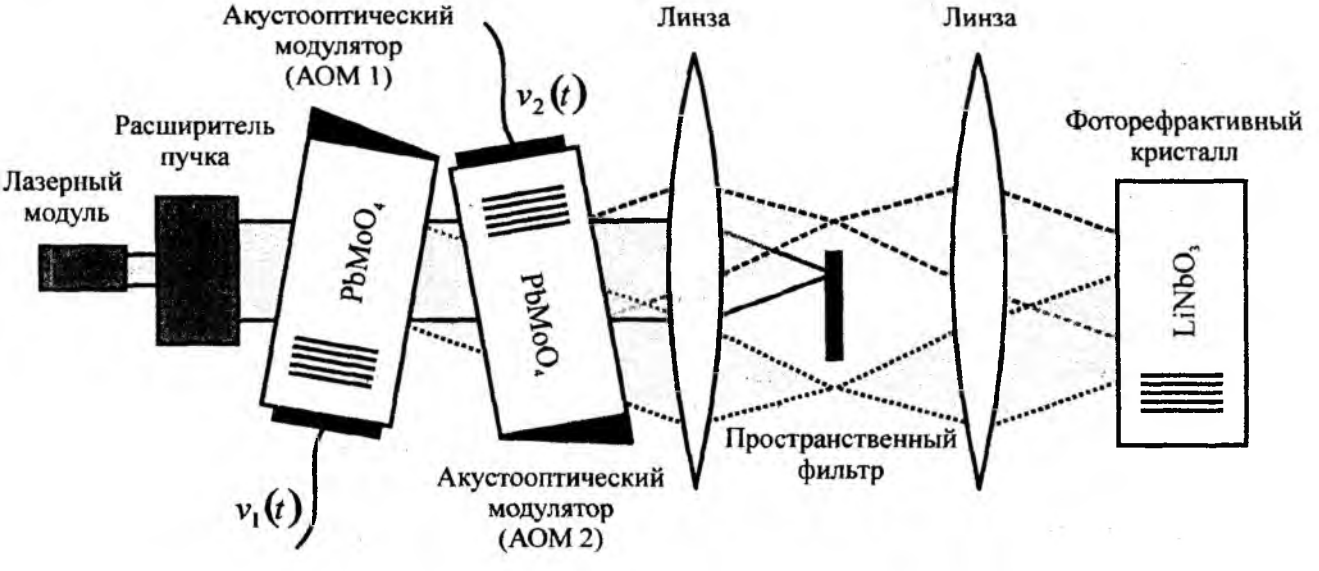


Рис. 1

Электрические сигналы $v_1(t)$ и $v_2(t)$, определяемые выражением

$$v_1(t)=v_2(t)=A\cos(2\pi f_0 t),$$

где A и f_0 – амплитуда и частота, соответственно, поступают на входы электроакустических преобразователей акустооптических модуляторов (АОМ) 1 и 2 (рис. 1). В предположении малой эффективности дифракции функции пропускания соответствующих акустооптических ячеек, без учета функции окна, можно записать в виде [8]:

$$h_1(x,t)=1+jv_1(t-x/V), \tag{1}$$

$$h_2(x,t)=1+jv_2(t+x/V-T), \tag{2}$$

где V – скорость звука в среде модулятора, $T=W/V$ – время распространения акустической волны в ячейке длиной W. Используя соответствующие $v_1(t)$ и $v_2(t)$ аналитические сигналы

$$\tilde{v}_1(t)=\tilde{v}_2(t)=A\exp(j2\pi f_0 t), \tag{3}$$

запишем (1), (2) в виде

$$h_1(x,t)=1+j\frac{1}{2}\tilde{v}_1(t-x/V)+j\frac{1}{2}\tilde{v}_1^*(t-x/V), \tag{4}$$

$$h_2(x,t)=1+j\frac{1}{2}\tilde{v}_2(t+x/V-T)+j\frac{1}{2}\tilde{v}_2^*(t+x/V-T). \tag{5}$$

Поскольку в схеме на рис. 1 каждый из акустооптических модуляторов повернут по отношению к падающему световому пучку под углом Брэгга, слагаемые $j\frac{1}{2}\tilde{v}_1^*(t-x/V)$ и $j\frac{1}{2}\tilde{v}_2^*(t+x/V-T)$ в выражениях (4), (5) равны нулю и функция пропускания системы из двух акустооптических ячеек имеет вид:

$$h(x,t)=\left[1+j\frac{1}{2}\tilde{v}_1(t-x/V)\right]\cdot\left[1+j\frac{1}{2}\tilde{v}_2(t+x/V-T)\right]. \tag{6}$$

При использовании коллимированного светового пучка пространственный фильтр (рис. 1) пропускает только дифракционные компоненты, соответствующие слагаемым $j\frac{1}{2}\tilde{v}_1(t-x/V)$ и $j\frac{1}{2}\tilde{v}_2(t+x/V-T)$ в (6), и распределение интенсивности света, падающего на фоторефрактивный кристалл можно записать как

$$I_{вых}(x,t)=\left|j\frac{1}{2}\tilde{v}_1(t-x/V)+j\frac{1}{2}\tilde{v}_2(t+x/V-T)\right|^2. \tag{7}$$

Полученная зависимость интенсивности от координаты x и времени t не представляет в явном виде статическое пространственное распределение записывающего светового потока. Для решения этой задачи проведено функциональное моделирование средствами пакета MatLab.

Моделирование процесса формирования записывающего пучка в Simulink

Блок-схема функциональной модели, построенной в пакете Simulink и описывающей пространственную структуру светового пучка, освещающего образец LiNbO3 в макете экспериментальной установки (рис. 1), приведена на рис. 2.

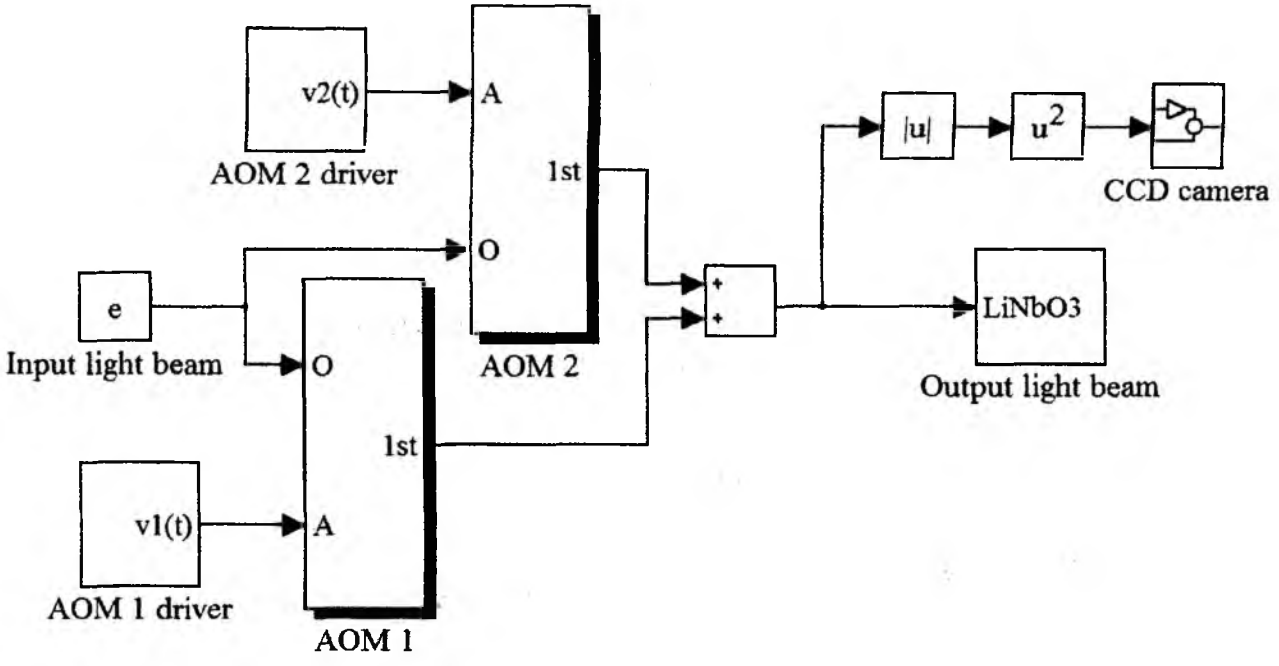


Рис. 2

Блок "Input light beam" задает световой поток с равномерным распределением интенсивности, формируемый расширителем пучка.

Блоки "AOM 1 driver" и "AOM 2 driver" идентичны и задают сигналы $\tilde{v}_1(t)$ и $\tilde{v}_2(t)$, определяемые выражением (3). Схема блока "AOM 1 driver" приведена на рис. 3.

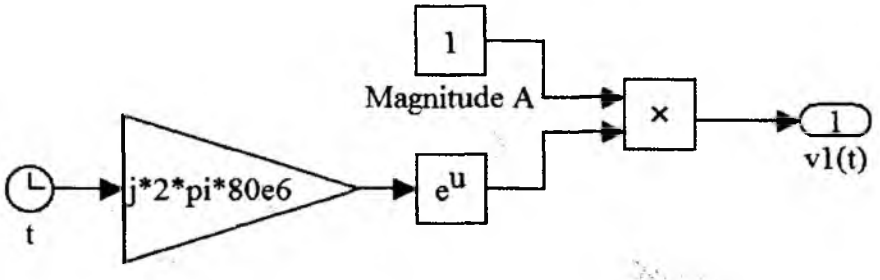


Рис. 3

Блоки "AOM 1" и "AOM 2" являются моделями акустооптических модуляторов, включенных таким образом, что звуковые волны в них распространяются во встречных направлениях. Рассматриваются только дифракционные компоненты первых порядков, соответствующие слагаемым $j\frac{1}{2}\tilde{v}_1(t-x/V)$ и $j\frac{1}{2}\tilde{v}_2(t+x/V-T)$ в (6). Схемы блоков изображены на рис. 4, 5.

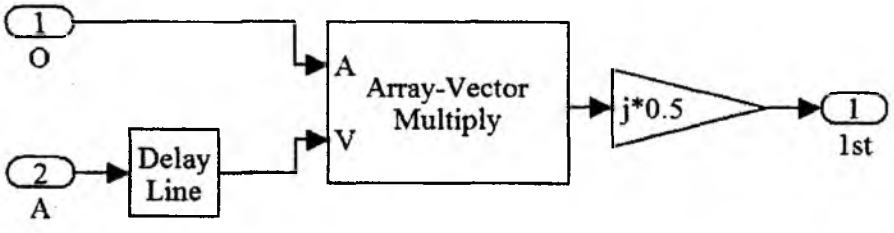


Рис. 4

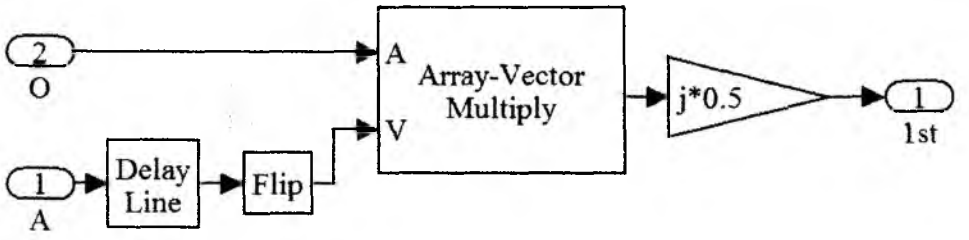


Рис. 5

На рис. 6, 7 представлены результаты моделирования пространственного распределения интенсивности и вещественной части напряженности $\mathrm{Re}\{E\}$ записывающего светового потока на входной грани фоторефрактивного кристалла. Как видно из рис. 6, изменение интенсивности светового потока зависит от пространственной координаты и в соответствии с ним возможно сформировать дифракционную решетку в кристалле ниобата лития.

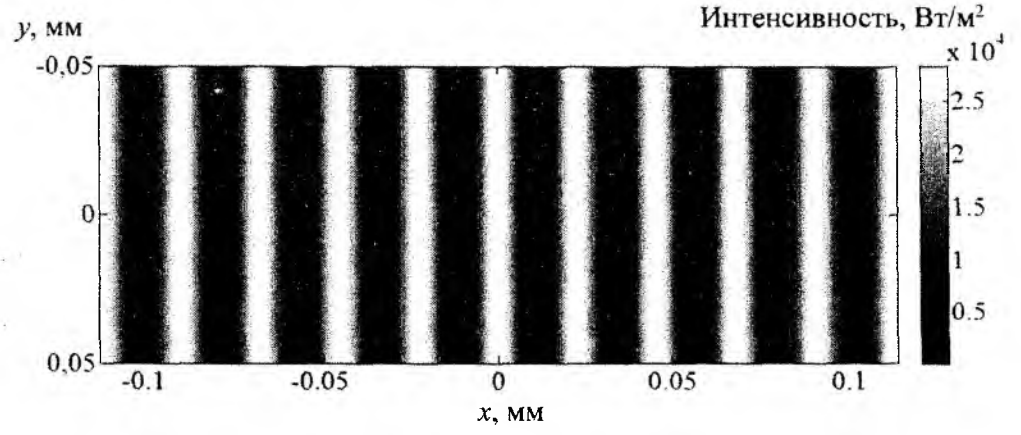


Рис. 6

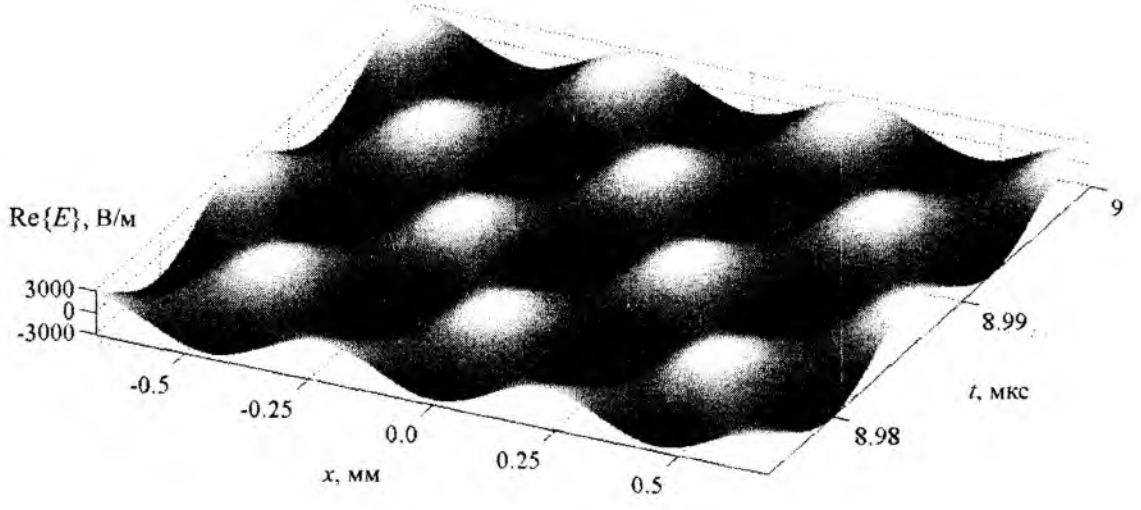


Рис. 7

Моделирование процесса записи фоторефрактивного амплитудно-фазового транспаранта в кристалле $LiNbO_3$

Световой пучок большой интенсивности (рис. 6), проходящий через $LiNbO_3$, изменяет показатель преломления кристалла вследствие фоторефрактивного эффекта [7, 9]. Зависимость n от электрической компоненты E_x необыкновенно поляризованной световой волны (направление оси x совпадает с направлением главной оптической оси кристалла) имеет вид [7, 10]:

$$n = n_e + n_2 \cdot |E_x|^2,$$

где n_e – линейный показатель преломления необыкновенной волны; n_2 – эффективный нелинейный показатель преломления. Как показано в [7, 11], n_2 можно записать как

$$n_2 \cong -\frac{1}{2} n_e^3 r_{33} \frac{k\alpha\gamma_R N_A}{\mu e \beta N_D},$$

где γ_R – скорость рекомбинации носителей; r_{33} – соответствующий электрооптический коэффициент; μ – подвижность носителей; α – коэффициент поглощения; k – фотовольтаическая постоянная; β – скорость тепловой генерации; N_A – концентрация акцепторов; N_D – концентрация доноров; e – заряд электрона.

На рис. 8, 9 приведены результаты моделирования процесса записи амплитудно-фазового транспаранта в кристалле $LiNbO_3$ методом распространяющегося пучка (Beam Propagation Method, BPM).

Моделирование выполнено с учетом следующих параметров: размер кристалла $LiNbO_3$ 45×10×9 *мм*; $n_e = 2{,}2$; $n_2 = -1{,}4 \cdot 10^{-12}$ м^2/В^2; длина волны 532 *нм* и интенсивность падающего светового потока 3 *Вт/см*^{2}.

На рис. 8 показана эволюция интенсивности I записывающего светового пучка в направлении распространения внутри кристалла $LiNbO_3$.

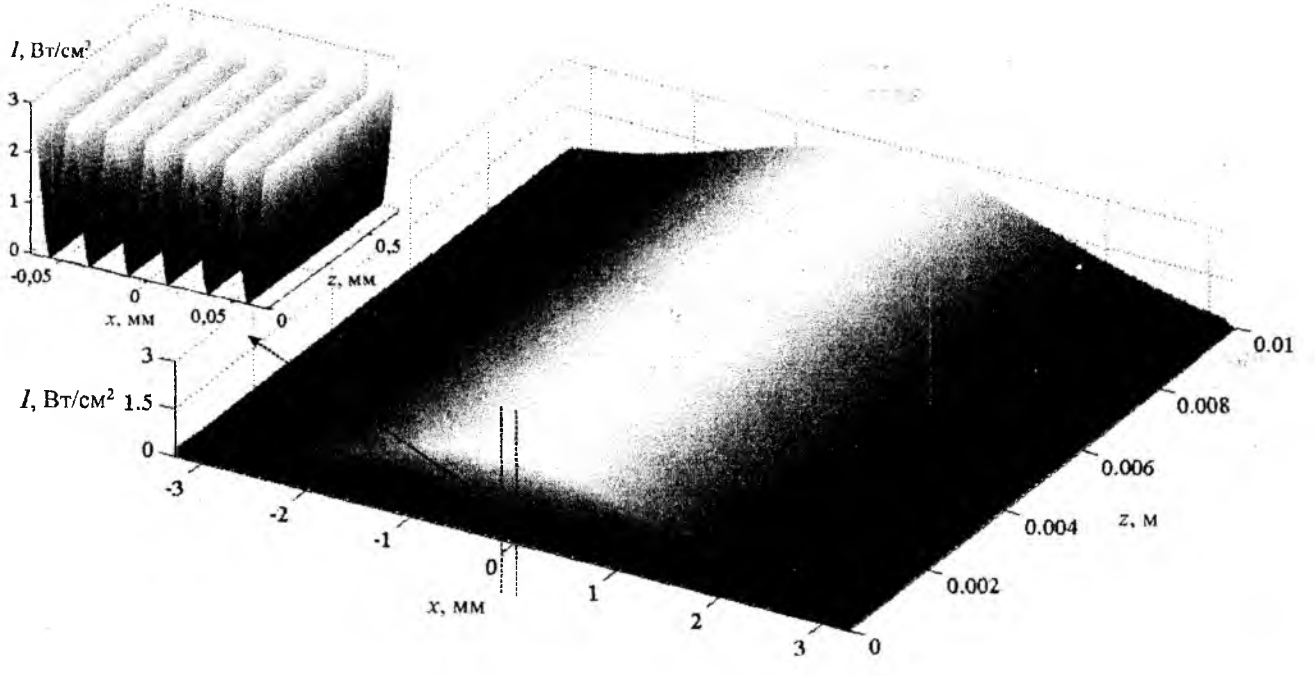


Рис. 8

На рис. 9 показано пространственное распределение изменения коэффициента преломления Δn, из которого видно, что в фоторефрактивном кристалле формируется фазовый транспарант в виде периодической структуры, состоящей из чередующихся областей с различным n, и периодом, соответствующим пространственному распределению интенсивности записывающего пучка. Различия в значениях n в данном случае определяются характеристиками светового потока на входе устройства формирования (для рассмотренного случая – гауссов пучок).

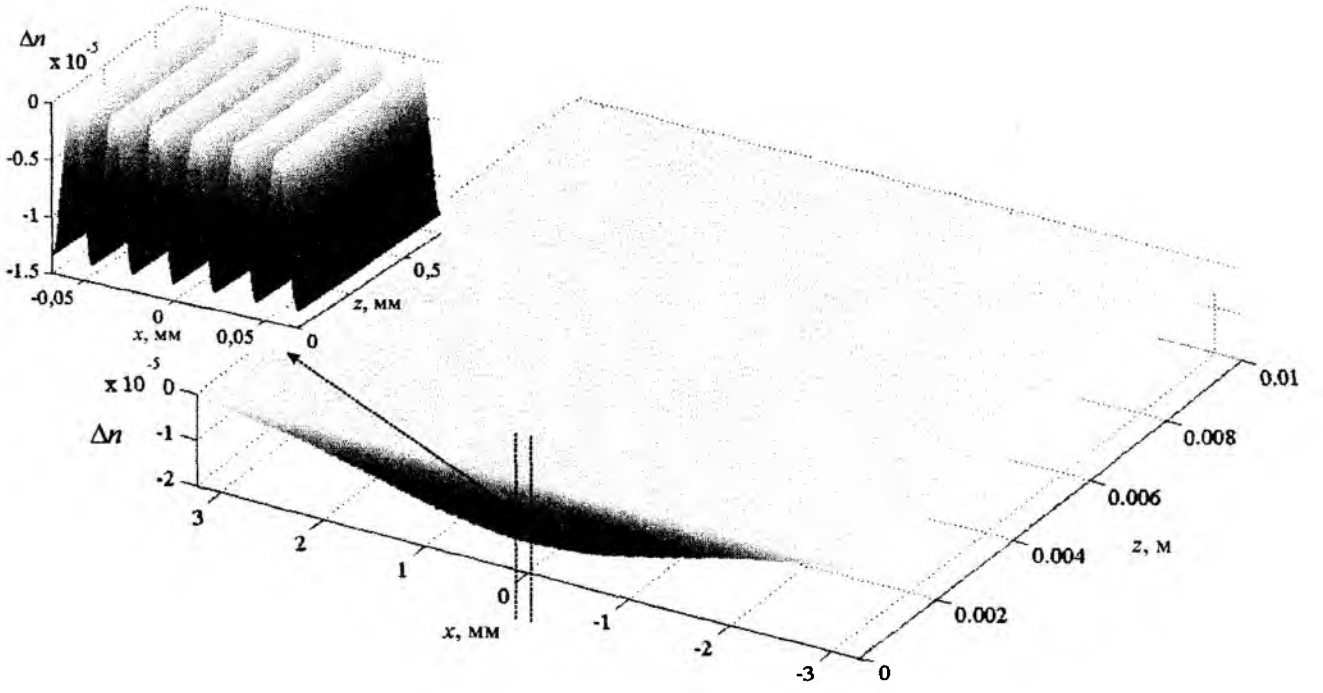


Рис. 9

Выводы

Пространственное разделение каналов обработки информации в акустооптическом модуляторе обеспечивает значительное увеличение разрядности операндов и, как следствие, – увеличение производительности оптических и оптоэлектронных вычислительных устройств.

Выполненное в работе моделирование процесса формирования дифракционных решеток в кристалле $LiNbO_3$ показало возможность синтеза периодической структуры с размером в половину длины акустической волны, что может быть использовано для формирования в ОАВС каналов обработки информации малых поперечных размеров.

Список литературы. 1. *Оптические* устройства в радиотехнике / *Под ред. В. Н. Ушакова.* – М. : Радиотехника, 2009. – 264 с. 2. *Wang, X., Peng, J., Li, M., Shen, Z., Shan, O.* Carry-free vector-matrix multiplication on a dynamically reconfigurable optical platform // Aplied Optics. – 2010. – Vol. 49, no. 12. – P. 2352-2362. 3. *Оптические* вычисления: Сбор. статей под ред. Р. Арратуна.– М. : Мир, 1993. – 441 с. 4. *Васильев, В.Н., Павлов, А.В.* Оптические технологии искусственного интеллекта : учеб. пособие. – В 2-х т. Т.1. – СПб : СПбГУ ИТМО, 2008. – 81с. 5. *Липинский, А.Ю., Рудякова, А.Н., Данилов, В.В.* Фоторефрактивные кристаллы в запоминающих устройствах оптоэлектронных процессоров корреляционного типа // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. – №6. – С. 5-9. 6. *Lipinskii, A.Y., Rudiakova, A.N.* Acousto-optic computing environment for stream data processing // Applied Optics. – 2011. – vol. 50. – P. 4917-4921. 7. *Липинский, А.Ю., Рудякова, А.Н., Данилов, В.В.* Моделирование процессов записи-чтения фоторефрактивных транспарантов методом распространяющегося пучка // Регистрация, хранение и обработка данных. – 2011. – Т. 13, № 2. – С. 16-26. 8. *Rhodes, W. T.* Acousto-Optic Signal Processing: Convolution and Correlation // Proc. IEEE, vol. 69, no. 1, pp. 65-79, 1981. 9. *Yu F.T.S., Yin S.* Photorefractive Optics: Materials, Properties, and Applications. – San Diego, CA: Academic Press, 2000. – 570 p. 10. *Banerjee, P.P.* Nonlinear Optics: Theory, Numerical Modeling, and Applications. – New-York, NY: Marcel Dekker, 2004. – 315 p. 11. *Liu, J.J., Banerjee, P.P., Song, Q.W.*, "Role of diffusive, photovoltaic, and thermal effects in beam fanning in LiNbO3" // JOSA B, Vol. 11, Issue 9, pp. 1688-1693, 1994.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 25.04.2012

УДК 621.37/39.029.3

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, А.А. АНДРУСЕВИЧ, канд. техн. наук,
Н.Г. СТАРОДУБЦЕВ, канд. техн. наук

МОНИТОРИНГ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА СБОРКИ И МОНТАЖА РЭС

Введение

Контроль (наблюдение изображения) монтажных соединений при мониторинге жизненного цикла радиоэлектронных средств (ЖЦ РЭС) на этапе производства можно рассматривать как часть технологического процесса, включающего последовательность операций изменения состояния предмета производства и операций технического контроля. Реальные технологические процессы [1 – 3] характеризуются необходимостью постоянной настройки режимов и оборудования ввиду большого количества объективных и субъективных факторов, вызванных изменением характеристик исходных материалов и энергоносителей, износом и нестабильностью работы оборудования, технологической оснастки, инструмента, квалификацией исполнителей и т.д.

Цель проведенных научных исследований - разработка новых принципов мониторинга технологического процесса сборки и монтажа РЭС.

Постановка задачи

Появление изображения соединения, не соответствующего эталонному, можно рассматривать как отказ технологического процесса (ТП), вызванный его разладкой и сбоем. Уместно в этом случае рассматривать мониторинг как мероприятия по обеспечению показателей безотказности ТП. Задачей, требующей теоретического обоснования, является определение количества и периодичности проверок соединений в соответствии с ограничениями на технико-экономические показатели ТП.

Основная цель регламентных и других профилактических работ при мониторинге, обеспечивающих настройку ТП, – уменьшение параметров потока отказов до их минимальных значений.

Таким образом, разработка методов и средств мониторинга технического обслуживания и профилактики технологического процесса сборки и монтажа является актуальной проблемой, цель которой - повышение качества выпускаемых РЭС.

Анализ потока отказов в ТП сборки и монтажа РЭС

Технологическая система должна обеспечивать производство продукта в заданных режимах. Способность системы гарантировать заданный результат характеризует ее надежность и качество.

Большинство свойств, характеризующих качество продукции, формируются в ходе технологических процессов. Несовершенство производственного процесса вызывает отклонения действительных значений качественных характеристик продукта от номинальных. В частности, на качество конечной продукции влияют неоднородность исходных материалов, человеческий фактор, несовершенство процессов, низкая надежность оснащения, инструментов, их изнашивание. Поэтому качество технологического процесса – важнейший из критериев, определяющих качество выпускаемых изделий.

Качество реализации технологических процессов обусловлено качеством технологии и технологической системы, включающей инфраструктуру, систему контроля и управления процессами, обслуживающий персонал.

Все технологические процессы, влияющие на качество продукта, должны контролироваться. Однако только использование хорошо организованной системы контроля показателей безопасности и качества материалов и готового продукта еще не гарантируют обеспечения высокого качества продукта. Необходимо еще и управлять процессом производства, понижая

влияние дестабилизирующих факторов, что можно достичь, располагая исчерпывающими сведениями о состоянии и возможностях производственных процессов.

Таким образом, для оценивания качества технологических процессов нужно:

- выбрать критерии оценки качества процессов;
- разработать методику количественной оценки качества процессов;
- разработать методологию контроля и управления технологическими процессами для обеспечения безопасности и качества производимой продукции.

Для количественной оценки качества технологических процессов, с точки зрения возможности обеспечения качества выпускаемой продукта, можно использовать показатели точности и устойчивости технологического потока.

Однако, если процессы основной деятельности протекают практически с неизвестными точностью, устойчивостью, надежностью, стохастичностью, чувствительностью, то из этого следует, что количественная оценка качества реализации процессов, а следовательно, и качества реализации технологии отсутствует.

Нельзя оценить качество технологии без учета применяемой технологической системы. Даже при использовании одних и тех же материалов и технологии процессы в различных технологических потоках будут протекать с различными показателями точности и устойчивости.

Поэтому возникает необходимость введения показателя, учитывающего свойства технологической системы и позволяющего оценить вероятность проведения технологических процессов в контролируемых условиях, соответствующих технологическому регламенту и гарантирующих выпуск высококачественного продукта. В качестве такого параметра будем использовать поток отказов [3].

Все операции ТП можно разделить на несколько групп в зависимости от скорости изменения параметра потока отказов (рис. 1).

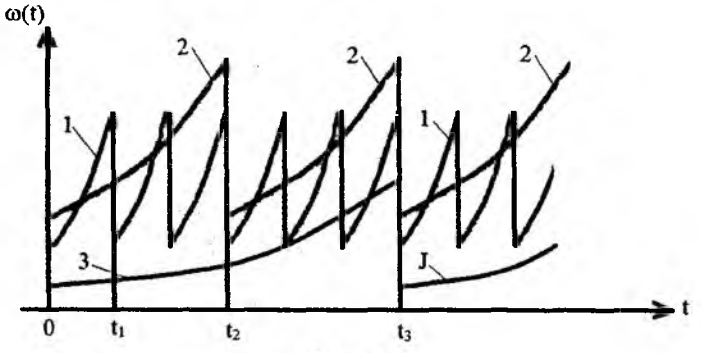


Рис. 1

Проанализируем график, изображённый на рис. 1. К первой группе относятся те ТП, параметр потока отказов которых возрастает до предельно допустимых значений за время наработки t_1. После выполнения регламентных работ на этих ТП их параметры потока отказов восстанавливаются (кривая 1).

Ко второй группе относятся ТП, параметр потока отказов которых возрастает до предельно допустимых значений за время t_2 (например, $t_2=3t_1$, кривая 2). К третьей группе относятся ТП, предельные значения параметра потока отказов которых достигаются за время t_3, равное, например, $t_3=2t_2$ (кривые 3), и т.д. К нулевой группе можно отнести ТП, параметры потока отказов которых за весь срок эксплуатации остаются постоянными.

Имея данные о характере изменения параметра потока отказов операций (частей) ТП, можно оценить периодичность выполнения регламентных работ (в случае метода техобслуживания по наработке) или работ по контролю состояния ТП. Оценку периодичности выполнения работ целесообразно произвести из условия получения максимального коэффициента работоспособности ТП.

Можно рассмотреть коэффициент работоспособности ТП в виде

$$K_и = \frac{t_н + t_{пи}}{t_о} = 1 - \frac{t_{рр} + t_в}{t_о}, \quad (1)$$

где $t_о = t_н + t_{пи} + t_{рр} + t_в$; $t_н$ – среднее время наработки за время $t_о$; $t_{пи}$ – среднее время простоя ТП, сюда входят и подготовительное время; $t_{рр}, t_в$ – средние времена, затраченные соответственно на регламентные работы и на восстановление ТП; $t_о$ – суммарное время (в часах) эксплуатации ТП за рассматриваемый календарный отрезок времени (исключая плановые настройки и восстановление работоспособности ввиду разладки ТП).

Выражение (1) можно представить как

$$K_и = 1 - K_н K_{пв}, \quad (2)$$

где $K_н = t_н / t_о$ – средний коэффициент наработки ТП за рассматриваемое календарное время; $K_{пв} = (t_{рр1} + t_{в1}) / t_{н1}$ – средний коэффициент потерь на восстановление ТП; $t_{рр1}$ – среднее время выполнения регламентных работ в одном межрегламентном цикле; $t_{н_1}$ – наработка ТП за один межрегламентный цикл.

Среднее время поиска и устранения разладки ТП в одном межрегламентном цикле (периоде)

$$t_{в1} = T_в n(t_{н1}), \quad (3)$$

где $T_в$ – среднее время поиска и устранения одного отказа; $n(t_{н1})$ – среднее число отказов за один межрегламентный цикл.

Тогда средний коэффициент потерь на восстановление ТП можно представить как

$$K_{пв} = \frac{t_{рр1} + T_в n(t_{н1})}{t_{н1}}. \quad (4)$$

Среднее число отказов и параметр потока отказов $w(t)$ ТП связаны зависимостью

$$n(t_{н1}) = \int_0^{t_{н1}} w(t)dt. \quad (5)$$

В общем случае монотонная зависимость параметра потока отказов от времени

$$w(t) = \lambda_о + bt^c, \quad (6)$$

где $\lambda_о$ – начальное значение параметра потока (интенсивности) отказов; b, c – коэффициент и показатель степени.

Из выражений (5) и (6) имеем

$$n(t_{н1}) = \lambda_о t_{н1} + \frac{b}{c+1} t^{(c+1)}_{н1}. \quad (7)$$

Из (4) и (6) следует

$$K_{пв} = \frac{t_{рр1}}{t_{н1}} + T_в \lambda_о + \frac{bT_в}{c+1} t^c_{н1}. \quad (8)$$

Оптимальное значение межрегламентного ресурса ($t_{н1опт}$) соответствует минимальному значению коэффициента потерь на восстановление $K_{ПВ}$. Для определения межрегламентного ресурса следует приравнять нулю производную от выражения (8) по $t_{н1}$

$$\frac{dK_{пв}}{dt_{нl}} = (-\frac{t_{ppl}}{t^2_{н}} + \frac{cbT_{в}}{c+1} t^{c-1}_{нl})_{t_{нlопт}} = 0 .$$

Отсюда

$$t_{нlопт} = [\frac{(c+1)t_{ppl}}{cbT_{в}}]^{\frac{1}{(c+1)}} . \qquad (9)$$

Из этого выражения видно, что для ТП, параметр потока (интенсивность) отказов которых постоянна $(b = 0)$, оптимальный межрегламентный ресурс равен ∞, т.е. регламентные работы нецелесообразны.

Планирование регламентных работ при проведении мониторинга ТП сборки и монтажа РЭС

Повышение надёжности функционирования ТП сборки и монтажа РЭС включает в себя две проблемы:

- создание системы контроля, в том числе теоретическое обоснование и разработка методов прогнозирования;
- создание системы обеспечения надежности.

Создание системы контроля особое внимание уделяет разработке методов испытаний изделий по подтверждению уровня надежности и является необходимой, но далеко не достаточной задачей в проблеме повышения надежности. Контроль является пассивной частью общей проблемы проектирования ТП, результаты контроля дают ограниченную апостериорную информацию, не позволяющую оперативно осуществлять обратную связь с целью повышения надежности. В связи с этим важное значение приобретают прогнозирование и обеспечение надежности в системе мониторинга ТП сборки и монтажа РЭС.

Главной целью мониторинга является создание такой системы контроля, при котором по результатам несложной оценке параметров ТП можно расчетным путем определить основные показатели их качества. При этом необходимо создать математическую модель, описывающую изменение основных параметров процессов до критического состояния, и на основании этой модели и информации о первичных значениях этих параметров рассчитать (прогнозировать) предполагаемые значения сроков службы, сохраняемости и наработки (ресурса).

Поскольку любой контроль и прогнозирование показателей надежности производятся на готовом объекте, то в общей проблеме повышения надежности основная роль принадлежит мониторингу на всех стадиях разработки и производства изделий. Каждая из стадий характеризуется специфическими задачами для решения задач обеспечения безотказности функционирования ТП:

- выбор и разработка требований к исходным материалам; выбор оптимальных запасов прочности и оптимальных режимов ТП изготовления изделий; разработка программы испытаний и ее реализация; составление технической документации и т. д. (на стадии разработки);
- организация входного контроля исходных материалов; метрологическое обеспечение процесса производства; автоматизация процессов испытаний; разработка и внедрение комплексной системы управления качеством продукции и т. д. (на стадии серийного производства РЭС).

Для эффективного распределения и использования межрегламентного ресурса для мониторинга ТП монтажа, следует:

- составить точный перечень регламентных работ;
- оценить время t_{ppl} на их выполнение (используя данные для прототипа);
- оценить среднее время поиска и устранения отказа $T_{в}$ в ТП. При этом можно воспользоваться зависимостью

$$T_в = \sum_{i=1}^{N} p_i t_{вi}, \qquad (10)$$

где p_i – вероятность отказа *i*-й операции (части) ТП; $t_{вi}$ – время поиска отказа и восстановления ТП при отказе в нем *i*-й операции (части) ТП; N – число учитываемых частей.

Зависимость (10) справедлива лишь для случаев, когда регламентные работы обеспечивают ликвидацию причин отказов, т.е. приводят к уменьшению интенсивности отказов. Если же причины возрастания интенсивности отказов не выявлены, то невозможно назначить перечень эффективных регламентных работ и установить оптимальную периодичность этих работ.

Тщательный анализ причин отказов, установление дополнительных операций контроля и соответствующих результатам контроля профилактических операций иногда могут обеспечить снижение значения уровня параметра потока (интенсивности) отказов. В данном случае речь идет не об оптимальном межрегламентном периоде, а о выполнении профилактических работ в зависимости от состояния ТП.

Выводы

Таким образом, на основании разработанных принципов мониторинга и предложенных методов оценки безотказности функционирования ТП сборки и монтажа РЭС можно предложить планы проведения регламентных работ, которые зависят от приведенных типов потока отказов ТП. Методы рассматриваемого мониторинга встраиваются в систему межоперационного контроля, получаемая информация может быть использована в системе технического обслуживания и профилактики ТП сборки и монтажа РЭС. Совершенствование такой системы является необходимым условием улучшения показателей производства, характеризующих стабильность и надежность ТП, отсутствие простоев.

Список литературы: 1. *Андрианов, А.С.* Процессный подход к управлению техническим обслуживанием и ремонтом промышленного оборудования / А.С. Андрианов // Сб. науч. тр. «Труды соискателей и аспирантов». – Саратов : Научная книга, 2008. – С. 19-35. 2. *Андрусевич, А.А., Невлюдов, И.Ш.* Оценивание технологических свойств основных и вспомогательных материалов в производстве электронной техники / А.А. Андрусевич, И.Ш. Невлюдов // Вісті Академії інженерних наук України. – 2004. – №4 (24). – С. 120-124. 3. *Андрусевич, А.А., Невлюдов, И.Ш., Второв, Е.П.* Оценивание физико-химической активности материалов для монтажа электронной техники / А.А. Андрусевич, И.Ш. Невлюдов, Е.П. Второв // Технология приборостроения. – 2004. – №1. – С. 32-37.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.05.2012

РАДИОФИЗИКА

УДК 621.383

В.Л. БАСЕЦКИЙ, А.А. ЗАРУДНЫЙ, канд. техн. наук

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ИНТЕНСИВНОСТИ УСИЛЕННОГО РАДИАЦИОННОГО ШУМА В ЛАЗЕРЕ НА КРАСИТЕЛЕ С ЛАМПОВОЙ НАКАЧКОЙ

Введение

При разработке лидарной аппаратуры, предназначенной для зондирования верхней атмосферы возникает проблема разработки удобных для практического использования физико-математических моделей отдельных компонентов лидара, главными из которых являются приемное устройство и излучатель передатчика. В качестве излучателей чаще всего используются перестраиваемые по частоте лазеры на красителях с ламповой накачкой, обладающие большой энергией в импульсе и значительным ресурсом непрерывной работы.

Лазеры на красителях обладают высоким коэффициентом усиления, поэтому при рассмотрении процессов, происходящих в АЭ необходимо учитывать плотность усиленного шума, поскольку последняя может достигать значений, сравнимых с плотностью излучения генерации [1]. Как показывает анализ теоретических и экспериментальных работ, посвященных данной проблеме наиболее существенное влияние на энергетические характеристики квантовых генераторов оказывают усиленный радиационный шум, усиленный рассеянный шум, повышенные краевые потери при термических искажениях активного элемента и поглощение излучения продуктами фотораспада красителя.

Основными задачами работы являлись уточнение физической модели процессов определяющих интенсивность усиленного радиационного шума излучателя на красителях с ламповой накачкой.

Уравнения для спектра и интенсивности усиленного радиационного шума

Известно, что интенсивность радиационного шума в общем случае определяется выражениями [1, 2]

$$I_{л}(\nu)=2\cdot a\cdot\varepsilon(\nu)\cdot(b\ell)\cdot\Psi(\nu)\,, \tag{1}$$

$$\Psi(\nu)=\frac{1}{k_y(\nu)b\ell}\left\{\frac{exp\left[k_y(\nu)b\ell\right]-1}{k_y(\nu)b\ell}-1\right\}\,, \tag{2}$$

где $\varepsilon(\nu)$ – излучательная способность в расчете на единичный интервал частоты; k_y – коэффициент усиления активного элемента (АЭ); a и b – константы, значения которых зависят от коэффициента преломления материала АЭ.

Согласно выражению (2) $\Psi(\nu)$ является функцией только аргумента $k_y(\nu)b\ell$, таким образом частотная зависимость $\Psi(\nu)$ определяется спектральной функцией коэффициента усиления. Разлагая функцию $\Psi(\nu)$ в ряд по степеням $k_y(\nu)b\ell$ до четвертого члена разложения после несложных преобразований получим

$$\Psi(\nu)=0{,}5\cdot\left[1+\frac{1}{3}\cdot\left(k_y(\nu)b\ell\right)\right]\,. \tag{3}$$

Из выражений (1) и (3) следует, что при $k_y(\nu)b\ell<<1$ значение функции $\Psi\approx 0{,}5$, спектр усиленного шума в диапазоне частот усиления близок к спектру люминесценции и расчет усиленного шума может быть проведен подстановкой в уравнение (1) значения $\Psi\approx 0{,}5$.

Заметного изменения характера частотной зависимости функции $\psi(\nu)$, как следует из (2), следует ожидать при $k_y(\nu)b\ell \geq 1$.

Стационарный коэффициент усиления без учета рассеяния и при условии $n_1 << n$ может быть представлен в виде [4]

$$k_y(\nu) \approx \sigma_{10}(\nu)\cdot n_1 - \sigma_t \cdot \mu \cdot n_1 - \sigma_{01}(\nu)\cdot n \ , \qquad (4)$$

где σ_{10}, σ_{01} - соответственно сечения вынужденного излучения и поглощения на частоте генерации; σ_t – сечение триплет- триплетного поглощения; μ – параметр, определяющий относительную заселенность триплетного состояния; n_1 – населенность возбужденного синглетного уровня; n – общая концентрация активных молекул в АЭ.

Определим границы диапазона частот, для которых выполняется условие $k_y(\nu) \geq 0$. Для этого, пренебрегая в длинноволновой части диапазона перепоглощением излучения с основного уровня, а в коротковолновой триплетными потерями запишем уравнения

$$k_y(\nu_{max}) \approx \sigma_{10}(\nu_{max})\cdot n_1 - \sigma_{01}(\nu_{max})\cdot n = 0 \ , \qquad (5)$$

$$k_y(\nu_{min}) \approx \sigma_{10}(\nu_{min})\cdot n_1 - \sigma_t \cdot \mu \cdot n_1 = 0 \ . \qquad (6)$$

Учитывая форму спектра люминесценции красителей, частотную зависимость $\sigma_{10}(\nu)$ в коротковолновой части спектра удобно представить выражением [2]

$$\sigma_{10}(\nu) = \sigma_{10}^{max} \cdot exp\left[-4\cdot ln(2)\cdot\left(\frac{\nu-\nu_f}{\Delta\nu}\right)^2\right] ,$$

а в длинноволновой – дисперсионной зависимостью вида

$$\sigma_{10}(\nu) = \sigma_{10}^{max}\cdot\widetilde{S}(\nu) = \sigma_{10}^{max}\cdot\frac{(\delta\nu/2)^2}{(\nu-\nu_f)^2+(\delta\nu/2)^2}, \qquad (7)$$

где $\widetilde{S}(\nu)$ – нормированная функция излучения; $\delta\nu$ – ширина контура.

Используя выражения (5) и (6) и решая полученные уравнения относительно ν, получаем

$$\nu_{max} = \nu_{эл} + \frac{kT}{h}\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right) , \qquad (8)$$

$$\nu_{min} = \nu_f - \delta\nu\cdot\sqrt{\frac{\sigma_{10}^{max}}{\mu\cdot\sigma_t}-1} \ . \qquad (9)$$

Анализ полученных формул показывает, что при принятых допущениях длинноволновая граница диапазона не зависит от энергетического режима генератора, в то время как коротковолновая граница усиления и частота генерации обусловлены относительной заселенностью рабочего уровня.

Используя выражение (4) и при условии $n_1/n << 1+\mu$, можно показать, что частота генерации $\nu_г$ в режиме самонастройки, соответствующая максимальному усилению определяется выражением

$$\nu_г = \nu_g + \varpi\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right) , \qquad (10)$$

где введены обозначения

$$\nu_g = \frac{\nu_{эл} + \frac{kT}{h}\cdot\left[ln\left(\frac{8ln2\cdot kT}{c\cdot h\Delta\nu}\right)+\frac{c\cdot\nu_f}{\Delta\nu}-1\right]}{1+c\cdot kT/(h\Delta\nu)}, \tag{11}$$

$$\varpi = \frac{kT/h}{1+c\cdot kT/(h\Delta\nu)} \tag{12}$$

Здесь значение константы c определяется выражением $c=\left(\frac{\nu_f-\nu_0}{\Delta\nu}\right)^{-1}$.

Подставив значения величин, входящих в формулы (10), (11) и (12), получим, например, для красителя родамин 6Ж фиксированное значение нижней границы диапазона $\nu_{min} = 4{,}52\cdot10^{14}\,Гц$ и выражения

$$\nu_{max} = \left[5{,}45 + 0{,}061\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right)\right]\cdot10^{14}\,Гц, \tag{13}$$

$$\nu_г = \left[5{,}27 + 0{,}048\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right)\right]\cdot10^{14}\,Гц. \tag{14}$$

В расчетах использовались следующие значения:
$\nu_{эл} = 5{,}45\cdot10^{14}\,Гц$; $\nu_f = 5{,}26\cdot10^{14}\,Гц$; $\nu_0 = 5{,}04\cdot10^{14}\,Гц$; $\sigma_t = 0.4\cdot10^{-16}\,см^2$; $\mu = k_{st}\cdot\tau_1 = 0{,}85$; $\sigma_{10}^{max} = 1.88\cdot10^{-16}\,см^2$; $\delta\nu = 0{,}35\cdot10^{14}\,Гц$.

Используя (4) и (7), можно записать выражение для коэффициента усиления радиационного шума

$$k_y(\nu) = \sigma_{10}^{max} n_1\cdot\left\{\left[\widetilde{S}(\nu) - \mu\cdot\frac{\sigma_t}{\sigma_{10}^{max}}\right] - \frac{n}{n_1}\widetilde{S}(\nu)\cdot exp\left[\frac{h\cdot(\nu-\nu_{эл})}{kT}\right]\right\}. \tag{15}$$

Преобразуем полученное соотношение к виду

$$k_y(\nu) = k_n\cdot\varphi_0^{-1}\cdot\left\{\left[\widetilde{S}(\nu) - \frac{\mu\sigma_t}{\sigma_{10}^{max}}\right] - \frac{n}{n_1}\cdot\widetilde{S}(\nu)\cdot exp\left[\frac{h(\nu-\nu_{эл})}{kT}\right]\right\}, \tag{16}$$

где

$$\varphi_0 = \widetilde{S}(\nu_г) - \frac{\mu\sigma_t}{\sigma_{10}^{max}} - \frac{n}{n_1}\cdot\widetilde{S}(\nu_г)\cdot exp\left[\frac{h(\nu_г-\nu_{эл})}{kT}\right]. \tag{17}$$

Выражение в фигурных скобках (16) определяет частотную зависимость коэффициента усиления АЭ.

Пренебрегая долей усиленной люминесценции за пределами контура усиления и интегрируя уравнение (1) по частоте, получим выражение для суммарной интенсивности усиленного шума по спектру усиления

$$I_л = 2a\cdot(bl)\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}}\varepsilon(\nu)\cdot\Psi(\nu)d\nu. \tag{18}$$

Согласно первой теореме о среднем для интеграла можно записать

$$\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}}\varepsilon(\nu)\cdot\Psi(\nu)d\nu = \Psi(k_n b\ell/\xi)\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}}\varepsilon(\nu)d\nu, \tag{19}$$

$$\Psi(k_n b\ell/\xi) = \int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} \varepsilon(\nu)\cdot\Psi(\nu)d\nu \cdot \left[\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} \varepsilon(\nu)d\nu\right]^{-1}. \quad (20)$$

где ξ – константа, характеризующая снижение среднего по спектру значения коэффициента усиления относительно максимального, равного коэффициенту потерь. Значение ξ зависит от формы и полуширины спектра люминесценции и усиленного шума. В частности, если оба контура описываются лоренцевской зависимостью, то $\xi = 2$, если гауссовой – $\xi = \sqrt{2}$ [3].

Выражение для интенсивности усиленного шума с учетом последнего соотношения принимает вид

$$I_л = 2a\cdot bl\cdot\Psi(k_n bl/\xi)\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} \varepsilon(\nu)d\nu. \quad (21)$$

Рассмотрим последний интеграл в правой части уравнения. Выражение под интегралом определяет долю спонтанной эмиссии, усиливаемую средой и попадающую в частотный интервал, в пределах которого усиление больше нулевого значения. Согласно теореме о среднем для интеграла можно записать

$$\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} \varepsilon(\nu)d\nu = \frac{n_1}{\tau}\cdot g\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} (h\nu)\cdot S(\nu)d\nu = \frac{n_1}{\tau}\cdot(h\nu_c)\cdot\vartheta, \quad (22)$$

$$(h\nu_c) = \frac{1}{\vartheta}\cdot g\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} (h\nu)\cdot S(\nu)d\nu, \quad (23)$$

где $(h\nu_c)$ – среднее значение энергии кванта люминесценции; g – безразмерный коэффициент, характеризующий асимметрию спектральной функции излучения среды и для дисперсионного приближения формы линии определяемый выражением

$$g = 2\cdot\frac{\int_{-\infty}^{\nu_f}\tilde{S}(\nu)d\nu}{\int_{-\infty}^{\nu_f}\tilde{S}(\nu)d\nu + \int_{\nu_f}^{\infty}\tilde{S}(\nu)d\nu} = 2\cdot\frac{\Delta\nu_д}{\Delta\nu_д + \Delta\nu_к}, \quad (24)$$

где $\Delta\nu_д, \Delta\nu_к$ – соответственно полуширина длинноволновой и коротковолновой частей спектра люминесценции.

В частности, для родамина 6Ж $g \approx 1{,}6$.

Среднее значение энергии кванта люминесценции в общем случае не совпадает энергией кванта генерации. Однако численные оценки показывают, что относительная разность между ними составляет не более единиц процентов и поэтому можно положить $(h\nu_c) \approx (h\nu_г)$.

Безразмерный коэффициент ϑ в выражении (22) определяет долю спонтанной эмиссии попадающую в полосу усиления по отношению ко всей излученной мощности люминесценции

$$\vartheta = g\cdot\int_{\nu_{min}}^{\nu_{max}} S(\nu)d\nu = \frac{1}{\pi}\cdot g\cdot\left[arctg\left(\frac{\nu_f - \nu_{min}}{\Delta\nu}\right) - arctg\left(\frac{\nu_f - \nu_{max}}{\Delta\nu}\right)\right]. \quad (25)$$

Изменение величины ϑ при неизменном нижнем пределе интегрирования определяется верхним пределом, который согласно (8) зависит от n_1/n. Перепишем выражение (25) в виде

$$\vartheta \approx \frac{1}{\pi}\cdot g\cdot arctg\left(\frac{\nu_f-\nu_{min}}{\Delta\nu}\right)-\frac{1}{\pi}\cdot g\cdot\frac{\nu_f-\nu_{max}}{\Delta\nu}. \qquad (26)$$

Здесь использовано приближение вида $arctg(x)\approx x$, при $x<<1$.

Подставляя в полученное выражение формулу (8), получим

$$\vartheta = A + b\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right), \qquad (27)$$

где использованы обозначения

$$A=\frac{1}{\pi}\cdot g\cdot\left[arctg\left(\frac{\nu_f-\nu_{min}}{\Delta\nu}\right)+\frac{\nu_{эл}-\nu_f}{\Delta\nu}\right], \qquad b=\frac{1}{\pi}\cdot\frac{g}{\Delta\nu}\cdot\frac{kT}{h}. \qquad (28)$$

Подставив численные значения величин, для значения g=1,5 получим выражение

$$\vartheta \approx 0{,}85 + 0{,}088\cdot ln\left(\frac{n_1}{n}\right).$$

Используя соотношения (22) и (23) можно записать выражение для интенсивности усиленного радиационного шума в виде

$$I_л = (h\nu_г)\cdot\frac{n_1}{\tau}\cdot\vartheta\cdot\frac{\xi}{k_n}\cdot\widetilde{G}, \qquad (29)$$

где $\widetilde{G}=2a\cdot\left[\frac{\xi\cdot exp(k_n b\ell/\xi)-1}{k_n b\ell}-1\right]$.

Выводы

Получены соотношения для интенсивности усиленного радиационного шума, позволяющие выполнить энергетический расчет излучателя резонансного лидара на базе перестраиваемого лазера на красителях с ламповой накачкой. Расчетные соотношения выведены с учетом спектральной зависимости коэффициента усиления активной среды и триплетных потерь. Представлены численные характеристики для спектра и интенсивности радиационного шума для красителя родамин 6Ж. Результаты расчетов и сопоставление их с экспериментальными исследованиями свидетельствуют о том, что основным механизмом ограничения энергии излучения при увеличении протяженности АЭ является усиленный радиационный шум.

Список литературы: 1. *Николаев, С.В., Коробов, А.М.* Расчет оптимальной длины активного элемента лазеров на растворах органических соединений с учетом радиационного шума. – Харьков, 1985. – 22с. (Препринт / АН УССР. – ИРЭ. – №281.) 2. *Методы* расчета оптических квантовых генераторов / Под ред. Б.И. Степанова. – Минск : Наука и техника, 1968. – Т.2. – 656с. 3. *Анохов, С.П., Марусий, Т.Я., Соскин, М.С.* Перестраиваемые лазеры. – М. : Радио и связь, 1982. – 360с. 4. *Басецкий, В.А., Зарудный, А.А.* Модель генерационных характеристик излучателя резонансного лидара // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып 160. – С.124-129.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.05.2012

УДК 621.383

В.Л. БАСЕЦКИЙ, А.А. ЗАРУДНЫЙ, канд. техн. наук

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЗОНАНСНОГО ЛИДАРА НА ОСНОВЕ ЛАЗЕРА НА КРАСИТЕЛЕ С ДИСПЕРСИОННЫМ РЕЗОНАТОРОМ

Введение

Известно, что действие всех дисперсионных резонаторов основано на двух механизмах селекции продольных мод – угловом и амплитудном [1]. При выборе дисперсионных элементов для лазеров на красителях с ламповой накачкой необходимо иметь в виду некоторую специфику их использования. Во-первых, исходная расходимость излучения и поперечные размеры пучка достаточно велики, что затрудняет применение элементов с угловой селекцией. Другим существенным фактором является значительная энергия излучения, достигающая величины порядка 10 *Дж* и более. Наконец, наведенная анизотропия спиртовых растворов красителей (из-за термооптических искажений) препятствует эффективному использованию селективных элементов с поляризационной селективностью. Необходимо учитывать также требование достижения высокой спектральной яркости излучателей лидаров, использующих резонансные эффекты взаимодействия с атмосферными компонентами.

Основные задачи работы – уточнение физической модели процессов, определяющих ширину спектра излучения перестраиваемого лазера на красителях с ламповой накачкой.

Обоснование выбора селекторов дисперсионного резонатора

Известно, что наименьшая ширина линии генерации достигается при использовании интерферометров Фабри – Перо (ИФП), которые являются наиболее универсальными дисперсионными элементами, успешно применяемыми во многих современных типах перестраиваемых лазеров, при любых режимах генерации и условиях работы [1]. В частности, эталоны достаточно эффективны в условиях большой расходимости лазерного излучения и наведенной анизотропии активного вещества, в то время как элементы с угловой дисперсией оказываются малопригодными. К недостаткам таких селекторов можно отнести периодический характер функции пропускания. Для подавления ненужных пиков пропускания в качестве предселекторов могут быть использованы как эталоны, так и селекторы других типов. Так, например, сужение спектра до величины порядка 0,1 *пм* достигалось комбинированным резонатором из четырех эталонов [2]. Первые три с воздушными промежутками (6 *мк*, 100 *мк* и 1 *мм*) имели резкость около 7. Последний эталон (14 *мм*) был изготовлен из плавленого кварца и имел резкость 5. Излучатель использовался в составе лидара для исследования верхней атмосферы. Анализ публикаций, посвященных аппаратуре лидарного зондирования, показал, что в качестве основных селекторов в излучателях, как правило, используются наклонные интерферометры.

Соотношения для полосы пропускания и потерь внутрирезонаторного интерферометра

Работа наклонного эталона внутри резонатора лазера подробно проанализирована в ряде работ [3, 4] и сопряжена с наличием нескольких специфических механизмов потерь, учет которых необходим при анализе его реальной селектирующей способности. В частности, показано, что потери, вносимые в резонатор, определяются, в основном, неплоскостностью и непараллельностью зеркал , а также апертурным эффектом.

Известно, что длина волны, соответствующая максимуму пропускания ИФП определяется условием [3]

$$2 \cdot t \cdot n \cdot \cos \vartheta = m\lambda_m, \qquad (1)$$

где t – база ИФП; ϑ — угол наклона ИФП; m – порядок интерференции; n – показатель преломления промежутка между зеркалами.

Спектральные характеристики ИФП характеризуются следующими соотношениями [3]

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2 \cdot t \cdot n}, \quad \delta\lambda = \frac{\Delta\lambda \cdot (ln2)^{1/2}}{F}, \quad F = \frac{\pi \cdot \sqrt{R}}{1-R}, \tag{2}$$

где $\Delta\lambda$ – область свободной дисперсии; $\delta\lambda$ – ширина пиков пропускания, определяемая кривизной контура потерь вблизи максимума пропускания; F – фактор резкости эталона; R – коэффициент отражения зеркал.

Точный математический анализ спектрально-энергетических характеристик лазера с внутрирезонаторными эталонами затруднителен вследствие значительной параметрической связи между механизмами неселективных и селективных потерь при сильном возмущении резонатора. Ситуация упрощается, если ИПФ в резонаторе является слабым возмущением. Этот вариант наиболее приемлемый применительно к лазеру, используемому в составе лидара, поскольку он чрезвычайно выгоден в энергетическом отношении. Условие малости вносимых интерферометром возмущений выполняется тем лучше, чем больше дифракционные потери невозмущенного резонатора. В частности, в варианте плоскопараллельного резонатора это условие реализуется при большом превышении базы резонатора над длиной АЭ. В работе [4] проведено теоретическое исследование лазеров с внутрирезонаторным эталоном для случая слабого возмущения поля, учитывающее непараллельность зеркал и апертурный эффект. Определены величины потерь и селективности резонатора. Показано, что при не слишком больших неселективных потерях селектора $\rho \le 0{,}4$, эти величины полностью определяются максимальным пропусканием эталона.

В частности, для случая равномерного распределения интенсивности $I(r_\perp)$ по сечению пучка и при разъюстировке ИФП с воздушным зазором на малый угол α потери за счет неравномерности толщины зазора определяются выражением

$$\rho_{\Delta t} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{4 \cdot F \cdot \alpha \cdot a}{\lambda} \right)^2, \tag{3}$$

Если угловое распределение интенсивности излучения характеризуется гауссовой кривой, то потери, обусловленные апертурным эффектом, рассчитываются по формуле

$$\rho_a = \left(\frac{2 \cdot F \cdot t \cdot \vartheta \cdot \theta_0}{\lambda \cdot \sqrt{2 ln2}} \right)^2, \tag{4}$$

где θ_0 – расходимость излучения по уровню 0,5.

Реальная резкость наклонного интерферометра F_R при потерях $\rho \le 0{,}5$ определяется приближенной формулой [4]

$$F_R = F \cdot (1 + 2{,}5 \cdot \rho)^{-1}, \tag{5}$$

где $\rho = \rho_{\Delta t} + \rho_a$ – суммарные потери селектора, обусловленные неравномерностью зазора и апертурным эффектом.

Пропускание селектора при малых ρ может быть рассчитано по формуле

$$T_c = (1 + \rho)^{-1}. \tag{6}$$

Для интерферометра с воздушным зазором суммарные, согласно (3) и (4), потери определяться выражением

$$\rho = F^2 \cdot \left(\frac{4}{\lambda} \right)^2 \cdot \left(\frac{t^2 \cdot \vartheta^2 \cdot \theta_0^2}{8 ln2} + \frac{\alpha^2 \cdot a^2}{3} \right). \tag{7}$$

Используя последнее выражение формулу (5) можно переписать в виде

$$F_R = A \cdot \frac{\sqrt{\rho}}{1+2{,}5\rho}\ , \tag{8}$$

где $A = \left[\left(\frac{4}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{t^2 \cdot \vartheta^2 \cdot \theta_0^2}{8ln2} + \frac{\alpha^2 \cdot a^2}{3}\right)\right]^{-\frac{1}{2}}$ – константа, зависящая от параметров пучка внутри резонатора и качества интерферометра.

Для определения потерь, соответствующих максимальному значению F_R, необходимо решить уравнение $\frac{\partial F_R}{\partial \rho} = 0$.

Нетрудно убедиться, что экстремум функции $F_R(\rho)$ имеет место при значении суммарных потерь $\rho = 0{,}4$. Следовательно увеличение резкости F интерферометра и сужение спектра согласно принятой модели возможно до тех пор, пока вносимые им потери не превосходят этой величины.

За обход линейного резонатора свет проходит через селекторы дважды, поэтому полоса пропускания селектора по мощности оказывается в $2^{1/2}$ раза уже ширины пика пропускания

$$\delta\lambda = \frac{\sqrt{ln2} \cdot \Delta\lambda}{\sqrt{2} \cdot F_R}. \tag{9}$$

Если в качестве предселектора также используется ИФП, то наиболее простым способом уменьшения потерь является работа при малых углах наклона для минимизации потерь на «сбегание». Это приводит к необходимости применения юстируемых интерферометров. В этом случае изменением толщины зазора можно обеспечить настройку предселектора на требуемую длину волны при малых углах наклона. При этом долговременная стабильность юстируемого эталона будет заведомо хуже сплошного, однако некоторого улучшения стабильности можно достичь применением пассивных методов стабилизации. Оптимальным же вариантом для достижения максимальных спектрально-энергетических характеристик излучателя является использование юстируемых интерферометров в сочетании с использованием в качестве основного селектора высококачественного сплошного кварцевого эталона.

Известно, что использование внутрирезонаторного телескопа в ряде случаев обеспечивает повышение спектральной яркости излучения, несмотря на вносимые им дополнительные потери. Типичное значение пропускания для высококачественных телескопов составляет порядка 0,9 [1]. Используя выражение (7), суммарные потери внутрирезонаторного эталона при использовании телескопа с кратностью X_T можно представить в виде

$$\rho = F^2 \cdot \left(\frac{4}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{t^2 \cdot \vartheta_0^2 \cdot \theta_0^2}{X_m^2 \cdot 8ln2} + \frac{\alpha^2 \cdot a_0^2 \cdot X_T^2}{3}\right). \tag{10}$$

Оптимальное значение коэффициента увеличения телескопа определится из решения уравнения $\partial\rho/\partial X_T = 0$. Решая уравнение, получим $X_{опт} = \sqrt[4]{\frac{3}{8\ln 2}} \cdot \sqrt{\frac{t \cdot \vartheta_0 \cdot \theta_0}{\alpha \cdot a_0}}$.

В этом случае апертурные потери равны потерям за счет неравномерности зазора. Очевидно, что если рассчитанное значение кратности оказывается равным или меньшим единице, применение телескопа нецелесообразно.

Представленный анализ показывает, что использование эталона в качестве внутрирезонаторного селектора частоты невозможно без тщательного учета его оптических качеств и

условий эксплуатации. Для обеспечения высокой эффективности внутрирезонаторных эталонов необходима оптимизация их параметров.

Требуемая ширина спектра излучения лазеров, используемых в резонансной спектроскопии, составляет от десятков до единиц пикометров. Необходимая селективность резонатора достигается применением нескольких разнотолщинных внутрирезонаторных эталонов. При этом для получения минимальной полосы пропускания резонатора желательно увеличивать базу основного селектора. Условием обеспечения генерации в одном максимуме пропускания основного селектора является подавление предселектором по крайней мере на порядок излучения соседнего максимума на этапе формирования спектра.

Принимая во внимание соотношение (2) между полушириной контура пропускания и областью свободной дисперсии, а также что область свободной дисперсии последующего эталона $\delta\lambda = \lambda - \lambda_0$, получим максимальную кратность баз эталонов предселектора и селектора

$$\frac{t_{пред}}{t_c} = \frac{\Delta\lambda}{\delta\lambda} < 1{,}3 \cdot T_0 \cdot F_R \cdot \sqrt{\frac{t_ф \cdot c}{L}}\ , \qquad (11)$$

где F_R – эффективная резкость эталона; $t_ф$ – время формирования спектра; T_0 – максимальное пропускание интерферометра; L – длина резонатора.

Подставив в полученное выражение типичные значения длины резонатора $L = 1м$, эффективной резкости предселектора $F_R \approx 5$, пропускания предселектора в максимуме $T_0 \approx 0{,}8$ [4] и $t_ф \approx 0{,}5$мксек, получим $\frac{t_{пред}}{t_c} < 60$.

Полученное приближенное значение кратности баз внутрирезонаторных эталонов является очевидно максимально допустимым и определяет условную границу устойчивой генерации в одном пике пропускания основного селектора только при условии точного совмещения максимумов пропускания эталонов.

Из выражения (11) следует, что допустимая кратность баз зависит от эффективной резкости селектора предыдущей ступени. Поскольку, согласно выводам работы [4], потери селектора растут при увеличении базы, то по мере увеличения числа внутрирезонаторных эталонов с целью уменьшения ширины спектра излучения эффективная резкость каждого последующего будет снижаться по сравнению с предыдущим. Кроме того, при возрастании селективности резонатора время формирования спектра будет уменьшаться. Следовательно, и допустимая кратность баз должна также уменьшаться. В противном случае возможна нестабильная генерация одновременно на нескольких линиях.

При выборе варианта основного селектора необходимо учитывать вносимые им потери, которые определяют эффективную резкость. Юстируемый интерферометр допускает работу при малых углах наклона, но из-за неизбежной погрешности установка угла клина менее 0,5 *угл. с* представляет серьезные трудности. С другой стороны, сплошные эталоны из кварцевого стекла при современной технологии изготовления обеспечивают клиновидность зазора порядка 0,1 *угл. с*, но апертурные потери, вносимые такими эталонами, должны оцениваться исходя из предельного угла наклона $\vartheta_{max} = \sqrt{\lambda/t}$. Увеличение числа последовательных ступеней селекции уменьшают ширину спектра, но одновременно с этим снижают энергию излучения.

Ширина спектра излучения лазера

При выводе соотношений для ширины спектра излучения были приняты следующие упрощающие предположения:

- потери предселектора постоянны и невелики. В случае использования в качестве предселекторов юстируемых интерферометров это достигается изменением толщины зазоров для работы при минимальных углах наклона;

- при расчете апертурных потерь, вносимых основным селектором, эти потери определяются исходной расходимостью излучения генератора в отсутствие селектора.

Последнее допущение основано на предположении малости возмущений, вносимых селектором в резонатор, поскольку именно при таком допущении применимы формулы (3) и (4). Кроме того, предполагая некоторое изменение угловой структуры пучка при двукратном за проход резонатора прохождении излучения через селектор, имеем в виду, что при прохождении далее пучка дважды через активный элемент практически восстанавливается угловая структура пучка, которая имеет место в отсутствие селектора.

Расчет ширины спектра излучения базировался на предположении, что доминирующим фактором при формировании спектра является пространственно неоднородное насыщение усиления [6]. При выводе формулы для определения ширины спектра излучения учитывалось соотношение между шириной контура потерь резонатора и пропусканием резонатора по мощности

$$\delta\lambda_p = (\gamma_0 / ln2)^{1/2}\,\delta\lambda_{pm}, \tag{12}$$

где $\gamma_0 = 2\ell \cdot k_n$ – показатель потерь излучения за обход резонатора.

С учетом последнего соотношения, а также сужения в $\sqrt{2}$ раз полосы пропускания резонатора за счет двойного прохода излучением селектора формула для расчета ширины линии [6] преобразована к виду

$$\delta\lambda_л = \left[3 \cdot \left(\frac{\Delta\lambda}{2 \cdot \sqrt{2 ln2} \cdot F_R}\right)^2 \cdot \gamma_0 \cdot \delta\lambda_м \cdot \left(1 - \frac{1}{X}\right)\right]^{\frac{1}{3}}, \tag{13}$$

где $\delta\lambda_м$ – межмодовый интервал, X – превышение мощности накачки над пороговой.

Для расчета параметров интерферометра-селектора необходимо было задаться углом клина в зазоре. Легко показать, пользуясь формулой (3), что угол клина α связан с изменением углового размера $\Delta\theta$ интерференционного кольца θ на диаметре а соотношением $\alpha \approx \frac{t}{a} \cdot \theta \cdot \Delta\theta$. Если связать точность визуальной настройки интерферометра с видимой угловой полушириной интерференционного максимума, то, используя выражения (2), а также выражение для дисперсии интерферометра при малых углах наклона $\frac{\partial\theta}{\partial\lambda} \approx (\lambda \cdot \theta)^{-1}$, получим $\alpha \approx \frac{\lambda}{a} \cdot (2F)^{-1}$.

При типичных значениях резкости внутрирезонаторного интерферометра $F \approx 5$ и диаметрах подложек 25 – 30 *мм* точность визуальной юстировки угла клина составит порядка 0,5 *угл. с*.

Специфика применения лазера в составе лидара предполагает непрерывную его работу в течение многих часов. Для определения долговременной стабильности в течение нескольких десятков часов угла клина проводились исследования на макете, включающем гелий-неоновый лазер, интерферометр на юстировочном столике, обеспечивающем возможность продольного перемещения в двух направлениях, и ПЗС матрицы, регистрирующей интерференционную картину. Конструкция интерферометра обеспечивала термостабилизацию в зазоре с точностью около 0,1° С. Клиновидность зазора оценивалась по изменению интерференционной картины при перемещениях интерферометра в плоскости, перпендикулярной направлению излучения.

Было установлено, что при тщательной юстировке зазора возможно обеспечить угла клина не хуже 0,5 *угл. с*. При условии постоянной термостабилизации в течение суток клиновидность зазора сохранялась в пределах 0,5 – 1 *угл. с*, при этом лучшая стабильность

имела место малых базах. Увеличение угла клина связано с механической деформацией инваровых прокладок и наиболее ощутимо в течение первых нескольких часов. Поэтому, учитывая требование долговременной стабильности в юстируемом варианте селектора расчет проводился при $\alpha = 0{,}7''$. Пропускание интерферометра-предселектора в обоих вариантах было принято равным 0,85. При расчетах потерь каждого селектора кроме апертурных потерь и потерь за счет непараллельности все остальные виды потерь учитывались константой $\rho_s = 0{,}05$. Вариант с эталоном рассчитывался с внутрирезонаторным телескопом с пропусканием 0,9, кратность которого оптимизировалась по критерию максимальной эффективной энергии излучения. Варьируемыми параметрами в расчетах были длина АЭ, резкость эталона F и коэффициент отражения выходного зеркала резонатора. Глобальный максимум определялся методом полного перебора значений переменных с фиксированным шагом. В случае внутрирезонаторного эталона при оптимальной резкости селектора около 9 расчетная ширина спектра излучения была примерно на 20 % меньше, чем в юстируемом варианте для которого ширина линии была 11 *пм* при оптимальной резкости порядка 6,5.

Выводы

Получены соотношения для расчета полосы излучения лазера с дисперсионным резонатром на базе внутрирезонаторных интерферометров. Расчетные соотношения выведены с в приближении слабого возмущения поля резонатора внутрирезонаторными селекторами. Численные оценки показывают преимущество эталона в качестве основного селектора по сравнению с юстируемыми интерферометрами по критерию максимальной эффективной энергии. Полученные соотношения для максимальной кратности баз интерферометров и ширины спектра излучения позволяют выполнить расчет спектральных характеристик излучателя резонансного лидара на базе перестраиваемого лазера на красителях.

Список литературы: 1. *Анохов, С.П., Марусий, Т.Я.* Соскин М.С. Перестраиваемые лазеры. – М. : Радио и связь, 1982. – 360с. 2. *Fricke, K.H., Von Zahn, U.* Mesopause temperature derived from probing the hyperfine structure of the D_2 resonance line sodium by lidar // J. Atmos. Terr. Phys. – 1985. – V.47. – P.499-512. 3. *Потери* резонатора ОКГ с наклонным эталоном Фабри – Перо в качестве селектора частоты / Королев Ф.А., Гринь Л.Е., Короленко П.В. и др. // Журн. прикл. спектроскопии. – 1976. – Т.25, №6. – С.990-994 4. *Михайлов, Л.К., Соловьев, А.А.* Расчет и оптимизация параметров внутрирезонаторного интерферометра Фабри – Перо // Журн. прикл. спектроскопии. – 1981. – Т.34, №5. – С.898-908. 5. *Басецкий, В.А., Зарудный, А.А.* Модель генерационных характеристик излучателя резонансного лидара // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып 160. – С.124-129. 6. *Методы* расчета оптических квантовых генераторов / Под ред. Б.И. Степанова. – Минск : Наука и техника, 1968. – Т.2. – 656с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.05.2012

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ
RADIO ENGINEERING AND TELEVISION SYSTEMS

УДК 621.396.96

Использование сигналов цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 для радиометеорных исследований / *А.Н. Олейников, В.Д. Кукуш, Р.К. Стародубов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 7 – 10.

Проведен анализ сигнала цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2. Установлено, что помимо информационных составляющих в сигнале имеются детерминированные пилот-сигналы. Показаны потенциальная возможность их использования в качестве зондирующих для радиолокации метеорных следов, возможность идентификации сигналов, отраженных от метеорных следов. Обработка принятого сигнала, отраженных от метеорного следа, может быть произведена с использованием оптимального фильтра, реализованного при помощи набора корреляторов.

Табл.1. Ил.1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.96

Використання сигналів цифрового телевізійного мовлення стандарту DVB-T2 для радіометеорних досліджень / *А.Н. Олейніков, В.Д. Кукуш, Р.К. Стародубов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 7 – 10.

Проведено аналіз сигналу цифрового телевізійного мовлення стандарту DVB-T2. Встановлено, що крім інформаційних складових в сигналі є детерміновані пілот-сигнали. Показано потенційну можливість їх використання як зондувальних для радіолокації метеорних слідів, можливість ідентифікації сигналів, відбитих від метеорних слідів. Обробка прийнятого сигналу, відбитих від метеорного сліду, може бути проведена з використанням оптимального фільтра, реалізованого за допомогою набору кореляторів.

Табл.1. Іл.1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.96

Application of digital television broadcasting signals of DVB-T2 standard for radio meteor investigations / *A.N. Oleynikov, V.D. Kukush, R.K. Sta*rodubov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 7 – 10.

The analysis of the digital television broadcasting signals of DVB-T2 standard for meteor radiolocation is presented. It is established that the digital TV signal has the deterministic continuous pilot signals in addition to the information signal components. These pilot signals can be applied for identification of reflected signal and for measurement of its parameters. Processing of the signal reflected from meteor trails can be performed using a matched filter, implemented as a set of correlators.

1 tab. 1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.371.96

Восстановление координат метеорного радианта по неполной радиолокационной информации / *И. Е. Антипов, Н. О. Имнехир, Р. В. Шандренко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 11 –15.

Рассматривается методика расчета координат метеорного радианта в случаях, когда отсутствует одна из составляющих скорости частицы. Традиционно определение радианта производилось на основе импульсно-дифракционного метода путем приема отраженных от метеорного следа сигналов сразу в трех выносных пунктах, что было обязательным для этого метода. Количество таких данных не превысило 1%, а следовательно, большая часть информации не была обработана. Предложенная методика позволит обработать гораздо большее количество имеющейся информации. Рассматриваются также погрешности метода и пути их снижения.

Ил. 7. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.371.96

Відтворення координат метеорного радіанта за неповною радіолокаційною інформацією / *І. Є. Антипов, Н. О. Імнехир, Р. В. Шандренко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 11 –15.

Розглядається методика розрахунку координат метеорного радіанта у випадках, коли відсутня одна із складових швидкості метеорної частки. Традиційно визначення радіанта здійснювалось на основі імпульсно-дифракційного метода шляхом прийому відбитих від метеорного сліду сигналів відразу у трьох виносних пунктах, що було обов'язковим для цього метода. Кількість таких даних не перевищувала 1%, отже, більша частина інформації не була оброблена. Запропонована методика надасть можливість обробити значно більше наявної інформації. Розглянуті також похибки методу та шляхи їх зменшення.

Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371.96

Restoration of the meteor radiant coordinates for incomplete radar information / *I. E. Antipov, N. O. Imnehir, R. V. Shandrenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 11 –15.

The method for calculation of the meteor radiant coordinates is analyzed in the absence of one component of particle velocity. Traditionally, determination of a radiant was carried out using the pulsed-diffraction method receiving the reflected signal from the meteor trail in three remote points, that was obligatory for this method. Quantity of these data does not exceed 1%, and, consequently, most information was not processed. The proposed method will make it possible to process much larger amount of available information. Errors of the method and ways of their reduction are also considered

7 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.96

Исследование фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки применительно к задаче синхронизации времени и частоты / *А. А. Костыря, В. Н. Науменко, С. А. Плехно, Х. Х. Асаад* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 16 – 21.

Предлагается алгоритм определения реакции системы фазовой автоподстройки частоты на входные возмущения, который позволяет исследовать фильтрующие свойства системы как при математическом моделировании опорного и выходного сигналов, так и при использовании реальных сигналов, полученных в результате их аналого-цифрового преобразования. Алгоритм построен на основе спектрального и временного представления сигналов посредством дискретного преобразования Фурье.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.96

Дослідження фільтруючих властивостей системи фазової автопідстройки стосовно задачі синхронізації часу та частоти / *О. О. Костиря, В. М. Науменко, С. О. Плехно, Х. Х. Асаад* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 16 – 21.

Пропонується алгоритм знаходження реакції системи фазової автопідстройки частоти на вхідні збурення, який дозволяє досліджувати фільтруючі властивості системи як при математичному моделюванні опорного та вихідного сигналів, так і при використанні реальних сигналів, отриманих у результаті їх аналого-цифрового перетворення. Алгоритм побудований на основі спектрального та часового відображення сигналів за допомогою дискретного перетворення Фур'є.

Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.96

Investigation of the phase-locked loop filtering properties as applied to the problem of time and frequency synchronization / *A. A. Kostyrja, V. N. Naumenko, S. A. Plehno, Khalid-H-Asaad* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 16 – 21.

The algorithm for determining the response of the automatic frequency phase-locked-loop frequency control system to the input signals, which makes it possible to investigate filtration properties of this system both by mathematical modeling of input and reference signals, and by measurement of real signals as a result of the analog to digital convertion is offered. The algorithm is built on the basis of the spectral and temporal presentation of signals by means of the discrete Fourier transform.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Критерии оценки качества метеорной системы передачи информации / А.В. *Воргуль, Ю.Х.Сулейман* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 22 – 26.

Рассмотрены методы оценки качества метеорной системы передачи информации. Обсуждаются простые и обобщенные критерии. Проанализированы требования к формулировке критериев. Обсуждается сложность рассматриваемой системы передачи информации и неоднозначность выбора критерия при построении системы.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Крітерії оцінювання якості метеорної системи передавання інформації / *О.В.* Воргуль, Ю.Х.Сулейман // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 22 – 26.

Розглянуто метеорну систему передавання інформації, що розроблена у ПНДЛ РТ ХНУРЕ. проаналізовані перетворення сигналів системою. Дано рекомендації щодо можливих напрямків модернізації системи з метою її вдосконалення.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Criteria for meteor information transmission system quality estimation / *A. Vorgul, Yu. Sulaiman* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 22 – 26.

Quality estimation criteria of meteor information transmission system are considered. Both simple and generalized criteria are discussed. Requirements on the criterion formulation are analyzed. Complexity of the information transmission system under consideration and ambiguity of criterion selection are considered.

Ref.: 7 items.

УДК 621.371.3

Погрешности и неопределенности фазовых радиотехнических методов синхронизации разнесенных эталонов времени / *Ю. А. Коваль, А.А. Костыря, , Е. А. Иванова, А. А. Ф.Хусейн* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 27 – 36.

Описан принцип работы фазовых радиотехнических систем частотно-временной синхронизации разнесенных эталонов. Выполнен анализ основных источников погрешностей и неопределенностей фазовых измерений сдвигов шкал времени. Получены соотношения для оценок погрешностей и неопределенностей применительно к основным фазовым алгоритмам измерений. Приведены результаты моделирования погрешностей оценок временного положения по фазе сигнала для случаев линейной согласованной и квадратурной обработок. Предложены пути снижения погрешностей.

Табл. 3. Ил. 11. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.371.3

Похибки та невизначеності фазових радіотехнічних методів синхронізації рознесених еталонів часу / *Ю. О. Коваль, О. О. Костиря, О. О. Іванова, А. Ф.Хусейн* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 27 – 36.

Описано принцип роботи фазових радіотехнічних систем частотно-часової синхронізації рознесених еталонів. Виконано аналіз основних джерел похибок і невизначеностей фазових вимірів зсуву шкал часу. Отримано співвідношення для оцінок похибок і невизначеностей стосовно основних фазових алгоритмів вимірів. Наведено результати моделювання похибок оцінок часового положення по фазі сигналу для випадків лінійної узгодженої і квадратурної обробок.

Табл. 3. Іл. 11. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.371.3

The errors and ambiguities of phase radio engineerings methods for synchronization of the separated time standards / *Yu. A.Koval, A.A.Kostyrja, E.A. Ivanova, A.F. Hussein* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 27 – 36.

The operating principle of the phase radio engineering systems of time-and-frequency synchronization of the separated standards is described. The main sources of errors and ambiguity in phase measurements of time scales shifts are analyzed. Ratios for estimating the errors and ambiguity with reference to the main phase algorithms of measurements are derived. Results of errors modeling when estimating temporary situation on a signal phase for the cases of the linear coordinated and quadrature processing are given. Ways to decrease errors are offered.

3 tab. 11 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.371.3

Критерии сравнения радиотехнических методов и алгоритмов синхронизации разнесенных эталонов времени и частоты / *Ю. А. Коваль, Е. А. Иванова, В.Ю. Приймак, Б. А.. Ф.Ал-Твежри* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 37 – 47.

Приведена классификация методов синхронизации разнесенных эталонов времени и частоты. Показана роль алгоритмов измерения сдвига шкал времени. Приведены соотношения для оценки сдвига шкал, разности частот, погрешностей и неопределенностей для основных алгоритмов. Предложены критерии сравнения алгоритмов и радиотехнических методов синхронизации. Обоснованы перспективы пассивного алгоритма общего охвата.

Табл. 4. Ил. 10. Библиогр.: 23 назв.

УДК 621.371.3

Критерії порівняння радіотехнічних методів і алгоритмів синхронізації рознесених еталонів часу і частоти / *Ю. О. Коваль, О. О. Іванова, В. Ю. Приймак, Б. А.Ал-Твежри* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 37 – 47.

Подано класифікацію методів синхронізації рознесених еталонів часу та частоти. Відображено роль алгоритмів виміру зсуву шкал часу. Наведено співвідношення для оцінки зсуву шкал, різниці частот, похибок і невизначеностей для основних алгоритмів. Запропоновано критерії порівняння алгоритмів і радіотехнічних методів синхронізації. Обгрунтовано перспективи пасивного алгоритму загального охоплення .

Табл. 4. Іл. 10. Бібліогр.: 23 назви.

UDC 621.371.3

Criteria for comparison of radio engineerings methods and algorithms for synchronization of the separeted time and frequency standards / *Yu. A.Koval, E.A. Ivanova,.V.Y. Pryimak, B.A. Al-Tvejri* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 37 – 47.

Classification of methods for synchronization of the separated standards of time and frequency is given. The role of algorithms for measurement of time scales shift is shown. Ratios for assessment of scales shift, differences of frequencies, errors and ambiguities for the main algorithms are given. Criteria for algorithms comparison and radio engineering methods of synchronization are offered. Prospects for passive algorithm of the general coverage are substantiated.

4 tab. 10 fig. Ref.: 23 items.

УДК 621.371.3

Усовершенствованная математическая модель для расчета времени распространения радиоволн в тропосфере для задач высокоточной синхронизации времени и частоты / *И. Е. Антипов, Е. Ю. Бондарь* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 48 – 54.

Предложена усовершенствованная модель для расчета времени распространения радиоволн в тропосферном канале, которая помимо изменения параметров тропосферы учитывает геометрию трассы распространения.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.371.3

Удосконалена математична модель для розрахунку часу поширення радіохвиль в тропосфері для задач високоточної синхронізації часу і частоти / І. *Є. Антіпов, Є. Ю. Бондар* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 48 – 54.

Запропоновано удосконалену модель для розрахунку часу поширення радіохвиль у тропосферному каналі, яка окрім зміни параметрів тропосфери, також враховує геометрію траси розповсюдження.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.371.3

More sophisticated mathematical model for calculating time of radio waves propagation in the troposphere for the problems of time and frequency high-precision synchronization / *I.E. Antipov, E.Yu. Bondar* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 48 – 54.

More sophisticated model for calculating the propagation time of radio waves in the tropospheric channel, which in addition to the troposphere parameters variation, also takes into account the propagation path geometry.

1 tab. 3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 551.5

Астрономическая интерпретация результатов радиолокационных наблюдений метеоров на комплексе МАРС ХНУРЭ / *Д.Ю. Горелов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 55 – 63.

Предложена методика поиска генетических связей между кометами, астероидами и метеорными телами Солнечной системы на основе подобия распределений их параметров орбит. Показано, что для большинства потоковых метеороидов родительскими телами можно считать астероиды группы NEOS.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 551.5

Астрономічна інтерпретація результатів радіолокаційних спостережень метеорів на комплексі МАРС ХНУРЕ / *Д.Ю. Горелов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 55 – 63.

Запропоновано методику пошуку генетичних зв'язків між кометами, астероїдами і метеорними тілами Сонячної системи на основі подібності розподілів їх параметрів орбіт. Показано, що для більшості потокових метеороїдів батьківськими тілами можна вважати астероїди групи NEOS.

Іл. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 551.5

Astronomical interpretation of the meteors radar observations results with the complex MARS KNURE / *D.Y. Gorelov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 55 – 63.

The technique for finding genetic links between comets, asteroids and meteoroids of Solar System on the basis of the orbital parameters distributions similarity is offered. It is shown that the NEOS asteroids are the parent bodies for most of meteor streams.

Fig. 3. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.96+519.233.2

Цифровая обработка сигналов в задаче измерения перемещений объектов фазовым методом / *А.В. Омельченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 64 – 71.

Обоснован алгоритм цифровой обработки сигналов в задаче измерения перемещений объектов фазовым методом. В этом алгоритме измерение перемещений объектов производится с учетом априори известной составляющей их движения в опорных сигналах корреляторов и оцениванием коэффициентов полиномиальной аппроксимации неизвестной составляющей движения. Для повышения точности измерения предложено использовать весовое окно Ханна и окна с нулевыми вторыми моментами. Исследованы свойства разработанного алгоритма.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.96+519.233.2

Цифрова обробка сигналів у задачі вимірювання переміщень об'єктів фазовим методом / *А.В. Омельченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 64 – 71.

Обґрунтовано алгоритм цифрової обробки сигналів у задачі вимірювання переміщень об'єктів фазовим методом. У цьому алгоритмі вимірювання переміщень об'єктів проводиться з врахуванням апріорі відомої

складової їх руху в опорних сигналах кореляторів і оцінюванням коефіцієнтів поліноміальної апроксимації невідомої складової руху. Для підвищення точності вимірювання запропоновано використовувати вагове вікно Ханна й вікна з нульовими другими моментами. Досліджено властивості розробленого алгоритму.

Іл. 2. Бібліогр.: 6 назви.

UDC 621.396.96+519.233.2

Digital signal processing in the problem of objects movements measurement using the phase method / *A.V. Omelchenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 64 – 71.

Digital signal processing algorithm to measure movements of objects using the phase method was substantiated. In the proposed algorithm, the objects movements measurement is carried out in assumption that there are a priori known components in the refrence signals of correlators and by evaluation of coefficients of a polynomial approximation of an unknown component of the movement. To increase measuring accuracy it was proposed to use Hann's window function and window functions possessing second moments equal to zero. Properties of the developed algorithm were investigated.

2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

Анализ погрешностей регистрации профилей температуры воздуха доплеровским и корреляционным способами / *С.И.Бабкин* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 72 – 78.

Выполнен сравнительный анализ методических и инструментальных погрешностей регистрации вертикальных профилей температуры воздуха аппаратурой RASS атмосферы при доплеровском и корреляционном способах обработки рассеянных сигналов. Показано, что корреляционный способ обработки обеспечивает более высокую инструментальную точность измерений температуры, чем доплеровский. Однако при этом усложняется устройство обработки сигналов и увеличивается число метеорологических величин, формирующих методические погрешности.

Библиогр..: 20 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

Аналіз похибок реєстрації профілів температури повітря доплерівським і кореляційним способами / *С.І.Бабкін* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 72 – 78.

Виконаний порівнювальний аналіз методичних і інструментальних похибок реєстрації вертикальних профілів температури повітря апаратурою RASS атмосфери при допплерівському і кореляційному способах оброблення розсіяних сигналів. Показано, що кореляційний спосіб забезпечує більш високу інструментальну точність вимірювань температури, ніж допплерівський. Однак при цьому ускладнюється пристрій оброблення сигналів та підвищується число метеорологічних величин, які формують методичні похибки.

Бібліогр.: 20 назв.

UDC 551.501.8:621.396.96

Analysis of error profiles of air temperature registered by Doppler and correlation methods / *S.I.Babkin* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 72 – 78.

A comparative analysis of the methodological and instrumental errors in recording of the vertical profiles of air temperature of the atmosphere using RASS instrumentation with Doppler and correlation methods of the scattered signals processing is carried out. It is shown that the correlation processing method provides higher accuracy of the instrumental temperature measurement than the Doppler one. But in this case the signal processing device becomes more complicated and the quantity of meteorological variables forming methodological errors increases.

Ref.: 20 items.

УДК 528.48

Адаптивный лазерный сканер для автономных мобильных комплексов / *С.В.Тюрин, И.Е.Алексеев* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 79 –86.

Рассматриваются проблемы применения лазерных сканеров для автономных мобильных комплексов в условиях неизвестной местности и внешних воздействий. Обоснована необходимость высокоточных дистанционных измерений. Разработаны методы компенсации ошибок измерений в условиях флуктуаций параметров сигнала. Приведены схемы аппаратной реализации. Представлены результаты экспериментальных исследований макета.

Ил.11. Библиогр.: 8 назв.

УДК 528.48

Адаптивний лазерний сканер для автономних мобільних комплексів / *С.В.Тюрін, І.Є.Алексєєв* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 79 –86.

Розглядаються проблеми застосування лазерних сканерів для автономних мобільних комплексів в умовах невідомої місцевості і зовнішніх дій. Обґрунтована необхідність високоточних дистанційних вимірів. Розроблені методи компенсації похибок вимірів в умовах флуктуацій параметрів сигналу. Приведені схеми апаратної реалізації. Представлені результати експериментальних досліджень макету.

Іл.11. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 528.48

Adaptive laser scanner for autonomous mobile systems / *S. Tyurin, I. Alekseev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 79 –86.

Problems of laser scanner applications for autonomous mobile systems under conditions of unknown terrain and external influences are considered. Necessity of high-precision distance measurements is substantiated. Measurement error compensation methods under conditions of signal parameter fluctuations are developed. Schemes of hardware realization are provided. Results of prototype testing are presented.

11 Fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.37: 004.891.3: 616-07

Устройства для исследования временных характеристик ЦНС человека / *Л. Ф. Сайковская* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 87 – 90.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.37: 004.891.3: 616-07

Пристрої для дослідження часових характеристик ЦНС людини / *Л. Ф. Сайківська* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 87 – 90.

Представлено три види рефлексометрів, що дають можливість проводити комплексну оцінку таких часових характеристик ЦНС людини, як швидкість зорово-моторної реакції та кількість правильних і неправильних реакцій на стимули, що пред'являються. Представлені функціональна схема пристроїв, узагальнений алгоритм та опис роботи мікроконтролерів. За результатами досліджень, отриманими за допомогою розроблених пристроїв, проведено розрахунки за двома методиками. Результати розрахунків показали низьку ступінь втоми при використанні першої методики та відсутність візуально агресивного фактора при використанні другої методики. Таким чином, співпадіння результатів розрахунків вказує на коректну роботу розроблених рефлексометрів.

Іл. 2. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.37: 004.891.3: 616-07

Devices for investigation of the human central nervous system temporal characteristics / *L. F. Saikovskaya* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 87 – 90.

Three types of reflexometers, making it possible to carry out a comprehensive assessment of such CNS temporal characteristics of a human as visual-motor speed of the reaction, the number of correct and incorrect responses to the appeared stimuli, are presented. A functional scheme of the devices, a generalized algorithm and description of microcontroller operation are presented. The visual-motor speed of the reaction, the number of correct and incorrect responses are investigated. The investigation results obtained with the developed devices are processed with two methods. The calculation results indicate a low degree of fatigue when the first method is used and a lack of a visually aggressive factor – in the second one. Thus, the coincidence of calculations indicates a correct operation developed by the reflexometers.

2 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.74

Варианты построения широкополосных мобильных каналов связи Wi-Fi – 3G / *А.А. Стрельницкий, В.С. Васильченко, А.А. Стрельницкий* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 91 – 95.

Исследованы варианты построения широкополосных мобильных каналов связи Wi-Fi – 3G на основе применения малоразмерных носителей. Приведены результаты ранее не известных экспериментальных характеристик таких каналов и опытным путем показана целесообразность их применения на практике.

Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.74

Варіанти побудови широкосмугових мобільних каналів зв'язку Wi-Fi – 3G / *О.О. Стрельницький, В.С. Васильченко, О.О. Стрельницький* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 91 – 95.

Досліджено варіанти побудови широкосмугових мобільних каналів зв'язку Wi-Fi – 3G на основі застосування малорозмірних носіїв. Наведено результати раніше не відомих експериментальних характеристик таких каналів і дослідним шляхом показана доцільність їх застосування на практиці.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.74

Versions of construction of the mobile wideband communication channel Wi-Fi – 3G / *A. A. Strelnytskyi, V.S. Vasylchenko, A.A. Strelnytskyi* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 91 – 95.

Versions of mobile broadband communication channels Wi-Fi – 3G based on application of small carriers are studied. Previously unknown experimental properties of these channels are given and feasibility of their application is empirically demonstrated in practice.

1 tab. 7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.9

Применение защитной бленды для подавления земной помехи в атмосферной РЛС ВЗ / *С.В. Юдин, В.Н. Олейников, Д.Б. Евсеев, О.А. Соляник* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 96 – 100.

Для уменьшения влияния отражений от подстилающей поверхности и местных предметов на получаемую информацию, в РЛС вертикального зондирования атмосферы, используются помехозащищенные антенные системы. Подавление отражений от наземных объектов в антенной системе РЛС обеспечивается при помощи конических бленд. В работе рассмотрены вопросы оптимизации конструкции защитной бленды, приведены результаты моделирования и экспериментального исследования антенной системы с конической блендой. При помощи метода компьютерного моделирования получена зависимость коэффициента эффективности подавления земной помехи в функции её высоты и угла раскрыва. Зависимость носит многомодальный характер, максимальный коэффициент эффективности подавления земной помехи параболической антенны с блендой составляет 16 *дБ*. Эффективность подавления ЗП на РЛС ВЗ S диапазона проверенна экспериментально, для чего проведена серия сеансов зондирования. По результатам натурных экспериментов коэффициент эффективности подавления ЗП, изменяется от -5 *дБ* до *34* дБ. Средний коэффициент эффективности подавления ЗП для случая применения одной бленды составил 15 *дБ*, для двух бленд 17.5 *дБ*.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.9

Застосування захисної бленди для зменшення земної перешкоди в атмосферної РЛС ВЗ / *С. В Юдін, В.М. Олійников, Д.Б. Євсєєв, О.А. Солянік* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 96 – 100.

Для зменшення впливу відлуння від підстилаючої поверхні і місцевих предметів на отриману інформацію, в РЛС вертикального зондування атмосфери, використовуються перешкодозахищені антенні системи. Зменшення перешкод від наземних об'єктів в системі антеною РЛС забезпечується за допомогою конічних бленд. В роботі розглянуті питання оптимізації конструкції захисної бленди, наведені результати моделювання та експериментального дослідження антеною системи з конічної блендою. За допомогою методу комп'ютерного моделювання отримано залежність коефіцієнта ефективності зменшення земної перешкоди у функції від її висоти і кута розширення. Залежність носить многомодальний характер, максимальний коефіцієнт ефективності зменшення земної перешкоди параболічної антени з блендою складає 16 *дБ*. Ефективність зменшення ЗП на РЛС ВЗ S діапазону перевірена експериментальним шляхом, для чого проведено серію сеансів зондування. За результатами натурних експериментів коефіцієнт ефективності зменшення ЗП, змінюється від -5 *дБ* до 34 *дБ*. Середній коефіцієнт ефективності зменшення ЗП для випадку застосування однієї бленди склав 15 *дБ*, для двох бленд 17.5 *дБ*.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.9

The use of an antenna blend to reduce ground clutters in atmospheric vertical sounding radar / *S.V. Yudin, V.M. Oleynikov, D.B. Yevsyeyev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 96 – 100.

Anti-jamming antenna systems are used in the vertical radar sensing of the atmosphere to reduce the action of reflections from the underlying surface and the local objects on the information received. The suppression of reflections from the ground objects is provided with conical blends in the radar antenna system. The problems of the protective blend construction optimization are considered, the results of simulation and experimental study of the antenna system with a conical blend are given. Dependence of the effective suppression factor of the terrestrial noise as a function of its height and angle of aperture is derived using a computer simulation method. The dependence is a multimodal one in nature, the maximum factor of suppression efficiency of the ground clutter parabolic antenna with a blend is 16 dB. The suppression efficiency of the ground clutter in S–range radar is verified experimentally, for this purpose a series of sounding sessions is carried out . According to the results of field experiments the suppression factor varies from -5 *dB* to 34 *dB*. The average efficiency ratio for the case of ground clutter suppression of a single blend is 15 *dB*, for two blends it equals to 17.5 *dB*.

1 tab. 4 fig. Ref.: 11 items.

УДК 519.246.8: 519.254: 621.396.1: 51-74

Применение нелинейной фильтрации при обработке узкополосных сигналов / *А.И.Литвин-Попович* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 101 – 105.

Рассмотрено решение задачи фильтрации сигнала на фоне нормального белого шума с помощью методов нелинейной фильтрации, а также вопрос о выборе и обосновании значения порога, применяемого в процедуре фильтрации. Применение нелинейного фильтра позволяет получить результаты, близкие к обеспечиваемым методами оптимальной фильтрации, без полной априорной информации о параметрах сигнала.

Ил. 9. Библиогр.: 5 назв.

УДК 519.246.8: 519.254: 621.396.1: 51-74

Застосування нелінійної фільтрації при обробці вузькосмугових сигналів / *А.І.Литвин-Попович* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 101 – 105.

Розглянуто задачу фільтрації сигналу на фоні нормального білого шуму за допомогою методів нелінійної фільтрації. Застосування нелінійного фільтра дозволяє отримати результати, близькі до таких що забезпечуються методами оптимальної фільтрації, без наявної повної апріорної інформації про параметри сигналу, що обробляється.

Іл. 9. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 519.246.8: 519.254: 621.396.1: 51-74

Nonlinear filtering application to a narrow-band signals processing / *A.I.Lytvyn-Popovych* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 101 – 105.

Solution of the problem of a narrow-band signal filtering against a background of a normal white noise using the nonlinear filtering methods is considered, the emphasis is put on the question of selection and substantiation of the threshold value used in filtering procedure. The use of the nonlinear filter makes it possible to obtain results close to those obtained with the optimal filtering methods, but without a complete a-priori knowledge about the signal parameters.

9 fig. Ref.: 5 items

УДК 534.23

Анализ спектральных компонент принимаемого сигнала при содарном зондировании устойчивого АПС / *А.Ю. Панченко, Н. И. Слипченко, Лю Чан* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 106 – 109.

Рассматривается постановка обратной задачи определения информационных компонент принимаемого сигнала при акустическом зондировании устойчивого атмосферного пограничного слоя. Указаны перспективы развития технических средств и методов выделения информации из принимаемых сигналов.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 534.23621.371.3:551.510.52

Аназіз спектральних компонент сигналу, що приймається при содарному зондуванні стійкого АПШ / *О.Ю. Панченко, М. І. Сліпченко, Лю Чан* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 106 – 109.

Розглядається постановка оберненої задачі визначення інформаційних компонент, що приймається при акустичному зондуванні стійкого атмосферного пограничного шару. Указані перспективи розвитку технічних засобів и методів виділення інформації з прийнятих сигналів.

Іл. 2. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 534.23621.371.3:551.510.52

Analisys of the received signal spectral component at the stable ABL sodar sounding / *A.Yu Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 106 – 109.

Statement of the inverse problem of estimation of the information components of the signal being received at acoustic sounding of the stable atmospheric boundary layer is considered. The prospects of technical means and methods for the information separation from the received signals are indicated.

2 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Выбор структуры базы данных для хранения информации харьковского радара некогерентного рассеяния / *С.С. Козлов, В.А. Пуляев* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 110 – 115.

Рассмотрена организация базы ионосферных данных, полученных по методу некогерентного рассеяния радиоволн, сформулированы основные требования к системе управления базой данных.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Вибір структури бази даних для зберігання інформації харківського радара неко-герентного розсіяння / *С.С. Козлов, В.О. Пуляєв* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 110 – 115.

Розглянуто організацію бази іоносферних даних, отриманих за методом некогерентного розсіяння радіохвиль, сформульовано основні вимоги до системи управління базою даних.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Choice of the database structure for information storage of Kharkov radar of non-coherent scattering / *S.S. Kozlov, V.A. Pulyaev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 110 – 115.

The problems of organization of the ionosphere database obtained according to the non-coherent radio waves scattering are considered ; the main requirements to the database management system are stated.

Ref.: 6 items.

УДК 621.396.6

Метод описания инженерных задач с помощью уцниверсального языка программирования микроконтролеров // *А.Ю.Малый, А.Ю.Фарафонов, А.А.Демьяненко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 116 – 124.

Предложен метод, позволяющий проводить описание инженерной задачи в виде программы на УЯП для последующей трансляции в целях автоматизированной генерации текста программы выбранного микроконтроллера. Метод позволяет не привязываться к отдельным фирмам производителям периферийных устройств и микроконтроллеров, что в свою очередь позволяет в итоге получить оптимальное схемотехническое решение инженерной задачи с минимальными затратами для производителя.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.6

Метод опису інженерних задач за допомогою універсальної мови програмування мікроконтролерів / *О.Ю.Малий, О.Ю.Фарафонов, О.А.Дем'яненко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 116 – 124.

Запропонований метод, що дозволяє проводити опис інженерної задачі у вигляді програми на УМП для подальшої трансляції з метою автоматизованої генерацію тексту програми обраного мікроконтролера. Метод дозволяє не прив'язуватися до окремих фірм виробників периферійних пристроїв та мікроконтролерів, що в свою чергу дозволяє в підсумку отримати оптимальне схемотехнічне рішення інженерної задачі з мінімальними витратами для виробника.

Іл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.6

Method for engineering problems description with the universal programming language // *A.Maly, A.Farafonov, A.Demyanenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 116 – 124.

The method involving the engineering problem description in the form of a program in UAL for subsequent translation to the automated generation of the selected microcontroller code. The method makes it possible notto be tied to individual firms and manufacturers of peripherals MCU, which in turn can eventually obtain an optimal circuit solution of engineering problems with minimal cost to the producer.

Fig. 3. Ref.: 6 items.

УДК 537.87:621.372.8

Автоматизированная система измерения поляризационных характеристик рассеяния в многоканальном квазиоптическом микрокомпактном полигоне / *С.В.Мизрахи* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 125 – 131.

Представлены результаты разработки новой системы автоматизации, предназначенной для измерения поляризационных характеристик рассеяния радиолокационных объектов методом квазиоптического волноводного моделирования (КВМ). Кратко описаны основные элементы автоматизированной системы и представлена ее функциональная схема. Проиллюстрированы результаты измерений для образцовых объектов и приведено сравнение с соответствующими теоретическими результатами численного моделирования, что позволяет оценить возможности автоматизированной системы измерения.

Ил.8 . Библиогр.: 23 назв.

УДК 537.87:621.372.8

Автоматизована система вимірювання поляризаційних характеристик розсіяння у багатоканальному квазіоптичному мікрокомпактному полігоні / *С.В.Мізрахі* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 125 – 131.

Представлено результати розробки нової системи автоматизації, призначеної для вимірювання поляризаційних характеристик розсіювання радіолокаційних об'єктів методом квазіоптичного волноводного моделювання (КВМ). Коротко описані основні елементи автоматизованої системи і представлена її функціональна схема. Проілюстровані результати вимірювань для зразкових об'єктів і наведено порівняння з відповідними теоретичними результатами чисельного моделювання, що дозволяє оцінити можливості автоматизованої системи вимірювання.

Іл. 8. Бібліогр.: 23 назв.

UDC 537.87:621.372.8

The automated system for polarization scattering characteristics measuring in the quasi-optical multichannel microcompact range / *S.V.Mizrakhy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 125 – 131.

The automated measuring system for polarization scattering characteristics measuring by quasioptical waveguide modeling (QWM) technique has been developed. The basic elements of the automated system have been briefly described. The results of measurements for model objects, and a comparison with the corresponding theoretical results of numerical simulation, which makes it possible to evaluate the possibility of automated measuring systems are presented.

8 fig. Ref.: 23 items.

УДК 519.7

Трехэтапный метод распределения каналов в системах мобильной связи / *Д.А.Булавин, Д.С.Дурнев* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 132 – 138.

Предложен трехэтапный метод распределения каналов в системах мобильной связи. Приведены результаты его применения на примере Филадельфийской ЗРК и их сравнение с существующими методами.

Табл 3. Ил.5 . Библиогр.: 6 назв.

УДК 519.7

Трьохетапний метод розподілення каналів у системах мобільного зв'язку / *Д.А.Булавин, Д.С.Дурнев* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 132 – 138.

Запропоновано трьохетапний метод розподілення каналів у системах мобільного зв'язку. Наведено результати його застосування на прикладі Філадельфійської ЗРК та їх порівняння з існуючими методами.

Табл 3. Іл.5 . Бібліогр.: 6 назв.

UDC 519.7

Three-phase approach to the channels assignment in mobile communication systems / *D.A. Bulavin, D.S. Durnev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 132 – 138.

Three-phase approach to channels assignment in mobile communication systems is offered. The results of its application, using the Philadelphia CAPs as an example, and their comparison with available methods are given.

3 tab. 5 fig., Ref.: 6 items.

УДК 681.326

Решение задачи диспетчеризации в распределенных телекоммуникационных системах / *В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 139 – 151.

Предложен метод обработки запросов в СУБД GRID систем на основе решения задач нелинейного булевого программирования и эвристики полиномиальной сложности для их решения, на основе идей рангового подхода. Показано, что применение предложенного метода решения нелинейных и линейных задач булевого программирования позволяет, в случае равномерного распределения коэффициентов в функционале и ограничениях, получать решения с погрешностью, не превышающей 5-6% при числе ограничений равном 60 и уменьшающейся с увеличением числа ограничений.

Табл. 4. Ил. 7. Библиогр.: 14 назв.

УДК 681.326

Рішення задачі диспетчеризації в розподілених телекомунікаційних системах. / *В.Г. Котух, М.А. Мірошник, С.М. Селевко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 139 – 151.

Запропоновано метод обробки запитів в СУБД GRID систем на основі рішення завдань нелінійного булевого програмування і евристики поліноміальної складності для їх вирішення, на основі ідей рангового підходу. Показано, що застосування запропонованого методу рішення нелінійних і лінійних завдань булевого програмування дозволяє, у разі рівномірного розподілу коефіцієнтів у функціоналі і обмеженнях, отримувати рішення з погрішністю, 5-6%, що не перевищує, при числі обмежень рівному 60 і що зменшується зі збільшенням числа обмежень.

Табл. 4. Іл. 7. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 681.326

Solution of the control centralized traffic problem in the distributed telecommunication systems / *V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 139 – 151.

The method for processing requests in the DBMS GRID systems based on solutions of the problems of nonlinear boolean programming and polynomial complexity heuristicses for their solution based on the rank approach concept is offered. It is shown that the use of the offered method of solution of nonlinear and linear problems of the boolean programming makes it possible, in the event of factors even distribution in the functional and restrictions, to get the solutions with inaccuracy, not exceeding 5-6% with the limitations number equal 60 and decreasing with the increase in the number of the restrictions.

4 tab. 7 fig. Ref.: 14 items.

СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ
INFORMATION SECURITY SYSTEMS

УДК 621.391

Исследование механизмов адаптации в беспроводных *WiMAX* каналах связи при передаче мультимедийной информации / *А.В Ивженко, А.И. Цопа* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 152 – 161.

Приведены результаты моделирования системы передачи мультимедийных данных по беспроводной связи WiMAX. Результаты моделирования сверены с результатами моделирования, приведенными в статьях зару-

бежных исследований. Приведены графики зависимости битовой ошибки и пикового соотношения сигнал/шум от уровня помехи в канале с белым шумом.

Табл. 2. Ил. 7. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391

Спільний аналіз механізмів адаптації системи бездротового доступу WiMAX та адаптивного кодування мультимедійної інформації / *О.В. Івженко, О.І. Цопа* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 152 – 161.

Наведено результати моделювання системи передачі мультимедійних даних за допомогою бездротової системи зв'язку. Результати моделювання звірені результатами моделювання, опублікованими в статтях зарубіжних науковців. Наведені графіки залежностей бітової помилки та пікового відношення сигнал/завада від рівня завади в каналі з білим шумом.

Табл. 2. Іл. 7. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.391

Joint analysis of the adaptational mechanisms of wireless WiMAX system and adaptive coding of multimedia information / *O. Ivzhenko, O. Tsopa* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 152 – 161.

Results of modeling of the transmission wireless radio system, based on WiMAX technology are presented. The modeling results are compared with the modeling results, published in foreign scientific journals. Graphs of BER and PSNR dependence on SNR in the channel with white noise are reviewed.

2 tab. 7 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.391.7

Экспериментальные исследования MIMO канала связи для оценки его качества на основе имитационной модели / *А.А Кузнецов, А.И. Цопа* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 162 – 167.

Рассмотрен способ прогнозирования характеристик цифровой MIMO системы передачи информации в конкретном помещении на основании характеристик канала распространения. Описана методика проведения эксперимента для получения характеристик канала, а также методика обработки полученных результатов. Приведены физические и информационные характеристики исследуемого канала связи системы MIMO.

Табл. 3. Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391.7

Експериментальні дослідження MIMO каналу зв'язку для оцінювання його якості на основі імітаційної моделі / *О.О. Кузнєцов, О.І. Цопа* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 162 – 167.

Розглянуто спосіб прогнозування характеристик цифрової MIMO системи передачі інформації в конкретному приміщенні на підставі характеристик каналу поширення радіохвиль. Описана методика проведення експерименту та отримання характеристик каналу зв'язку, а також методика обробки отриманих результатів. Наведені фізичні та інформаційні характеристики каналу зв'язку системи MIMO, що досліджується.

Табл. 3. Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391.7

Experimental investigation of MIMO communication channel for its quality estimation based on the imitative model / *O. Kuznietsov, O. Tsopa* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 162 – 167.

Technique for digital MIMO transmission system characteristics prediction under particular conditions is reviewed. The way of carrying out experiments aimed for obtaining channel characteristics is shown. Methods for processing experimental data is given. Physical and informational characteristics of the particular MIMO communication system are presented.

3 tab. 7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.2

Влияние случайного изменения направления прихода помехи на помехозащищенность Wi-Fi канала связи с адаптивными антеннами / *Г.В. Майстренко, А.М. Рыбалко, А.А. Стрельницкий, В.М. Шокало* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 168 – 175.

Исследовано влияние случайного изменения направления прихода помехи на помехозащищенность Wi-Fi канала связи с адаптивными антеннами. Показана зависимость величины вероятности битовой ошибки в канале связи при изменении разности между направлениями прихода полезного сигнала и помехи. Определены сектора уверенного приема сигнала при различных значениях расстояния между элементами антенной решетки.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.2

Вплив випадкової зміни напрямку приходу завади на завадозахищеність Wi-Fi каналу зв'язку з адаптивними антенами / *Г.В. Майстренко, О.М. Рибалко, О.О. Стрельницький, В.М. Шокало* // Радіотехніка :

Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 168 – 175.

Досліджено вплив випадкової зміни напрямку приходу завади на завадозахищеність Wi-Fi каналу зв'язку з адаптивними антенами. Показана залежність величини ймовірності бітової помилки в каналі зв'язку при зміні різниці між напрямками приходу корисного сигналу і завади. Визначено сектора впевненого прийому сигналу при різних значеннях відстані між елементами антенної решітки.

Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.2

The action of random variarion of the direction of interference arrival on the interference immunity of Wi-Fi channel with adaptive antennas / *G.V. Maistrenko, A.M. Rybalko, A.A. Strelnitsky, V.M. Shokalo* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 168 – 175.

The action of random variation of the direction of interference arrival on the interference of the immunity of the Wi-Fi channel with adaptive antennas are investigated. The dependence of the bit error probability in the communication channel when changing of the difference between the signal direction and interference direction is shown. Sectors of the signal reliable reception at different distances between the elements of the antenna array are defined.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.37

Ультразвуковые методы защиты речевой информации / *А.Н. Олейников, В.А.Пулавский, М.А.Кривенко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 176 – 181.

Приводится классификация методов защиты речевой информации. Дается описание одночастотного и двухчастотного ультразвукового методы защиты речевой информации. Рассматривается устройство защиты речевой информации, основанное на возникновении нелинейного эффекта в воздухе при распространении ультразвуковых колебаний большой мощности, приводятся результаты его экспериментального исследования. Анализируются достоинства и недостатки ультразвуковых методов защиты речевой информации.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.37.

Ультразвуковие методи захисту мовної інформації / *А.М.Олейніков, В.А.Пулавскій, М.О.Кривенко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 176 – 181.

Приводиться класифікація методів захисту мовної інформації. Дається опис одночастотного і двочастотного ультразвукового методів захисту мовної інформації. Розглядається пристрій захисту мовної інформації, заснований на виникненні нелінійного ефекту в повітрі при розповсюдженні ультразвукових коливань великої потужності, наводяться результати його експериментального дослідження. Аналізуються переваги і недоліки ультразвукових методів захисту мовної інформації.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.37

Ultrasonic methods for protecting speech information / *A.M. Oleynikov, V.A. Pulavskiy, M.A. Kryvenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 176 – 181.

Classification of the methods for protecting speech information is presented. It includes the single-frequency and dual-frequency ultrasonic methods description for protecting speech information. The device is considered for the voice information protection based on the occurrence of nonlinear effects in the air in the propagation of ultrasonic waves of high power. The results of the experimental research are given. The advantages and disadvantages of ultrasonic methods for protecting speech information are analyzed.

1 tab. 5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.67

Пропускная способность случайных каналов MIMO / *В.Г. Лихограй, В.С. Вовченко, Т.Н. Нух* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 182 –189.

Эргодическая пропускная способность канала с множественным входом и множественным выходом (MIMO – Multiple Input Multiple Output) представляет среднюю пропускную способность при всех состояниях каналов. Рассматривая пропускную способность нужно учитывать нестационарное поведение каналов и вносить вероятность нарушения связи. В связи с этим вводится новое понятие – пропускная способность канала при определенной вероятности нарушения связи (outage capacity). Outage capacity представляет собой пропускную способность, которая может быть достигнута с определенной вероятностью нарушения связи.

Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.67

Пропускна спроможність випадкових каналів MIMO / *В.Г. Лихограй, В.С. Вовченко, Т.Н. Нух* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С.182 –189.

Ергодична пропускна спроможність каналу з множинним входом і множинним виходом (MIMO – Multiple Input Multiple Output) представляє середню пропускну спроможність при всіх станах каналів. Розглядаючи пропускну спроможність, потрібно враховувати нестаціонарну поведінку каналів і вносити ймовірність

порушення зв'язку. У зв'язку з цим вводиться нове поняття – пропускна спроможність каналу за певної ймовірності порушення зв'язку (outage capacity). Outage capacity являє собою пропускну спроможність, яка може бути досягнута з певною ймовірністю порушення зв'язку.

Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.67

Capacity of random MIMO channels / *V.G. Lykhograi, V.S. Vovchenko, T.N. Nooh* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 182 –189.

The ergodic channel capacity of multiple input and multiple-output (MIMO) represents the average throughput for all the states of channels. Considering the bandwidth it is necessary to consider time-dependent behavior of the channel and introduce the probability of interruption. In this connection we introduce a new concept, namely, the outage capacity. The outage capacity is a capacity that can be achieved with a certain probability of interruption.

6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.74

Усовершенствованная модель расчета предельной секретной производительности Wi-Fi канала связи / *В.М. Шокало, А.А. Стрельницкий, М.К. Абдул-Хуссейн, Е.В. Ягудина* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 190 – 195.

Получены соотношения, связывающие секретную производительность $C_{пр}$ рэлеевского канала связи от размеров апертур и взаимного расположения антенн легитимного и отводного каналов, а также от механизмов многолучевого распространения радиоволн.

Определены условия скрытной работы канала связи по критерию $C_{пр} = 0$.

Ил. 7. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.74

Удосконалена модель розрахунку граничної секретної продуктивності Wi-Fi каналу зв'язку / *В.М. Шокало, О.О. Стрельницький, М.К. Абдул-Хуссейн, О.В. Ягудина* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 190 – 195.

Отримано співвідношення, що зв'язують секретну продуктивність $C_{пр}$ релеевского каналу зв'язку від розмірів апертур і взаємного розташування антен легітимного та відвідного каналів, а також від механізмів багатопроменевого поширення радіохвиль. За допомогою отриманих співвідношень визначено умови скритної роботи каналу зв'язку за критерієм $C_{пр} = 0$.

Іл. 7. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.74

The improved model for calculating the ultimate confidential productivity of a Wi-Fi channel / *V.M. Shokalo, O.O. Strelnitskiy, M.K. Abdul-Hussein, O.V. Yagudina* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 190 – 195.

The relations between the dependancy of confidential performance of Rayleigh channel P_c on the size of the aperture and the relative positions of the outlet and the legitimate channels antennas, as well as on the mechanisms of multipath propagation are derived.

Using these relations, the conditions the communication channel covert operation are obtained by the criterion of $P_c = 0$.

7 fig. Ref.: 10 items.

УДК 004.056.53

Анализ источников ПЭМИ в современных ПЭВМ / *Ю.В. Лыков, О.А. Сягаева* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 196 – 207.

Выполнен анализ возможности появления побочных электромагнитных излучений в современных ПЭВМ. В результате анализа выявлено, что наиболее опасными устройствами вычислительной техники, с точки зрения утечки информации по ПЭМИ, являются: мониторы персональных компьютеров, клавиатуры и принтеры. Приведены результаты экспериментальных исследований наиболее опасных устройств ПЭВМ, подтверждающие наличие в них побочного электромагнитного излучения.

Табл. 7. Ил. 12. Библиогр.: 16 назв.

УДК 004.056.53

Аналіз джерел ПЕМВ в сучасних ПЕОМ / *Ю.В. Ликов, О.О. Сягаєва* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 196 – 207.

Проведено аналіз можливості появи побічних електромагнітних випромінювань в сучасних ПЕОМ. В результаті аналізу виявлено, що найбільш небезпечними пристроями обчислювальної техніки, з точки зору витоку інформації по ПЕМІ, є: монітори персональних комп'ютерів, клавіатури і принтери. Наведено результати експериментальних досліджень найбільш небезпечних пристроїв ПЕОМ, що підтверджують наявність в них побічного електромагнітного випромінювання.

Табл. 7. Іл. 12. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 004.056.53

Analysis of the sources of TEMPEST in modern computers / *Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 196 – 207.

Analysis of the possible appearance of TEMPEST in the modern PC was carried out. The analysis revealed that the most dangerous computing devices in respect to information loss are: monitors, keyboards and printers. The results of experimental studies of the most dangerous PC devices confirmed the presence of spurious TEMPEST.

7 tab. 12 fig. Ref: 16 items.

УДК 681.3.06: 519.248.681

Особенности реализации наиболее эффективных криптоаналитических атак на стандарт шифрования FIPS-197 / *В.И. Руженцев, Р.В. Олейни*ков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 208 – 215.

Внимание сосредотачивается на детальном рассмотрении особенностей реализации интегральной атаки и атаки невыполнимых дифференциалов на алгоритм шифрования, описанный в стандарте FIPS-197, с уменьшенным количеством циклов. Выполняется сравнение теоретически ожидаемых оценок с полученными на практике результатами.

Табл. 4. Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.3.06: 519.248.681

Особливості реалізації найбільш ефективних криптоаналітичних атак на стандарт шифрування FIPS-197 / *В.І. Руженцев, Р.В. Олійников* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 208 – 215.

Увага приділяється розгляду особливостей реалізації інтегральної атаки та атаки нездійснених диференціалів на алгоритм шифрування, який описаний в стандарті FIPS-197, зі зменшеною кількістю циклів. Виконується порівняння теоретично очікуваних оцінок з отриманими на практиці результатами.

Табл. 4. Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 681.3.06: 519.248.681

The features of realizations of most effective cryptanalytic attacks on enciphering standard FIPS-197 / *V.I. Ruzhentsev, R.V. Oliynykov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2012. N 00. P. 208 – 215.

The attention is paid to the detailed consideration of realizations of the integral and impossible differentials attacks on enciphering algorithm from FIPS-197 with a reduced number of rounds. The comparison of theoretical and practical estimations of attacks are performed.

5 tab. 5 fig. Ref.: 5 items.

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ
ANTENNAS AND DEVICES FOR MICROWAVE TECHNIQUE

УДК 621.396.67:621.314.6

Оценка влияния электрических и конструктивных параметров передающей подсистемы беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения / *А.В.Гомозов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 216 – 222.

Проведен анализ влияния электрических и конструктивных параметров передающей подсистемы беспроводной передачи энергии (БПЭ) к труднодоступным наземным объектам на основе многопозиционной системы излучателей (МСИ) с пространственно-фазово-частотной фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных радиоимпульсов. Предъявлены требования к значениям максимально допустимых ошибок по расположению координат фазовых центров излучателей в МСИ, ошибок установки начальных фаз и несущих частот по излучателям для обеспечения максимального значения передаваемой плотности потока мощности в точке фокусировки на ректенне приемной подсистемы БПЭ.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.67:621.314.6

Оцінка впливу електричних і конструктивних параметрів передавальної підсистеми безпровідної передачі енергії до важкодоступних об'єктів на основі багатопозиційної системи випромінювачів з фокусуванням випромінювання / *А.В.Гомозов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 216 – 222.

Проведений аналіз впливу електричних і конструктивних параметрів передавальної підсистеми безпровідної передачі енергії (БПЕ) до важкодоступних наземних об'єктів на основі багатопозиційної системи випромінювачів (БСВ) з просторово-фазово-частотним фокусуванням одноступінчатих дискретних V-подібних багаточастотних радіоімпульсів. Пред'явлені вимоги до значень максимально допустимих помилок по розташуванню координат фазових центрів випромінювачів в БСВ, помилок установки початкових фаз і несучих частот по ви-

промінювачам для забезпечення максимального значення щільності потоку потужності, що передається, в точці фокусування на ректенні приймальної підсистеми БПЕ.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.67:621.314.6

Estimation of the action of the electrical and structural parameters of transmitting subsystem of wireless power transmission to remote objects based on multi-position system of emitters with radiation focusing / *A.V. Gomozov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 216 – 222.

The analysis of action of electric and structural parameters of transmitting subsystem of wireless power transmission (WPT) to remote ground objects on the basis of the multi-position system of emitters (MSE) with the spatial-phase-frequency focusing of single-stage discrete V –type of multifrequency radioimpulses is presented. Requirements to the values of maximal possible mistakes on the location of emitters' phase centers co-ordinates in MST, mistakes in setting of initial phases and carrier frequencies over emitters to ensure maximal value of transferrable density power in focusing point of rectenna in WPT receiving subsystem are given.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621. 396. 67

Корреляционные характеристики поля на фокальной оси круглой сфокусированной апертуры / *В.В. Должиков* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 223 – 238.

Получены выражения для корреляционных и взаимных корреляционных функций вещественной и мнимой компонент поля, а также его амплитуды и фазы для произвольно расположенных точек наблюдения. Проведен детальный анализ корреляционных свойств поля в случае, когда точки наблюдения лежат на фокальной оси.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621. 396. 67

Кореляційні характеристики поля на фокальній осі круглої сфокусованої апертури / *В.В. Должиков* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 223 – 238.

Досліджено середню ДС за потужністю круглої апертури з рівномірним амплітудним розподілом за наявністю флуктуацій фази. Вивчено їхній вплив на вигляд середньої ДС за потужністю, а також на параметри, що її характеризують: ширину головної пелюстки, положення та рівень екстремумів. Наведені співвідношення і графічні залежності дають змогу вести розрахунок вказаних параметрів у широкому діапазоні значень статистичних характеристик флуктуацій.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 396. 67

Correlation Characteristics of a Field on the Focal Axis of the Circular Focused Aperture / *V.V. Dolzhikov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 223 – 238.

Expressions for correlation and mutual correlation functions real and imaginary a field component, also and their amplitudes and phases for points of observation located any way are received. The detailed analysis of correlation properties of a field in a case when observation points lay on focal axis is carried out.

7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.67

Моделирование нелинейных эффектов в ВТСП фильтрах / *А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Крикун, Ю.В. Вишнякова* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 239 – 242.

Поверхностный импеданс устройств выполненных на основе высокотемпературных сверхпроводников обладает нелинейными свойствами. При работе таких устройств возникают нелинейные явления, которые могут поставить под сомнение целесообразность применения ВТСП материалов в микроволновой технике. В связи с этим анализ возникающих нелинейных эффектов необходим уже на этапе проектирования устройства. Особенно сильно нелинейные свойства проявляются в структурах с высокой плотностью тока (в частности, фильтрах). Нелинейность поверхностного импеданса приводит к сдвигу резонансной частоты при увеличении входной мощности, что в свою очередь приводит к различным уровням интермодуляционных искажений и высших гармоник на границах полосы пропускания. Указанное различие увеличивается с увеличением уровня входного воздействия.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.67

Моделювання нелінійних ефектів у ВТНП / *А.І. Лучанінов, Д.С. Гавва, О.В. Крикун, Ю.В. Вишнякова* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 239 – 242.

Поверхневий імпеданс пристроїв виконаних на базі високотемпературних надпровідників має нелінійні властивості. Під час роботи таких пристроїв виникають нелінійні явища, що можуть поставити під сумнів доцільність застосування ВТНП матеріалів у мікрохвильовій техніці. У зв'язку з цим необхідно здійснювати аналіз нелінійних ефектів вже на етапі проектування пристрою. Особливо сильно нелінійні властивості виявляються в

структурах із високою щільністю струму, таких як фільтри. Нелінійність поверхневого імпедансу призводить до зсуву резонансної частоти при збільшенні вхідної потужності, що в свою чергу призводить до різних рівнів інтермодуляційних спотворень та вищих гармонік на межах смуги пропускання. Зазначене розходження збільшується зі збільшенням рівня вхідного впливу.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.67

Modeling of Nonlinear Effects in HTSC Filters / *A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, E.V. Krykun, J.V. Vishniakova* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 239 – 242.

Surface impedance of HTSC devices has nonlinear properties. The nonlinear phenomena arising in the operating mode of such devices may question the feasibility of HTSC materials in microwave engineering. Thereby, the analysis of the emerging nonlinear effects is required at the design stage of the device. Nonlinear properties are especially strong in the structures with a high current density (particularly in filters). Surface impedance nonlinearity results in the resonance frequency shift with the input power growth. And this in turn results in diverse levels of intermodulation distortions and upper harmonics levels at different pass band edges.

7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.67

Сканеры ротационного типа для измерения параметров антен / *В.А. Усин, В.И. Марков* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 243 – 247.

Предложена конструкция сканера ротационного типа для измерения параметров антенных устройств в ближней зоне. Амплитудно-фазовое распределение измеряется на усеченной конусной поверхности. Рассмотрены специфические особенности и технические характеристики сканера. Особое внимание уделено поддержанию стабильности параметров сканера при изменении температуры окружающей среды.

Ил. 1. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.396.67

Сканери ротаційного типу для вимірювання параметрів антен / *В.А. Усін, В.І. Марков* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 243 – 247.

Запропоновано конструкцію сканеру ротаційного типу для визначення параметрів антенних пристроїв в ближній зоні. Амплітудно-фазовий розподіл вимірюється на конусній поверхні. Розглянуті специфічні особливості і технічні характеристики сканеру. Особлива увага надається підтримці стабільності параметрів сканеру при зміні температури навколишнього середовища.

Іл. 1. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.396.67

Scanners of rotational type for antennas parameters measurement / *V.A.Usin, V.I. Markov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 243 – 247.

The design of the scanner of rotational type for antennas parameters measurement in the near field zone is offered. Amplitude-phase distribution is measured on truncated cone surfaces. Specific features and scanner technical characteristics are considered. The special attention is given to maintenance of stability of the scanner parameters at ambient temperature change.

1 fig. Ref.: 19 items.

УДК 621.396.67

Повышение точности и сокращение времени измерений параметров антенн / *С.В. Помазанов, А.В. Усина* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 248 – 256.

Для повышения точности и сокращения времени измерения параметров многофункциональных фазированных антенных решеток (МФАР) с широкоугольным сканированием апертурно-зондовым методом предлагается использовать разнесенную многозондовую систему (РМЗС) со смещенными в пространстве излучателями для компенсации переотражений между РМЗС, апертурой антенны и внешним окружением в одном цикле измерений. РМЗС обеспечивает требуемое минимальное расстояние между излучателями по вертикали за счет их разнесения в пространстве, адаптивную компенсацию суммарного сигнала и использует коммутационный метод для выделения сигнала от каждого зонда РМЗС.

Ил. 6. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.396.67

Підвищення точності й скорочення часу вимірів параметрів антен / *С. В. Помазанов, А. В. Усіна* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 248 – 256.

Для підвищення точності й скорочення часу виміру параметрів багатофункціональних фазованих антенних решіток із ширококутним скануванням апертурно-зондовим методом пропонується використати рознесену багатозондову систему (РБЗС) зі зміщеними в просторі випромінювачами для компенсації перевідбиття між РМЗС, апертурою антени й зовнішнім оточенням в одному циклі вимірів. РБЗС забезпечує необхідну мінімаль-

ну відстань між випромінювачами по вертикалі за рахунок їх рознесення в просторі, адаптивну компенсацію сумарного сигналу й використає комутаційний метод для виділення сигналу від кожного зонда РБЗС.

Іл. 6. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.396.67

Increase in accuracy and reduction in antenna parameters measurement time / *S. V. Pomazanov, A. V. Usina* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 248 – 256.

The method of the antennas near field amplitude-phase distribution (APD) measurements accuracy improvement using a linear probe is examined. It is suggested to use linear phased antenna array (PAA) with discrete-commutation phase-shifter (PS) as a probe. For the elimination of phasing errors influence on the measurement accuracy of the equivalent APD it is offered to average out the results of near field measurements by the reference phase constant (identical for all elements of probe) and to take into account this phase at the measurement results treatment.

The measurement system using space distributed probes system with phase modulation for isolation of signal at each channel against background of the measured total signal to speed up the measurements and relieve the constructive and methodological limitations. As follows from the presented results the application of the space distributed probes system for the alignment and testing of phased array antenna allows enhancing accuracy, simultaneously saving the time and cost.

6 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.385.6

Возбуждение кругового резонатора ультракороткими импульсами / *Н.К. Сахненко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 257 – 263.

Теоретически исследуется двумерная задача возбуждения резонатора ультракороткими фемтосекундными импульсами. Для решения задачи использовался строгий математический метод, основанный на применении преобразования Лапласа к волновому уравнению, что позволило получить аналитическое представление решения задачи. Нахождение обратного преобразования основано на оценке вычетов в особых точках структуры, которые соответствуют собственным частотам резонатора.

Обнаружено, что при возбуждении короткими импульсами в первую очередь возбуждаются низкодобротные колебания. Также, со временем происходит размывание импульса вдоль границы. Для возбуждения более добротных колебаний нужны импульсы большей длительности, равные нескольким обходам.

Ил. 4. Библиогр.: 16 назв.

УДК 621.385.6

Збудження кругового резонатора ультракороткими імпульсами / *Н.К. Сахненко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 257 – 263.

Теоретично досліджується двовимірна задача збудження резонатора ультракороткими фемтосекундними імпульсами. Для розв'язування задачі використовувався строгий математичний метод, заснований на застосуванні перетворення Лапласа до хвильового рівняння, що дозволило отримати аналітичне представлення розв'язку. Знаходження оберненого перетворення засновано на оцінці лишків в особливих точках структури, які відповідають власним частотам резонатора.

Виявлено, що при збудженні короткими імпульсами в першу чергу збуджуються низькодобротні коливання. Також, з часом відбувається розмивання імпульсу вздовж границі. Для збудження більш добротних коливань потрібні імпульси більшої тривалості, рівні декільком обходам.

Іл. 4. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.385.6

Excitation of a circular cavity by ultrashort pulses / *N.K. Sakhnenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 257 – 263.

The two-dimensional problem of excitation of the circular cavity by ultrashort pulses has been investigated theoretically. To solve this problem a rigorous mathematical method, based on the application of the Laplace transform to the wave equation has been used. It allows obtaining an analytic representation of the solution. The search for the inverse transformation is based on an assessment of the residues at the singular points of the structures that correspond to natural frequencies of the resonator.

It was revealed thatthe excitation of low-Q oscillation is due to excitation by ultrashort pulses. Besides, the pulse spreading along the rim has been shown. The excitation of high-Q oscillations need longer pulses equal to a few round-trips.

4 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.385.6

О некоторых возможностях повышения добротности коаксиальных резонаторов / *И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.В. Галич* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 264 – 268.

Исследованы возможности повышения добротности четвертьволновых коаксиальных резонаторов, возбуждаемых ТЕМ волнами, с помощью использования конических нерегулярных коаксиальных структур. Показано, что добротность коаксиальных резонаторов при этом может быть увеличена в 1,5…2 раза.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.385.5

Щодо деяких можливостей півищення добротності коаксіальних резонаторів / *І.М. Бондаренко, Ю.С. Васильєв, О.В. Галіч* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 264 – 268.

Досліджено можливості півищення добротності чвертьхвильових коаксіальних резонаторів, які збуджуються ТЕМ хвилями, за допомогою використання конічних нерегулярних коаксіальних структур. Показано, що добротність коаксіальних резонаторів при цьому може бути збільшена у 1,5 – 2 рази.

Іл. 5. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.385.6

About some possibilities to increase the quality factor of coaxial resonators / *I.N. Bondarenko, Yu. S. Vasiliev, A.V. Galich* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 264 – 268.

Possibilities to increase the quality factor of the quarter wave coaxial resonators, exited by TEM waves, by means of use of conic irregular coaxial structures are investigated. It is shown, that the quality factor of coaxial resonators can be thus increased by 1,5 … 2 times.

5 fig. Ref.: 5 items.

РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ
RADAR AND RADIO NAVIGATION

УДК 629.056.84

Учет составляющих погрешностей и корреляционный анализ при обработке дифференциальных ГНСС-измерений / *А.А. Желанов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 269 – 276.

Приведен пример построения модели погрешностей дифференциальных ГНСС–измерений. Показано, что учет корреляционных связей погрешностей наблюдений актуален не только при координатных определениях, но и при решении задач фильтрации/сглаживания кодовых и фазовых наблюдений и разрешения фазовой неоднозначности. Приведены результаты исследований, которые подтверждают работоспособность и адекватность реальным условиям предложенной модели при условии, что перепад высот между приёмными антеннами не превышает 1000 *м*.

Ил.: 1. Библиогр: 18 назв.

УДК 629.056.84

Врахування складових погрішностей та кореляційний аналіз підчас обробки диференціальних ГНСС-вимірювань / *О.О. Желанов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 269 – 276.

Наведено приклад побудови моделі погрішностей диференціальних ГНСС-вимірювань. Показано, що врахування кореляційних зв'язків погрішностей спостережень актуальне не тільки при координатних визначеннях, а й при вирішенні задач фільтрації/згладжування кодових і фазових спостережень і розрізненні фазової невизначеності. Наведено результати досліджень, які підтверджують працездатність і адекватність реальним умовам запропонованої моделі за умови, що перепад висот між прийомними антенами не перевищує 1000 *м*.

Іл.: 1. Бібліогр: 18 назв.

UDC 629.056.84

Account of error's components and correlation analysis in GNSS differential data processing / *A.A.Zhelanov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 269 – 276.

An example of a model error of differential GNSS measurements are presented. Accounting for correlations of errors of observations for the coordinate estimation, for filtering/smoothing code and phase observations and phase ambiguity resolution is important. The efficiency and adequacy of the proposed model (the difference in elevation between the receiving antennas does not exceed 1,000 m) demonstrate the results of research.

1 fig. Ref. 18 items.

УДК 528.2:629.78

Усовершенствованный метод разрешения фазовой неоднозначности двухчастотных дифференциальных фазовых ГНСС–наблюдений и высокоточное позиционирование на базовых расстояниях до 200 *км* / *А.А.Жалило, И.В.Дицкий* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 277 – 301.

Предложен и верифицирован новый эффективный метод разрешения фазовой неоднозначности двухчастотных дифференциальных фазовых ГНСС-наблюдений, статического и кинематического позиционирования сантиметровой точности на базовых расстояниях 100 – 200 *км*. Описаны отличительные особенности разрабо-

танного метода, которые позволили достичь высокой надежности разрешения фазовой неоднозначности на коротких интервалах 15 – 60 *с* в кинематическом режиме измерений на удалениях до 100 *км*. Созданный отечественный алгоритмический комплекс высокоточного позиционирования является конкурентоспособным надежным и высокоточным инструментарием обработки спутниковых наблюдений и может быть рекомендован для различных практических приложений на территориях с разреженными ГНСС-сетями.

Табл.: 2. Ил.: 31. Библиогр.: 22 назв.

УДК 528.2:629.78

Вдосконалений метод розрізнення фазової неоднозначності двочастотних диференціальних фазових ГНСС-спостережень і високоточне позиціонування на базових відстанях до 200 *км* / *О.О.Жаліло, І.В. Діцкий* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 277 – 301.

Запропонований і верифікований новий ефективний метод розрізнення фазової неоднозначності двочастотних диференціальних фазових ГНСС-спостережень, статичного і кінематичного позиціонування сантиметрової точності на базових відстанях 100 – 200 *км*. Описано відмітні особливості розробленого методу, які дозволили досягти високої надійності розрізнення фазової неоднозначності на коротких інтервалах 15 – 60 *с* в кінематичному режимі вимірів на видаленнях до 100 *км*. Створений вітчизняний алгоритмічний комплекс високоточного позиціонування є конкурентоздатним надійним і високоточним інструментарієм обробки супутникових спостережень і може бути рекомендований для різних практичних застосувань на територіях з розрідженими ГНСС-мережами.

Табл.: 2. Іл.: 31. Бібліогр.: 22 назв.

UDC 528.2:629.78

Advanced method for carrier-phase ambiguity resolution of the dual-frequency differential GNSS observations and high precision positioning at baselines up to 200 km / *A.A. Zhalilo, I.V. Ditskiy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 277 – 301.

A new effective method of carrier-phase ambiguity resolution of dual-frequency differential carrier-phase GNSS observations, static and kinematic centimeter accuracy positioning at baselines of 100 – 200 *km* is proposed and verified. The developed method distinctive peculiarities which allowed achieving a high-reliability of carrier-phase ambiguity resolution at short intervals of 15 – 60 *sec* in kinematic mode at distances up to 100 *km* are described. The created domestic algorithmic high-precision positioning complex is competitive reliable and high-precision instrument for satellite observation processing and may be recommended for different practical applications on the territories with sparse GNSS networks.

2 Tab. 31 Fig. 22. Items.

УДК 528.2:629.78

Повышение точности дифференциального одночастотного ГНСС-позиционирования путем сетевой коррекции ионосферных погрешностей / *А.А.Жалило, Е.А.Бессонов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 302 – 314.

Показано, что для эффективного уменьшения остаточной погрешности компенсации ионосферных задержек ГНСС-наблюдений потребителей для условий разреженных сетей станций (межбазовые расстояния до 200 *км*) и удалений потребителей от ближайшей станции ~100 *км* целесообразно использовать интерполяцию ионосферных комбинаций наблюдений сети двухчастотных ГНСС-станций, окаймляющих зону местонахождения потребителей. Уменьшение суммарных ионосферных погрешностей наблюдений в этом случае может достигать 40 %, а остаточные погрешности компенсации трендовой составляющей ионосферных погрешностей не превышают ~1 *см*. Это позволяет с высокой точностью моделировать и затем оценивать (совместно с информационными параметрами и параметрами фазовой целочисленной неоднозначности) вариационные остаточные составляющие ионосферной погрешности.

Ил.: 14. Библиогр.: 12 назв.

УДК 528.2:629.78

Підвищення точності диференціального одночастотного ГНСС-позиціонування шляхом мережевої корекції іоносферних погрішностей // *О.О.Жаліло, Є.А.Безсонов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 302 – 314.

Показано, що для ефективного зменшення залишкової погрішності компенсації іоносферних затримок ГНСС-спостережень споживачів для умов розріджених мереж станцій (міжбазові відстані до 200 *км*) і видалень споживачів від найближчої станції ~100 *км* доцільно використовувати інтерполяцію іоносферних комбінацій спостережень мережі двочастотних ГНСС-станцій, що облямовують зону місцезнаходження споживачів. Зменшення сумарних іоносферних погрішностей спостережень в цьому випадку може досягати 40 %, а залишкові погрішності компенсації трендової складової іоносферних погрішностей не перевищують ~1 *см*. Це дозволяє з високою точністю моделювати і потім оцінювати (спільно з інформаційними параметрами і параметрами фазової цілочисельної неоднозначності) варіаційні залишкові складові іоносферної погрішності.

Іл.: 14. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 528.2:629.78

Improvement of the differential single-frequency GNSS-positioning accuracy through network correction of ionospheric errors / *A.A. Zhalilo, Eu.A. Bessonov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 302 – 314.

It is shown that in order to reduce effectively the residual errors of compensation of user ionospheric delays for conditions of sparse networks of stations (baselines up to 200 *km*) and user distance from the nearest station ~100 *km* it is effectively to use the interpolation of dual frequency ionospheric combinations of the GNSS stations surrounding user position zone. In this case the reduction of total ionospheric observation errors may achieve 40 %, and the residual errors of compensation of ionospheric trend do not exceed ~1 cm. This allows high accuracy modeling and then estimating (jointly with information parameters and parameters of carrier-phase ambiguity resolution) of variation residual components of ionospheric errors.

14 Fig., 12 Items.

УДК 629.056.84

Основные источники и составляющие погрешностей ГНСС-наблюдений и их моделирование при реализации метода точного позиционирования PPP / *А.И. Яковченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 315 – 330.

Выполнен детальный анализ составляющих погрешностей ГНСС–наблюдений при реализации метода точного позиционирования PPP и дифференциального метода на больших и сверхбольших базовых расстояниях. Оценены величины погрешностей эфемеридно-временного обеспечения, погрешностей из-за геодинамических эффектов, «wind-up»-эффекта и неравномерности фазовых характеристик антенн спутников и приёмников. Показано, что решение задач обработки фазовых наблюдений и достижения сантиметровой точности PPP-позиционирования требует точного учета рассмотренных составляющих погрешностей, величины которых лежат в пределах от нескольких миллиметров до нескольких метров. Описаны алгоритмы расчета соответствующих коррекций и оценены остаточные погрешности наблюдений.

Ил.: 16. Библиогр: 12 назв.

УДК 629.056.84

Основні джерела та складові похибок ГНСС-спостережень та їх моделювання при реалізації методу точного позиціонування PPP / *О.І. Яковченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012 . – Вип. 169. – С. 315 – 330.

Виконано детальний аналіз складових похибок ГНСС-спостережень при реалізації методу точного позиціонування PPP і диференціального методу на великих і надвеликих базових відстанях. Оцінені величини похибок ефемеридно-часового забезпечення, похибок через геодинамічні ефекти, «wind-up»-ефект і нерівномірності фазових характеристик антен супутників і приймачів. Показано, що рішення задач обробки фазових спостережень і досягнення сантиметрової точності PPP-позиціонування вимагає точного обліку розглянутих складових похибок, величини яких лежать в межах від декількох міліметрів до кількох метрів. Описані алгоритми розрахунку відповідних корекцій і оцінені залишкові похибки спостережень.

Іл.: 16. Бібліогр: 12 назв.

UDC 629.056.84

The main sources of errors and components of errors in GNSS observations and their modeling in the implementation of the method of precise point positioning (PPP) / *A.I.Yakovchenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 315 – 330.

Detailed analysis of the error components in GNSS observations in the realization of the precise point positioning (PPP) method and the differential method for large and very large baseline distances are produced. Value of ephemeris errors and time, errors due to geodynamic effects, «wind-up» effect and the effect of variations phase characteristics of satellite antennas and receivers are estimated. It is shown that the solving the problems of processing the measurements to achieve the PPP centimeter accuracy requires accurate accounting of the considered components of the errors, the values of which range from a few millimeters to several meters. The algorithms for calculating the appropriate corrections and estimated residual error of the observations are described.

16 fig. Ref. 12 items.

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ
TECHNOLOGY, EQUIPMENT AND PRODUCTION OF ELECTRONIC TECHNIQUE

УДК 621.37:543.42

Разделение перекрывающихся линий лазерно-индуцированных эмиссионных спектров / *М.И. Дзюбенко, Д.Ф. Кулишенко, А.А. Приёмко, С.Н. Колпаков* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 331 – 336.

Представлены результаты разделения перекрывающихся спектральных линий с помощью оптимизации модели полного спектра. Проведено моделирование лазерно-индуцированного спектра линиями различной формы и сравнение результатов.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.37:543.42

Розділення ліній, що перекриваються у лазерно-індукованих емісійних спектрах / *М.І. Дзюбенко, Д.Ф. Кулішенко, О.О. Прийомко, С.М. Колпаков* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 331 – 336.

Запропоновано метод розділення емісійних спектрів на окремі лінії за допомогою оптимізації моделі повного спектру. Побудовано моделі спектрів, засновані на різних контурах спектральних ліній, проведено порівняння результатів.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.37:543.42

Dissection of the laser-induced emission spectrums / *M.I. Dzjubenko, D.F. Kulishenko, A.A. Priyomko, S.N. Kolpakov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 331 – 336.

The presented paper deals with splitting of laser-induced spectra into a set of standalone spectral bands. The model of spectrum is created, different shapes of band are examined and comparison is presented.

1 tab. 2 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.385.6

Определение функций плотностей электронных состояний в аморфном кремнии / *А.Г. Пащенко, О.Ю. Сологуб* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 337 – 342.

Приведена аналитическая модель для аппроксимации плотности электронных состояний и оптического поглощения аморфного кремния. Результаты могут быть использованы в математических моделях, описывающих работу фотоэлектрических преобразователей и других приборов на основе a – Si:H.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.385.6

Визначення функцій щільності електронних станів в аморфному кремнії / *О.Г. Пащенко, О.Ю. Сологуб* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 337 – 342.

Раведена аналітична модель для апроксимації щільності електронних станів та оптичного поглинання аморфного кремнію. Результати можуть бути використаними в математичних моделях, які відображають роботу фотоелектричних перетворювачів та інших приладів на основі a – Si:H.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.385.6

Defining the functions of electronic density of states in amorphous silicon / *O. G. Pashchenko, O. Yu. Sologub* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 337 – 342.

The analytical model for approximation of the electron states density and optical absorption of amorphous silicon is given. The results can be used in the mathematical models describing the operation of photovoltaic cells and other devices based on a – Si: H.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Синтез дифракционных решеток в кристалле $LiNbO_3$ / *А.Ю. Липинский* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 343 – 348.

Выполнено моделирование процесса формирования записывающего луча в системе из двух акустооптических модуляторов, работающих по схеме параллельной дифракции на встречных акустических пучках. Результаты моделирования записи дифракционных решеток в кристалле LiNbO3 показали возможность синтеза амплитудно-фазового транспаранта с периодом структуры в половину длины акустической волны, что может быть использовано для создания в оптоэлектронных акустооптических вычислительных средах каналов обработки информации малых поперечных размеров.

Ил. 9. Библиогр.: 11 назв.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Синтез дифракційних граток у кристалі $LiNbO_3$ / *О.Ю. Ліпінський* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 343 – 348.

Виконано моделювання процесу формування записуючого променя в системі із двох акустооптичних модуляторів, що працюють за схемою паралельної дифракції на зустрічних акустичних пучках. Результати моделювання запису дифракційних граток у кристалі $LiNbO_3$ показали можливість синтезу амплітудно-фазового транспаранта з періодом структури, що дорівнює половині довжини акустичної хвилі. Це може бути використане для створення в оптоелектронних акустооптичних обчислювальних середовищах каналів обробки інформації малих поперечних розмірів.

Іл. 9. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 004.31:004.22:534:621.382

The diffraction grating synthesis within LiNbO3 crystal / *A.Y. Lipinskii* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 343 – 348.

Modeling of writing beam formation process was performed. The system under consideration consisted of two acousto-optic modulators which were located according to the parallel diffraction schematic with counter acoustic beams. The results of recording of diffraction grating in the $LiNbO_3$ crystall showed the possibility to synthesize the magnitude-phase transparent with a period equal to half of acoustic wavelength. It can be used to create the channels of data processing of small cross-section for the optoelectronic acousto-optic computing environments.

9 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.37/39.029.3

Мониторинг технологического процесса сборки и монтажа РЭС / *И.Ш. Невлюдов, А.А. Андрусевич, Н.Г. Стародубцев* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 349 – 353.

Проанализированы принципы мониторинга параметров технологических процесса сборки и монтажа РЭС, предложены методы оценки безотказности функционирования ТП. Совершенствование системы технологического мониторинга является необходимым условием улучшения показателей производства, характеризующих стабильность и надежность ТП, отсутствие простоев, и постоянный рост качества выпускаемой продукции.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.37/39.029.3

Моніторинг технологічного процесу збирання і монтажу РЕЗ / *І.Ш. Невлюдов, А.О. Андрусевич, М.Г. Стародубцев* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 349 – 353.

Проаналізовано принципи моніторингу параметрів технологічних процесів збирання і монтажу РЕЗ, запропоновано методи оцінювання безвідмовності функціонування ТП. Вдосконалення системи технологічного моніторингу є необхідною умовою поліпшення показників виробництва, що характеризують стабільність і надійність ТП, відсутність простоювання, і постійне зростання якості продукції, що випускається.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.37/39.029.3

Monitoring of the process of assembly and installation of electronic funds / *I.S. Nevljudov, A.A. Andrusevich, N.G. Starodubtsev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 349 – 353.

Parameters monitoring principles of technological process of radio and electronic devices assembling are analysed and the methods of faultlessness estimation of technological process functioning are offered.

1 fig. Ref.: 3 items.

РАДИОФИЗИКА
RADIO PHYSICS

УДК 621.383

Теоретический анализ интенсивности радиационного шума в лазере на красителях с ламповой накачкой / *В.Л. Басецкий, А.А. Зарудный* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 354 – 358.

Рассматривается физическая модель генерационных процессов в жидкостном лазере на красителях с ламповой накачкой с учетом влияния усиленного радиационного шума в активной среде. Полученные выражения спектра и интенсивности усиленного радиационного шума позволят с большей точностью рассчитать энергетические характеристики лазерного излучателя лидара.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.383

Теоретичний аналіз інтенсивності радіаційного шуму в лазері на барвниках із ламповим накачуванням / *В.Л. Басецький, О.А. Зарудний* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 354 – 358.

Розглянуто фізичну модель генераційних процесів у рідинному лазері на барвниках із ламповою накачкою з урахуванням впливу підсиленого радіаційного шуму в активному середовищі. Отримані співвідношення для спектру та інтенсивності підсиленого радіаційного шуму забезпечують більшу точність розрахунків енергетичних характеристик лазерного випромінювача лідару.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.383

Theoretical analysis of intensity of radiating noise in the flashlamp dye laser / *V.L. Basetskiy, A.A. Zarudniy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 354 – 358.

The physical model of the processes of generating in the liquid flashlamp dye laser in view of influence of the strengthened radiating noise in the active environment is presented. The resulting expressions of a spectrum and intensi-

ty of the strengthened radiating noise will make it possible to calculate power characteristics of a laser source with a high accuracy.

Ref.: 4 items.

УДК 621.383

Спектральные характеристики передатчика резонансного лидара на основе лазера на красителях с дисперсионным резонатором / *В.Л. Басецкий, А.А. Зарудный* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 169. – С. 359 – 364.

Рассматривается физическая модель процессов, определяющих спектр излучения жидкостного лазера на красителях с ламповой накачкой с дисперсионным резонатором. Обосновано преимущество применения интерферометров в качестве селекторов частоты для мощных лазеров на красителях. Получены выражения для полосы пропускания резонатора и ширины спектра излучения лазера.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.383

Спектральні характеристики передавача резонансного лідару на основі лазера на барвниках із дисперсійним резонатором / *В.Л. Басецький, О.А. Зарудний* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 169. – С. 359 – 364.

Розглянуто фізичну модель процесів, що визначають спектр випромінювання у рідинному лазері на барвниках із ламповим накачуванням з дисперсійним резонатором. Обґрунтовано переваги застосування інтерферометрів у якості селекторів частоти для потужних лазерів на барвниках. Отримано співвідношення для смуги перепускання резонатора та ширини спектру випромінювання лазера.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.383

Spectral characteristics of the resonant lidar transmitter based on the dye laser with the dispersive resonator / V.*L. Basetskiy, A.A. Zarudniy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 169. – P. 359 – 364.

The physical model of the processes defining the spectrum of the liquid-dye flashlamp pumped laser radiation with the dispersive resonato is considered. Advantage of application interferometer as selectors of frequency for powerful dye lasers is proved. Expressions for a passband of the resonator and width of a spectrum of radiation of the laser are derived.

Ref.: 6 items.