

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

# ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ИЗДАНИЕ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

Журнал издается с января 1958 г.

ТОМ 54

АВГУСТ 2011

№ 8

## ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК АЭРОКОСМИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

*Под редакцией заслуженного деятеля науки РФ,  
доктора технических наук, профессора Л. А. Северова*

### СОДЕРЖАНИЕ

|  |    |
|--|----|
| ПРЕДИСЛОВИЕ .....  | 3  |
| <b>ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ</b>  |    |
| Оводенко А. А., Красюк В. Н., Бестугин А. Р., Рыжиков М. Б. Радиозаметность антенных окон гиперзвуковых летательных аппаратов .....  | 5  |
| Северов Л. А., Золотарев С. К., Овчинникова Н. А., Панферов А. И., Пономарев В. К. Информационные характеристики микромеханических гироскопов на основе кремниевой технологии микроэлектромеханических систем..... | 12 |
| Богословский С. В. Дифференциальный чувствительный элемент на поверхностных акустических волнах с малым изменением частоты и фазовым кодированием.....   | 23 |
| Лазарев И. В. Дискриминационный метод повышения точности звездных координаторов с ПЗС-матрицами .....  | 30 |
| <b>УПРАВЛЕНИЕ И НАВИГАЦИЯ</b>  |    |
| Небылов А. В., Небылов В. А. Принципы построения системы управления полетом тяжелого транспортного аппарата с экраным эффектом .....   | 35 |
| Панферов А. И., Небылов А. В., Бродский С. А. Математические модели сложных упругих аэрокосмических конструкций и программные средства для проектирования их систем управления .....                               | 43 |
| Андреев В. Л., Иванов Р. В., Козлов Е. Б., Потупчик С. Г., Соколов П. В. Системы управления малоразмерными дистанционно пилотируемыми самолетами .....   | 48 |
| Аро Х. О. Применение методов робастного управления для стабилизации метеорологической ракеты ..  | 57 |
| Богачева Н. А., Жуков А. Д., Жуков С. А. Полунатурное моделирование системы антиюзовой автоматики самолета.....  | 62 |
| Иванов Ю. П. Метод адаптивной оптимальной фильтрации сигналов в навигационных комплексах .....   | 66 |
| Михайлов Н. В. Автономная навигация космических кораблей с использованием одночастотного приемника сигналов GPS.....   | 71 |
| Власов С. А., Бураков В. В. Подход к спецификации структурной модификации кода бортового программного обеспечения .....  | 78 |
| SUMMARY .....  | 84 |

## THEMATIC ISSUE

# AEROSPACE INFORMATING AND CONTROL SYSTEM

*By Edition Honored Scientist of Russian Federation,  
Doctor of Technical Science, Professor L. A. Severov*

## CONTENTS

|  |    |
|--|----|
| PREFACE .....  | 3  |
| <b>PRIMARY TRANSFORMERS OF INFORMATION</b>   |    |
| <b>Ovodenko A. A., Krasnyuk V. N., Bestugin A. R., Rychkov M. B.</b> Radio Perceptibility of Antenna Windows of Hypersonic Airplane .....  | 5  |
| <b>Severov L. A., Zolotarev S. K., Ovchinnikova N. A., Panferov A. I., Ponomarev V. K.</b> Data characteristics of the Micromechanical Gyroscopes Based on Silicon Technology MEMS ..... | 12 |
| <b>Bogoslovsky S. V.</b> Differential Sensitive Element on Peahens with Small Change of Frequency and Phase Coding for Passive Wireless Gauges.....                                      | 23 |
| <b>Lazarev I. V.</b> Discriminative Method of Improving Measurements of Star Coordinators with CCD-Matrixes .  | 30 |
| <b>CONTROL AND NAVIGATION</b>  |    |
| <b>Nebylov A. V., Nebylov V. A.</b> Principles and Systems of Heavy WIG-craft Flight Control.....  | 35 |
| <b>Panferov A. I., Nebylov A. V., Brodsky S. A.</b> Mathematical Models of Flexible Aerospace constructions and Software for Control System Design .....                                 | 43 |
| <b>Andreev V. L., Ivanov R. V., Kozlov E. B., Potupchik S. G., Sokolov P. V.</b> Control Systems of Small-Sized Remote-Piloted airplanes.....  | 48 |
| <b>Aro H. O.</b> Application of Robust Synthesis Methodology for Sounding Rocket Attitude Stabilization.....   | 57 |
| <b>Bogacheva N. A., Zhukov A. D., Zhukov S. A.</b> Semi-Natural Modeling of Plane System Anti-Sliding Automatics .....   | 62 |
| <b>Ivanov Y. P.</b> Method of the Adaptive Optimum Filtration of Signals in navigating Complexes .....   | 66 |
| <b>Mikhaylov N. V.</b> Autonomous Relative Navigation of Spacecrafts with a Single Frequency GPS Receiver.....   | 71 |
| <b>Vlasov S. A., Burakov V. V.</b> Approach to Structure Modification Specification of On-Board Program support code .....   | 78 |
| SUMMARY .....  | 84 |

*Editor-in-Chief E. B. Yakovlev*

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Тематический выпуск журнала „Аэрокосмические информационные и управляющие системы“ выходит в знаменательный для Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения год 70-летия его образования. Знаменательно, что этот юбилей Университета проходит в год 50-летия полета Ю. А. Гагарина — первого в истории полета человека в космос. События эти тесно связаны между собой, так как развитие аэрокосмических технологий — приоритетное направление, определяющее инновационный научно-технический и образовательный потенциал страны.

Тематический выпуск содержит отдельные статьи ученых и аспирантов технических факультетов Университета, посвященные разработке перспективных первичных преобразователей информации, систем навигации и управления движением подвижных объектов. Часть публикуемых здесь материалов носит обзорный характер по перспективным направлениям исследований. Другая часть статей представляет результаты, полученные в ходе выполнения научно-исследовательских работ и международных проектов. Естественно, что ограниченный объем выпуска не позволяет охватить в полном объеме все направления проводимых в Университете исследований по широкому спектру проблем аэрокосмического приборостроения, включающего средства первичного преобразования данных, методы информационных технологий, систем телеметрии, управления, локации, навигации и связи.

*Первый проректор ГУАП,  
Заслуженный деятель науки РФ,  
доктор технических наук, профессор В. И. ХИМЕНКО*

## PREFACE

Thematic issue of the journal “Space Information and Control Systems” published in a remarkable year for Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrument namely, in the year of the 70th anniversary of its. It is significant that this anniversary of the University held in the year's first-ever manned space flight — 50 years of flight, Y. Gagarin. These events were closely linked, since the development of aerospace technology has always been (and will be) the priorities that determine the innovative scientific and technical and educational potential.

Thematic issue contains some articles of scientists and graduate students of technical faculties of the University to develop advanced transducers information navigation systems and motion control of mobile objects. Part of the material published here is expository in the promising areas of research. Another one contains an account of results obtained in the course of research and international projects. Of course, the limited release, can not cover fully all the areas held by the University research on a wide range of issues of Aerospace Industry, including the primary means of data transformation techniques of information technology, telemetry, control, location, navigation and communication.

*First Vice-Rector SUAI,  
Honoured Scientist of Russian Federation,  
Doctor of Technical Science, Professor V. I. KHIMENKO*

А. А. ОВОДЕНКО, В. Н. КРАСЮК, А. Р. БЕСТУГИН, М. Б. РЫЖИКОВ

## РАДИОЗАМЕТНОСТЬ АНТЕННЫХ ОКОН ГИПЕРЗВУКОВЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Рассматривается возможность применения конформных и плоских микрополосковых антенных решеток для гиперзвуковых летательных аппаратов. Предложены варианты их конструктивного исполнения для решения задачи по снижению радиозаметности в сантиметровом диапазоне длин волн.

*Ключевые слова:* гиперзвуковой летательный аппарат, микрополосковая антенная решетка, диаграмма направленности, эффективная площадь рассеяния.

Создание эффективной многоцелевой авиационно-космической системы требует разработки многоцелевых гиперзвуковых самолетов и ракет, имеющих малые габариты и вес. Задача минимизации массогабаритных параметров гиперзвукового летательного аппарата (ГЛА) без потери эффективности работы его радиотехнических систем требует использования антенн, которые не занимают значительного пространства внутри корпуса планера, располагаясь непосредственно у его поверхности под слоем теплозащитного покрытия (ТЗП). Современные ГЛА должны не только летать по баллистической траектории с гиперзвуковой скоростью, но и иметь возможность произвольно изменять свою траекторию полета. Полет по сложной траектории способствует возможности преодоления систем противоракетной обороны (ПРО), если приняты соответствующие меры по снижению радиозаметности планера [1]. Наличие радиопрозрачных антенных окон на поверхности ГЛА при полете по сложной траектории на определенных ракурсах приводит к появлению сильного отражения радиолокационных сигналов от антенн, которое может свести на нет меры, принимаемые по снижению заметности планера в целом [2]. Это приводит к необходимости создания антенн с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР).

Следует отметить, что, согласно работе [3], микрополосковые антенны (МПА) обладают малыми габаритами и весом, по сравнению с другими антеннами, и могут быть расположены на выпуклых поверхностях, что делает их привлекательными для использования в качестве бортовых антенн ГЛА.

В настоящей работе рассматривается возможность использования микрополосковых антенных решеток (АР) для ГЛА с учетом требований к снижению их радиозаметности.

При длительном полете ГЛА в атмосфере на гиперзвуковых скоростях вдоль его поверхности устанавливается определенное неравномерное распределение температуры, которое представлено на рис. 1 [4]. Данное распределение построено при условии полета гиперзвукового самолета продолжительностью более 7 секунд на высоте 27 000 метров со скоростью, соответствующей  $M = 8$  ( $M$  — число Маха, равное отношению скорости ГЛА к

скорости звука). Наибольшие значения температуры достигаются у поверхности носового обтекателя. Так, например, у поверхности конического обтекателя из керамики с толщиной стенки в 5 мм [5] при полете длительностью свыше 4 с со скоростью, соответствующей  $M = 7$ , на высоте 600 м температура достигает 1935 °С.

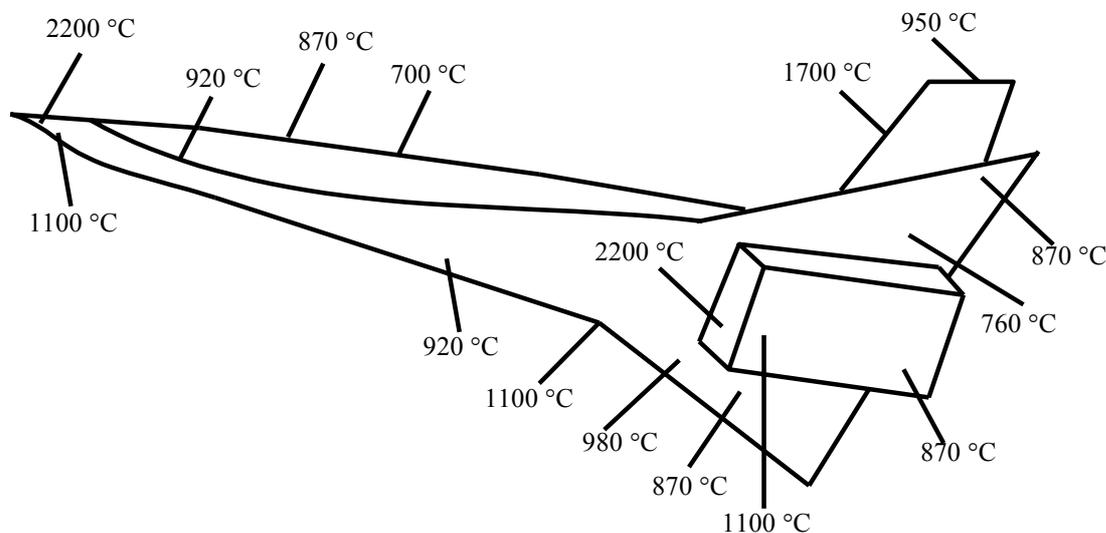


Рис. 1

Расположить микрополосковые АР непосредственно на поверхности ГЛА нельзя по двум причинам. Из-за слишком высоких значений температуры у поверхности антенны, зависящих от высоты и скорости полета, изменяются во времени параметры диэлектрической подложки: значение диэлектрической проницаемости и толщина, что приводит к соответствующему изменению резонансных свойств. Даже небольшое отклонение резонансной частоты излучателя от требуемого значения ведет к существенному падению коэффициента усиления антенны и ухудшению условий ее согласования с передатчиком и приемником [3]. Кроме этого, при различных условиях полета у поверхности антенны возникает неравномерное температурное распределение. Такое распределение изменяет условия излучения отдельных излучателей в решетке, что приводит к искажению амплитудно-фазового распределения, а в результате — к отклонению направления визирования основного луча диаграммы направленности (ДН) антенны, изменению ее формы и уровней боковых лепестков (УБЛ), к уменьшению коэффициента усиления антенны.

Таким образом, микрополосковые антенны для ГЛА должны располагаться под слоем ТЗП. Согласно работе [5], температура в антенном отсеке на порядок меньше температуры у поверхности ТЗП. Это означает, что под носовым обтекателем температура может достигать 200—300 °С. В антенных отсеках, располагаемых сверху или снизу ГЛА, диапазон изменения температур составит 70—120 °С.

Стабилизация параметров излучения и рассеяния для микрополосковых антенн, располагаемых на ГЛА под ТЗП, требует использования специальных диэлектрических материалов при изготовлении подложки. Для данных материалов необходимо, чтобы значения их диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta_\epsilon$  слабо возрастали при нагреве до 300 °С. К таким материалам относятся: окись алюминия, окись бериллия, нитрид бора, окись кремния. В указанном диапазоне изменения температур они имеют близкий к нулю тангенс угла диэлектрических потерь и практически неизменное значение диэлектрической проницаемости, которые начинают возрастать при температуре свыше 400 °С [5].

При применении указанных материалов для микрополосковых антенн возможно достичь снижения уровня их радиолокационной заметности в сантиметровом диапазоне длин волн. Для уменьшения ЭПР антенных решеток, располагаемых под носовым обтекателем, ре-

комендуется формировать их на выпуклой, например полусферической, поверхности. При таком размещении возникает проблема реализации остронаправленного сканирования в АР, которая может быть разрешена за счет использования соответствующего амплитудно-фазового распределения. Сканирование в такой конформной антенне может быть реализовано посредством электронной перекоммутации излучателей с подсканированием в секторе углов между ними за счет изменения фазового распределения [6].

Рассмотрим подробнее проблему формирования направленного излучения в микрополосковой сферической АР. Возьмем в качестве материала для диэлектрической подложки окись кремния со значением диэлектрической проницаемости  $\epsilon \approx 2,3$  и с малым тангенсом углов потерь  $\text{tg}\delta_\epsilon < 0,001$ . При реализации АР с длиной волны излучения  $\lambda = 3,1$  см получаем следующие параметры микрополосковых дисковых излучателей: радиус излучателя  $r_{\text{и}} = 0,0057$  м, толщина подложки  $d = 0,001$  м. Коэффициент потерь на формирование поверхностных волн для указанной дисковой антенны составляет около 0,5 %, подложка излучателя считается электрически тонкой [3], но при этом сечения ДН излучателя в главных плоскостях различаются. В меридиональной плоскости для одиночного излучателя получаем ширину ДН по уровню спада напряжения до значения 0,7, равную приблизительно  $50^\circ$ , а в экваториальной — около  $40^\circ$ .

На рис. 2 представлена система координат для расчета характеристик излучения сферической решетки.

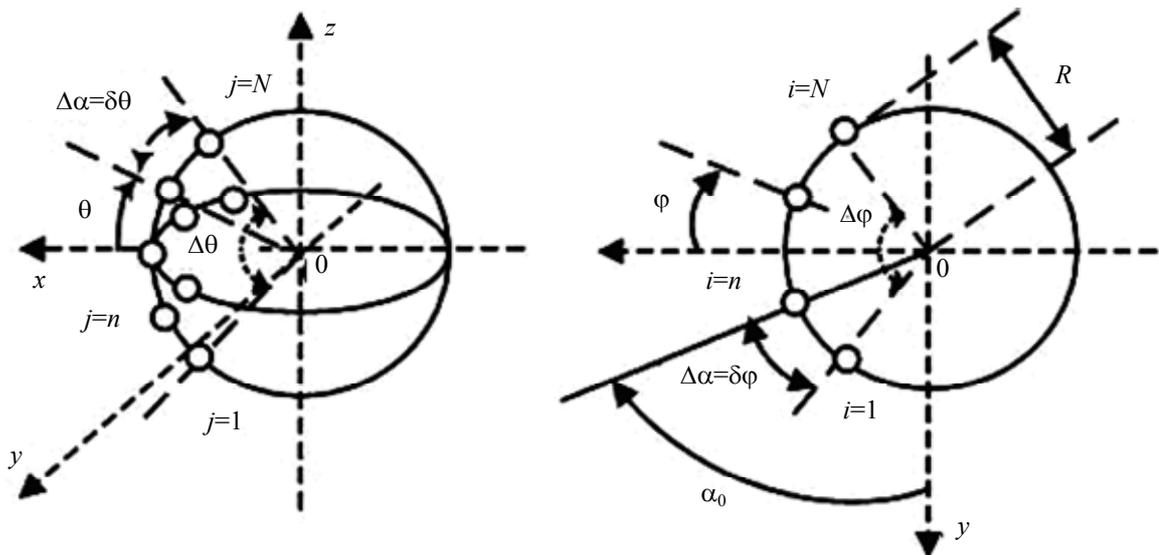


Рис. 2

В данной системе координат соблюдаются следующие соотношения:  $x = R \cos \theta \cos \varphi$ ,  $y = -R \cos \theta \sin \varphi$ ,  $z = R \sin \theta$ . Рассмотрим условия формирования остронаправленной ДН. Угловые направления на излучатели антенной решетки определяются по соотношениям

$$\varphi_i = \left( \frac{-N-1}{2} + i \right) \Delta\alpha; \quad \theta_j = \left( \frac{-N-1}{2} + j \right) \Delta\alpha,$$

в которых:  $i = 1, 2, \dots, N$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$ , а  $N$  — ближайшее целое к  $N^* \approx \Delta\varphi / \Delta\alpha$ . Координаты излучателей в декартовой системе координат:  $x_{ij} = R \cos \theta_j \cos \varphi_i$ ,  $y_{ij} = -R \cos \theta_j \sin \varphi_i$ ,  $z_j = R \sin \theta_j$ . Для ускорения вычислительного процесса при расчете ДН была взята сфера небольшого размера с малым количеством излучателей. Излучатели в ней были расположены друг относительно друга с угловым шагом  $\Delta\alpha = \delta\varphi = \delta\theta = 8^\circ$ . Выбор шага должен быть таким, чтобы  $N_{\text{max}} = 360^\circ / \Delta\alpha$  — максимально возможное число излучателей в экваториальном сечении ( $y_0x$ ) решетки было целым. При расстоянии между микрополосковыми излучателями, большим

$\lambda/2$ , появляются дифракционные максимумы. При меньшем расстоянии коэффициент развязки между отдельными излучателями может уменьшиться настолько, что придется учитывать взаимное влияние излучателей как по поверхностным, так и по пространственным волнам (это, например, необходимо при построении такой АР из вибраторных излучателей). Были выбраны следующие параметры сферической решетки: угол формирующего раскрыва  $\Delta\varphi = \Delta\theta = 80^\circ$ , радиус сферической АР  $R = 0,105$  м. Площадь формирующего раскрыва АР составила  $S = \pi R^2 \sin^2(\Delta\varphi/2)$ , а соответствующий радиус эквивалентного круглого раскрыва  $R_s = (S/\pi)^{1/2} = 0,084$  м.

Чтобы максимум ДН был ориентирован в направлении  $\varphi = \theta = 0$ , необходимо создать следующее фазовое распределение на излучателях:

$$\psi_{ij} = \psi(\theta_j, \varphi_i) = -\frac{2\pi}{\lambda} R \sin|\theta_j| |\sin|\varphi_i||.$$

Для расчета ДН сферической АР  $F_{с.р}$  необходимо учесть разность фаз, возникающую между излучателями за счет разности хода лучей в заданном направлении  $\theta, \varphi$ . Будем вычислять ДН аналогично тому, как это было сделано в работе [3], представив ее в следующем виде:

$$F_{с.р}(\theta, \varphi) = \left| \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N F_{ij}(\theta, \varphi) I_{ij} \text{Mn}_{ij}(\theta, \varphi) \right|,$$

где  $F_{ij}(\theta, \varphi)$  — значение ДН одиночного микрополоскового излучателя в направлении  $(\theta, \varphi)$ ;  $\text{Mn}_{ij}(\theta, \varphi)$  — множитель, учитывающий влияние фазовых соотношений в сферической АР;  $I_{ij}$  — значение амплитуды тока на излучателе.

Множитель  $\text{Mn}_{ij}(\theta, \varphi)$  для сферической АР можно рассчитать по формуле

$$\text{Mn}_{ij}(\theta, \varphi) = \exp\left(-j^* \frac{2\pi}{\lambda} R \left[-\cos\theta \sin\varphi \cos\theta_j \sin\varphi_i + \sin\theta_j \sin\theta\right]\right),$$

где  $j^*$  — мнимая единица.

Произвольное направление  $(\theta, \varphi)$ , задаваемое в системе координат сферической решетки, можно связать с угловыми координатами  $\zeta$  и  $\mu$  системы координат излучателя  $x_i y_i z_i$  для расчета значений ДН  $ij$ -го излучателя. Поскольку система координат  $x_i y_i z_i$  получается из системы координат  $x y z$  за счет последовательного поворота последней сначала на угол  $\theta_j$  вокруг оси  $y$ , а затем на угол  $\varphi_i$  вокруг повернутой оси  $z$ , то модули углов  $\zeta$  и  $\mu$  для  $ij$ -го излучателя определяются следующим образом:

$$\mu_{ij} = \left| \arcsin\left(-\sin\theta_j \cos\varphi_i \cos\theta \cos\varphi + \sin\theta_j \sin\varphi_i \cos\theta \sin\varphi + \cos\theta_j \sin\theta\right) \right|,$$

$$y_i = -(\sin\varphi_i \cos\theta \cos\varphi + \cos\varphi_i \cos\theta \sin\varphi),$$

$$x_i = (\cos\theta_j \cos\varphi_i \cos\theta \cos\varphi + \sin\theta_j \sin\theta - \sin\varphi_i \cos\theta_j \cos\theta \sin\varphi),$$

$$\zeta_{ij} = \begin{cases} \left| \arctg \frac{y_i}{x_i} \right|, & \text{если } x_i \neq 0, \\ \frac{\pi}{2}, & \text{если } x_i = 0. \end{cases}$$

Тогда значение ДН одиночного дискового микрополоскового излучателя в направлении  $(\theta, \varphi)$

$$F_{ij}(\theta, \varphi) = \left| \frac{2J_1\left(\frac{2\pi}{\lambda} r_n \sin|\zeta_{ij}|\right) \cos|\zeta_{ij}| \left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)^{-1} \left(\frac{2\pi}{\lambda} r_n \sin|\zeta_{ij}|\right)^{-1}}{j^* \cos|\zeta_{ij}| + \sqrt{\varepsilon - (\sin|\zeta_{ij}|)^2} \operatorname{ctg}\left(\sqrt{\varepsilon - (\sin|\zeta_{ij}|)^2} \frac{2\pi}{\lambda}\right)} \right| \times$$

$$\times \left| J_1'\left(\frac{2\pi}{\lambda} r_n \sin|\mu_{ij}|\right) \frac{2\varepsilon \cos|\mu_{ij}| \left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)^{-1} \left(\sqrt{\varepsilon - (\sin|\mu_{ij}|)^2}\right)^{-1}}{j^* \sqrt{\varepsilon - (\sin|\mu_{ij}|)^2} + \varepsilon \cos|\mu_{ij}| \operatorname{ctg}\left(\sqrt{\varepsilon - (\sin|\mu_{ij}|)^2} \frac{2\pi}{\lambda}\right)} \right|,$$

$J_1$  и  $J_1'$  — функция Бесселя первого порядка и ее производная.

На рис. 3 и 4 представлены сечения ДН в экваториальной и меридиональной плоскостях соответственно, полученные при условии использования модифицированного амплитудного распределения токов Дольфа—Чебышева при заданном УБЛ в экваториальной плоскости –30 дБ [7]. Как следует из приведенных графиков, в меридиональной плоскости значение УБЛ выше из-за большей ширины ДН одиночного микрополоскового излучателя в его меридиональной плоскости.

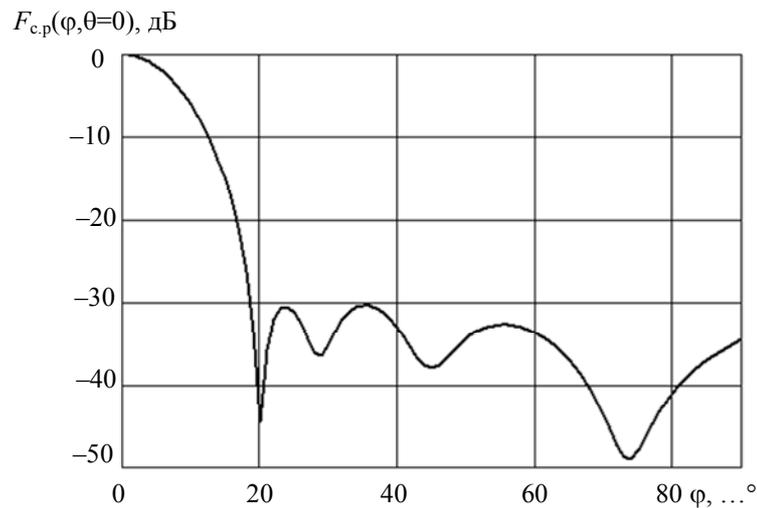


Рис. 3

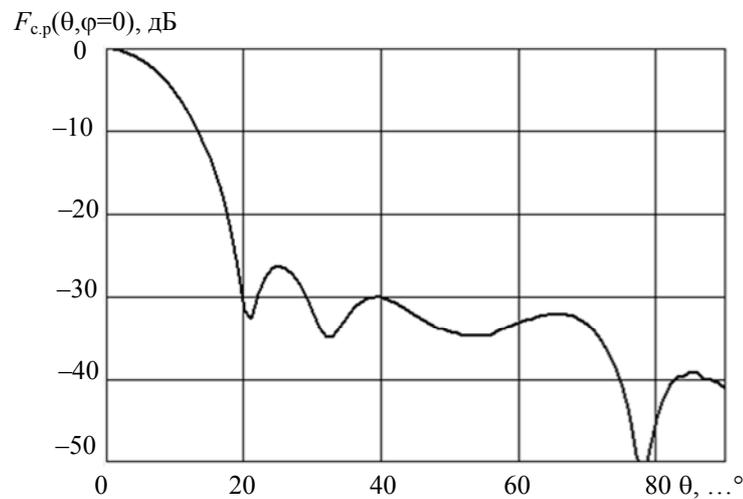


Рис. 4

Для расчета отношения ЭПР микрополосковой сферической АР (при условии использования излучателей с электрически тонкой подложкой) к ЭПР плоской дисковой антенной решетки, формирующей аналогичную ДН, можно использовать приближенную формулу [8]:

$$Um = \frac{\lambda^2}{R^2}.$$

Так, при создании сферической антенной решетки с  $R=0,5$  м при облучении с  $\lambda=3$  см получаем, что ЭПР конформной антенны на 24,4 дБ меньше, чем ЭПР аналогичной плоской антенной решетки.

В случае использования плоских микрополосковых решеток в антенных отсеках, располагаемых сверху и снизу ГЛА, возможно достичь уменьшения их ЭПР за счет соответствующего выбора параметров диэлектрической подложки. Согласно статье [9], максимальная ЭПР плоской микрополосковой антенной решетки определяется вполне точно через сумму полей рассеяния, формирующихся от сетки одиночных излучателей и от основы, представляющей собой металлический экран с диэлектрической подложкой. При этом вклад рассеяния от основы в ЭПР антенны на порядок больше, чем вклад рассеяния от излучателей. Максимальная ЭПР квадратной основы со стороной  $a$  определяется через соотношения, приведенные в [9], по формуле

$$\sigma_{\max} = \frac{4\pi a^4}{\lambda^2} \left| \frac{(\sin(\gamma d))^2 - (\varepsilon - 1)(\cos(\gamma d))^2 - 2j^* \sin(\gamma d)\cos(\gamma d)}{(\sin(\gamma d))^2 + (\varepsilon - 1)(\cos(\gamma d))^2} \right|^2,$$

где  $\gamma = 2\pi\sqrt{\varepsilon - 1}/\lambda$ .

Подобрав значение диэлектрической проницаемости, можно уменьшить ЭПР плоской микрополосковой антенной решетки. При использовании подложки толщиной  $d=0,0015$  с  $\varepsilon=2,31$  (окись кремния) ЭПР основы примерно в 1,5 раза больше, чем при использовании подложки с  $\varepsilon=8,5$  (окись алюминия) [5]. Однако использование диэлектрической подложки из окиси алюминия приведет к распространению поверхностных волн. Согласно графикам, представленным в работе [3], потери на излучение увеличатся в 1,4 раза. При этом для сохранения идентичной резонансной частоты излучения дисковых излучателей их радиус должен уменьшиться в 2,3 раза по сравнению с применением окиси кремния.

Таким образом, в настоящей статье показано, что для снижения радиозаметности ГЛА можно рекомендовать под носовым обтекателем использовать конформные усеченные сферические АР с электрическим сканированием пространства. Их ЭПР значительно ниже, чем у плоских антенных решеток с аналогичными ДН. При этом следует уделять особое внимание значениям уровней бокового излучения, поскольку при высоком УБЛ и полете на малой высоте большое влияние на работу радиотехнических систем могут оказывать помехи, обусловленные переотражениями от земной поверхности. При снижении ЭПР плоских микрополосковых АР посредством выбора параметров диэлектрической подложки необходимо учитывать возможный рост потерь вследствие возникновения поверхностных волн, который приводит к снижению коэффициента усиления антенной системы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ганин С. М., Карпенко А. В., Колногоров В. В., Петров Г. Ф. Беспилотные летательные аппараты. СПб: „Невский Бастион“, 1999.
2. Львова Л. А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. Снежинск: РФЯЦ-ВНИИТФ, 2003.
3. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и Связь, 1986.
4. Дмитриев В. Г., Бюшгенз Г. С. О работах ЦАГИ: 1970—2000 гг. и перспективы. М.: ЦАГИ им. Н.Е. Жуковского, 2001.

5. Красюк В. Н., Михайлов В. Ф. Бортовые антенны гиперзвуковых летательных аппаратов. СПб: СПГААП, 1994.
6. Оводенко А. А., Красюк В. Н., Рыжиков М. Б. Синтез микрополосковой цилиндрической антенной решетки с электронным секторно-круговым обзором // Оборонная техника. 2005. № 6. С. 12—17.
7. Красюк В. Н., Бестугин А. Р., Рыжиков М. Б. Коммутационная сферическая антенная решетка из излучателей с несимметричной диаграммой направленности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. „Общетехнические науки“. 2009. № 3. С. 5—13.
8. Красюк В. Н., Рыжиков М. Б. Эффективная площадь рассеяния конформной цилиндрической антенной решетки при применении микрополосковых излучателей разной формы // Проблемы транспорта. 2005. № 11. С. 62—67.
9. Рыжиков М. Б. Сравнение ЭПР микрополосковых антенных решеток с излучателями прямоугольной и дисковой формы // Тр. Первой Всеросс. науч.-техн. конф. „Радиовысотометрия-2004“. Каменск-Уральский, 2004. С. 52—56.

**Сведения об авторах**

- Анатолий Аркадьевич Оводенко** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения; ректор;  
E-mail: [zlata@aanet.ru](mailto:zlata@aanet.ru)
- Владимир Николаевич Красюк** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра антенн и эксплуатации РЭА; зав. кафедрой; E-mail: [zlata@aanet.ru](mailto:zlata@aanet.ru)
- Александр Роальдович Бестугин** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, факультет радиотехники, электроники и связи; декан; E-mail: [zlata@aanet.ru](mailto:zlata@aanet.ru)
- Максим Борисович Рыжиков** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра антенн и эксплуатации РЭА; E-mail: [maxrmb@rambler.ru](mailto:maxrmb@rambler.ru)

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

Л. А. СЕВЕРОВ, С. К. ЗОЛОТАРЕВ, Н. А. ОВЧИННИКОВА,  
А. И. ПАНФЕРОВ, В. К. ПОНОМАРЕВ

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ГИРОСКОПОВ  
НА ОСНОВЕ  
КРЕМНИЕВОЙ ТЕХНОЛОГИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Проанализированы основные информационные характеристики различных типов микромеханических гироскопов, реализуемых по кремниевой технологии. Основное внимание уделяется стабилизации масштабных коэффициентов преобразования, полосе частот пропускания, линейности и погрешностям преобразования.

*Ключевые слова:* микромеханические гироскопы, микроэлектромеханические системы.

В настоящее время вопросам совершенствования микромеханических гироскопов (ММГ), изготавливаемых по кремниевой технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), уделяется большое внимание [1—6]. Область использования данного класса гироскопов определяется прежде всего классом точности решаемых задач. Приборы низкой стоимости (до 100 долларов), значения погрешности которых лежат в диапазоне 10—1000 °/ч, находят широкое применение в автомобильной электронике, медицинской технике, робототехнике, в товарах широкого потребления. Имеются прогнозы, что только для этих направлений мировое производство ММГ может достичь ста миллионов в год при общей стоимости 4,5 млрд долларов [7]. В отличие от традиционных типов гироскопов, точность которых повышается на порядок примерно каждое десятилетие, точностные характеристики ММГ улучшаются в 10 раз каждые два года. Предсказывается улучшение точностных характеристик до 0,01 °/ч к 2020 году [2]. Это создает предпосылки к созданию миниатюрных бесплатформенных инерциальных навигационных систем, комплексируемых с радиотехническими глобальными системами позиционирования (GPS, ГЛОНАСС и др.), точность которых будет удовлетворять задачам управления движением широкого класса подвижных объектов. Совершенствование ММГ идет по традиционным для инерциальных чувствительных элементов направлениям:

- повышение точности объемной обработки кремния;
- повышение точности микросборочных операций;
- введение встроенной системы температурной компенсации погрешности;
- поддержание заданного уровня вакуумирования прибора;
- повышение разрешающей способности, диапазона и разрядности выходных преобразователей микроперемещений.

Однако только этих мер может оказаться недостаточно для доведения ММГ до навигационного класса точности. Поэтому в настоящей работе основное внимание уделяется схемотехническим решениям, направленным на:

- обеспечение компромисса между коэффициентом преобразования измеряемой угловой скорости и полосой частот пропускания прибора;
- обеспечение линейности и уменьшение погрешностей коэффициента преобразования для всего диапазона измеряемой угловой скорости;
- стабилизацию информационных характеристик рассматриваемого класса ММГ.

**Микромеханические гироскопы с вращательными или поступательными колебаниями чувствительного элемента.** В ММГ *LL*-типа взаимодействие первичных линейных колебаний инерционного тела по координате  $x(t)$  с измеряемой угловой скоростью  $\Omega(t)$  приводит к образованию вторичных линейных колебаний по координате  $y(t)$ . Аналогично, в ММГ *RR*-типа первичные вращательные колебания ротора вокруг главной оси  $\gamma(t)$  при наличии  $\Omega(t)$  образуют вторичные угловые колебания ротора вокруг экваториальной оси  $\alpha(t)$ . Для этих гироскопов амплитуды вторичных колебаний во много раз меньше амплитуд первичных колебаний. Поэтому для установившихся первичных колебаний

$$z_i(t) = z_{i0} \sin vt, \quad z_i = (x, \gamma) \quad (1)$$

динамике контуров вторичных колебаний соответствует уравнение

$$\ddot{z}_2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)\dot{z}_2 + (\nu + \Delta)^2 z_2 = K\Omega(t) \cos vt, \quad z_2 = (y, \alpha), \quad (2)$$

где  $\Delta$  — частота положительной или отрицательной расстройки частоты контура вторичных колебаний относительно частоты первичных колебаний.

Для ММГ *LL*-типа:

$$K = -2x_0\nu, \quad \nu + \Delta = \sqrt{\frac{c_y}{m}}, \quad \xi = \frac{1}{2Q_2} = \frac{\mu_y}{2} \sqrt{\frac{1}{c_y m}}, \quad (3)$$

где  $\nu + \Delta$  — частота собственных демпфированных колебаний контура;  $c_y, \mu_y$  — коэффициенты жесткости и демпфирования;  $x_0$  — амплитуда первичных колебаний;  $\xi_2$  и  $Q_2$  — коэффициент затухания колебаний и добротность вторичного контура;  $m$  — масса тела.

Аналогично для ММГ *RR*-типа:

$$K = -\chi\gamma_0\nu, \quad \chi = \frac{A}{B}, \quad \nu + \Delta = \sqrt{\frac{c_3}{B}}, \quad \xi = \frac{1}{2Q_2} = \frac{\mu_3}{2} \sqrt{\frac{1}{c_3 B}}, \quad (4)$$

где  $A$  и  $B$  — осевой и экваториальные моменты инерции ротора;  $c_3$  и  $\mu_3$  — коэффициенты жесткости и демпфирования в контуре вторичных угловых колебаний.

Как следует из уравнения (2), основные информационные характеристики рассматриваемых гироскопов определяются структурой вторичных колебаний. Для анализа этой структуры положим  $\Omega(t) = \Omega_0 \sin \omega t$ .

При этом

$$\Omega_M(t) = \Omega(t) \cos vt = \frac{1}{2} \Omega_0 [\sin(\omega - \nu)t + \sin(\omega + \nu)t] = \frac{1}{2} \Omega_0 [-\sin(\nu - \omega)t + \sin(\nu + \omega)t].$$

Таким образом, анализ частотных характеристик вторичного контура, описываемого уравнением (2), в базисах левой  $(\nu - \omega)$  и правой  $(\omega + \nu)$  боковых полос входного воздействия соответствует анализу частотных характеристик звена с передаточной функцией

$$W_{z_2}^{\Omega_M}(p) = \frac{K}{p^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)p + (\nu + \Delta)^2} \quad (5)$$

при  $p = i(\omega + \nu)$  и  $p = i(\omega - \nu)$ .

Как показано в работе [8], с использованием методики, аналогичной приведенной в [9], частотные характеристики по огибающим вторичных колебаний ММГ, совпадающим по фазе с первичными колебаниями (1) (синфазные частотные характеристики), и сдвинутые по фазе на  $\pi/2$  (квадратурные частотные характеристики) определяются выражениями:

$$\bar{W}_c(j\omega) = i \frac{\left[ W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega + \nu)] - W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega - \nu)] \right]}{2},$$

$$\bar{W}_k(j\omega) = \frac{\left[ W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega + \nu)] + W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega - \nu)] \right]}{2}. \quad (6)$$

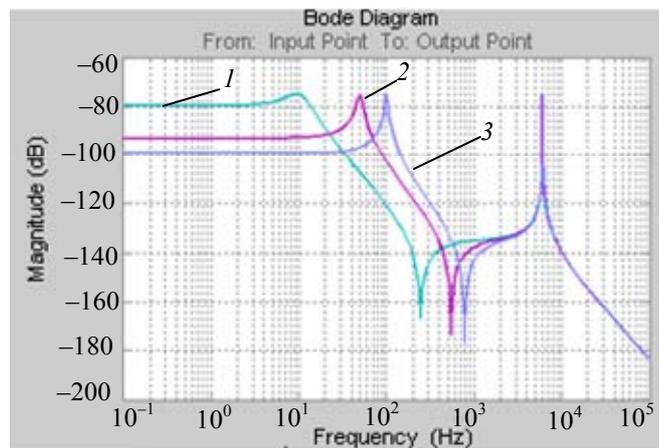
Подстановка (5) в (6) и замена  $s = j\omega$  приводит к следующим передаточным функциям, описывающим динамические характеристики ММГ по огибающим синфазной и квадратурной составляющих вторичных колебаний:

$$\bar{W}_c(s) = \frac{\bar{z}_{2c}(s)}{\Omega_0} = K \frac{2\nu [s + \xi_2(\nu + \Delta)]}{\left[ s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2 \right]^2 + 4\nu^2 [s + \xi_2(\nu + \Delta)]^2},$$

$$\bar{W}_k(s) = \frac{\bar{z}_{2k}(s)}{\Omega_0} = K \frac{\left[ s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2 \right]^2}{\left[ s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2 \right]^2 + 4\nu^2 [s + \xi_2(\nu + \Delta)]^2}. \quad (7)$$

На рис. 1 приведены амплитудные частотные характеристики по огибающим вторичных колебаний ММГ  $RR$ -типа, численные значения параметров (4) которых составляют  $\chi = 1, 9$ ;  $\nu = 3000$  Гц;  $\xi_2 = 10^{-3}$ ;  $\gamma_0 = 1^\circ$ ;  $\Delta = 10$  (1), 50 (2), 100 (3) Гц ( $a$  — квадратурная составляющая;  $b$  — синфазная).

а)



б)

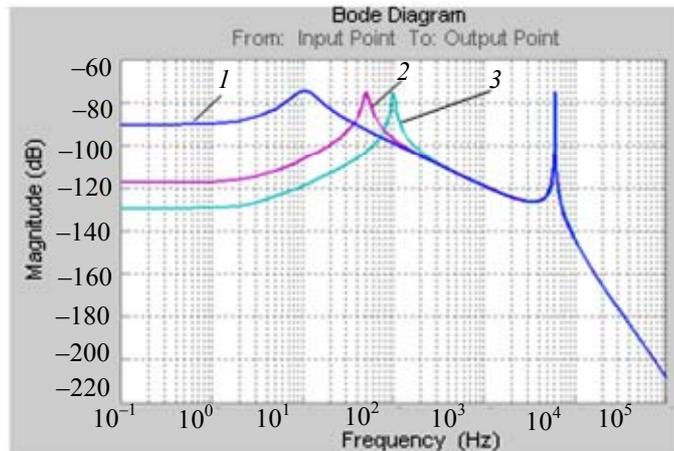


Рис. 1

Из приведенных характеристик следует, что резонансные пики находятся на частотах  $\Delta$  и  $2\nu$ . Частотная характеристика квадратурной составляющей имеет антирезонансный пик на частоте  $\sqrt{2\nu\Delta}$ .

В низкочастотной области при  $\omega \ll 2\nu$ ,  $\omega < \sqrt{2\nu\Delta}$  и  $\xi_2 \ll 1$  передаточные функции (7) имеют весьма точную аппроксимацию, удобную для инженерной практики:

$$\begin{aligned}\bar{W}_c(s) &= \frac{\bar{z}_{2c}(s)}{\Omega_0} = \frac{K_c(T_c s + 1)}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1}, \\ \bar{W}_k(s) &= \frac{\bar{z}_{2k}(s)}{\Omega_0} = \frac{K_k}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1},\end{aligned}\quad (8)$$

$$\text{где } T_0^2 = \frac{1}{\xi_2^2 \nu^2 (1 + \lambda^2)}, \quad \xi_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \lambda^2}}, \quad T_c = \frac{1}{\xi_2 \nu}, \quad \lambda = \frac{\Delta}{\xi_2 \nu},$$

$$\text{для ММГ } RR\text{-типа } K_c = \frac{\chi\gamma_0}{4} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{1}{1 + \lambda^2}, \quad K_k = \frac{\chi\gamma_0}{4} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{\lambda}{1 + \lambda^2},$$

$$\text{для ММГ } LL\text{-типа } K_c = \frac{x_0}{2} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{1}{1 + \lambda^2}, \quad K_k = \frac{x_0}{2} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{\lambda}{1 + \lambda^2}.$$

Полоса частот пропускания гироскопов формируется включенными в схему преобразователями микроперемещений фильтров, подавляющими высокочастотные резонансные пики и шумовые помехи. Так, при двухполосном фильтре, включенном на частоте  $\omega_\phi < \Delta$  в рассмотренном примере, основная составляющая выходного сигнала гироскопа будет формироваться квадратурной составляющей вторичных колебаний, превышающей синфазную составляющую в  $\lambda$  раз. Для примера, при  $\xi_2 = 10^{-3}$ ,  $\nu = 3000$  Гц,  $\Delta = 100$  Гц,  $\lambda = 33,3$ , а полоса частот пропускания прибора может составлять 30—50 Гц. При отсутствии расстройки  $\Delta$  вторичных колебаний из передаточных функций (8) следует:

$$\bar{W}_k(s) = 0, \quad \bar{W}_c(s) = \frac{K_c}{T_0 s + 1}, \quad K_c = \frac{\chi\gamma_0}{4}, \quad T_0 = \frac{1}{\xi_2 \nu}.\quad (9)$$

В этом случае выходной сигнал ММГ определяется только синфазной составляющей с максимально возможным коэффициентом преобразования  $K_c$ . При этом, однако, ММГ будет обладать плохими динамическими характеристиками, определяемыми апериодическим звеном с большой постоянной времени. Таким образом, определенный компромисс между требуемыми полосой частот пропускания прибора и масштабным коэффициентом преобразования измеряемой угловой скорости обеспечивается формированием выходного сигнала по квадратурной составляющей вторичных колебаний.

Важным требованием, предъявляемым к ММГ, является обеспечение стабильности масштабного коэффициента преобразования. Для приборов со съемом информации по квадратурной составляющей вторичных колебаний ( $\lambda_n \gg 1$ ) относительная погрешность коэффициента преобразования определяется относительными погрешностями основных параметров по соотношению:

$$\delta K_k = \delta\gamma_0 - \frac{2}{1 + \lambda_n^2} \delta\nu - \frac{\lambda_n^2 - 1}{\lambda_n^2 + 1} \delta\Delta - \frac{2}{1 + \lambda_n^2} \delta\xi_2,\quad (10)$$

индексом „н“ отмечены номинальные значения параметров.

Из выражения (10) следует, что основной вклад в формирование погрешности  $\delta K_k$  вносят относительная погрешность амплитуды первичных колебаний  $\delta\gamma_0$  (или  $\delta x_0$ ) и относительная погрешность частоты расстройки  $\delta\Delta$ . Снижение этих погрешностей достигается использованием системы стабилизации амплитуды первичных колебаний и системы стабилизации частоты расстройки, включающей встроенный идентификатор этой частоты. Заметим,

что в этом случае стабилизируется и полоса частот пропускания прибора. Для ММГ повышенной чувствительности, когда при  $\lambda_H \ll 1$  выходной сигнал формируется по синфазной составляющей вторичных колебаний, получаем:

$$\delta K_c = \delta \gamma_0 - \frac{1 - \lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta v - \frac{2\lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta \Delta - \frac{1 - \lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta \xi_2. \tag{11}$$

Как следует из (11), для стабилизации коэффициента преобразования прибора необходимо стабилизировать амплитуду и частоту первичных колебаний (для ММГ RR-типа — амплитуду кинетического момента  $A\gamma_0 v$ ) и коэффициент затухания вторичных колебаний  $\xi_2$ .

Эффективным направлением стабилизации информационных характеристик рассматриваемых ММГ является реализация в них компенсационного принципа измерения. На рис. 2 приведена структурная схема информационного канала ММГ RR-типа, реализующая этот принцип.

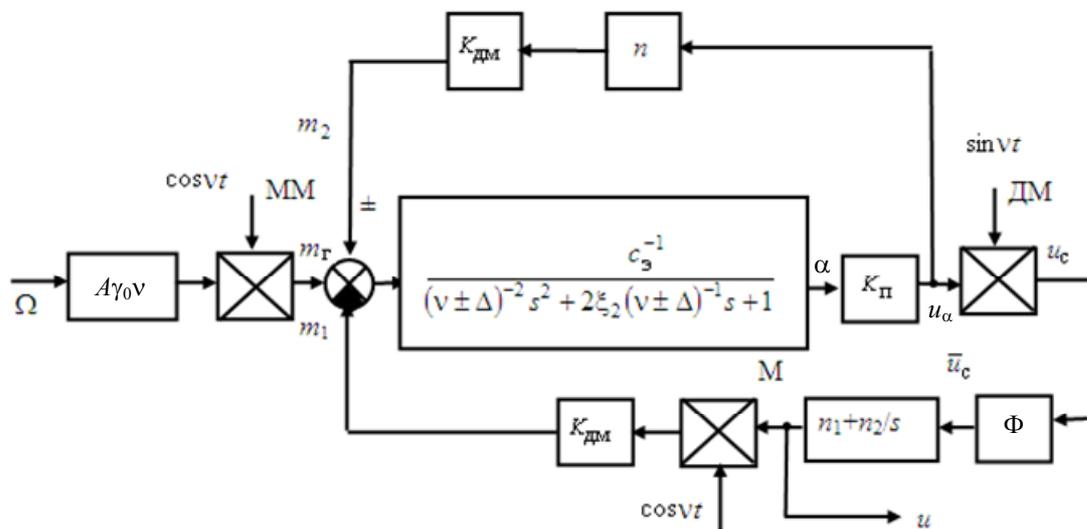


Рис. 2

В этой схеме вводятся два дополнительных контура обратной связи. Верхний контур с положительной или отрицательной жесткой обратной связью обеспечивает резонансную настройку вторичных колебаний, т.е. условие  $\Delta = 0$ . Нижний контур с отрицательной пропорционально-интегральной обратной связью реализует компенсационный принцип измерения. Положительная обратная связь в верхнем контуре соответствует положительной расстройке  $\Delta$ , и наоборот. При известных знаке и величине расстройки  $\Delta \ll v$  общий коэффициент передачи

$$K = K_n n K_{дм} \cong \frac{2\Delta}{v} c_3,$$

где  $K_n$  — коэффициент передачи преобразователя микроперемещений,  $K_{дм}$  — линейризованный по отношению к управляющему напряжению коэффициент передачи электростатического датчика момента контура вторичных колебаний, его передаточная функция принимает вид:

$$W_{\alpha}^{m_r}(s) = \frac{c_3'^{-1}}{v^2 s^2 + 2\xi_2' v^{-1} s + 1},$$

где  $c_3' = c_3 \left(1 \pm \frac{2\Delta}{v}\right)$ ,  $\xi_2' = \xi_2 \left(1 \mp \frac{\Delta}{v}\right)$ .

Введение дополнительной „электростатической жесткости“ подвеса обеспечивает резонансную настройку вторичных колебаний, при которой выходной сигнал ММГ определяется синфазной составляющей (9). Формирование коэффициента  $K$  может быть автоматизировано

при наличии встроенного идентификатора расстройки  $\Delta$ . Перейдя к эквивалентной структурной схеме резонансного ММГ компенсационного типа, описывающей его динамику по огибающей синфазных колебаний, получим следующую основную передаточную функцию:

$$K(s)_u^\Omega = \frac{u(s)}{\Omega(s)} = \frac{K_d (T_{1d}s + 1)}{T_d^2 s^2 + 2\xi_d T_d s + 1}, \quad (12)$$

где  $u$  — выходное напряжение прибора,

$$K_d = \frac{A\gamma_0 v}{K_{\text{дм}}} [\text{Вс}], \quad T_d^2 = \frac{4Bv}{K_{\text{дм}} K_2} [\text{с}^2], \quad 2\xi_d T_d = \frac{1}{K_2} \left( K_1 + \frac{4B\xi_2 v^2}{K_{\text{дм}}} \right) [\text{с}], \quad T_{1d} = \frac{K_1}{K_2} [\text{с}],$$

$K_1$  [В] и  $K_2$  [В/с] — коэффициенты передачи контура компенсации по пропорциональному и интегральному управлению, учитывающие работу демодулятора, фильтра и модулятора. Передаточная функция по огибающей синфазных колебаний при наличии интегрального управления обладает астатизмом первого порядка. ММГ компенсационного типа обладает достаточной полосой частот пропускания, а стабильность его коэффициента преобразования требует только стабилизации амплитуды кинетического момента  $A\gamma_0 v$ . Возможен вариант компенсации расстройки  $\Delta$  замыканием верхнего контура (рис. 2) по выделенным сигналам квадратурной и синфазной составляющих вторичных колебаний. В работе [10] при формировании верхнего контура обратной связи используется эффект зависимости фазового сдвига вторичных колебаний по отношению к первичным от величины расстройки  $\Delta$ .

Для рассматриваемых ММГ  $RR$ -типа характерно образование больших погрешностей, обусловленных такими инструментальными факторами, как статическая и динамическая неуравновешенность ротора и перекосы его главной оси. Именно таким образом проявляется воздействие контура первичных колебаний на информационные каналы вторичных колебаний. Наибольший вклад в погрешность вносят составляющие возмущающих моментов на частоте первичных колебаний. Для двумерного ММГ  $RR$ -типа с выходными осями  $OX$  и  $OY$  и осью возбуждения  $OZ$  формируются следующие возмущающие моменты:

$$\Delta M_x = (E + mx_0 z_0 + B_x \varepsilon_y) \dot{\gamma}, \quad \Delta M_y = (D + my_0 z_0 - B_y \varepsilon_x) \dot{\gamma}, \quad (13)$$

где  $m$  — масса ротора;  $B_x$  и  $B_y$  — экваториальные моменты инерции ротора;  $E, D$  — центробежные моменты инерции ротора;  $x_0, y_0, z_0$  — малые смещения центра подвеса ротора;  $\varepsilon_x, \varepsilon_y$  — углы перекоса главной оси чувствительного элемента.

Моменты (13) зависят от углового ускорения первичных колебаний и по отношению к полезным гироскопическим моментам, зависящим от угловой скорости  $\dot{\gamma}$ , являются квадратурными. По допустимым значениям погрешностей ММГ  $\omega_{\text{хд}}, \omega_{\text{уд}}$  для основного варианта формирования выходных сигналов по квадратурным составляющим вторичных колебаний оценим значения рассматриваемых инструментальных факторов

$$y_0 z_0 = \frac{\lambda_y \omega_{\text{хд}} r_{\text{и}}^2}{v}, \quad x_0 z_0 = \frac{\lambda_x \omega_{\text{уд}} r_{\text{и}}^2}{v},$$

$$\frac{D}{A} = \frac{\lambda_y \omega_{\text{хд}}}{v}, \quad \frac{E}{A} = \frac{\lambda_x \omega_{\text{уд}}}{v}, \quad \varepsilon_y = \lambda_y \chi_y \frac{\omega_{\text{хд}}}{v}, \quad \varepsilon_x = \lambda_x \chi_x \frac{\omega_{\text{уд}}}{v}, \quad (14)$$

где  $\lambda_x = \frac{\Delta_x}{v\xi_{2x}}, \lambda_y = \frac{\Delta_y}{v\xi_{2y}}, \chi_x = \frac{A}{B_x}, \chi_y = \frac{A}{B_y}, r_{\text{и}} = \sqrt{\frac{A}{m}}$  — радиус инерции ротора. Оценки

(14) применимы и к одномерным ММГ  $RR$ -типа.

В двумерном ММГ RR-типа при  $\omega_{хд} = \omega_{уд} = 0,1$  или  $0,01$  °/с,  $\xi_{2x} = \xi_{2y} = 10^{-4}$ ,  $\nu = 3000$  Гц,  $\Delta_x = \Delta_y = 50$  Гц допустимые погрешности изготовления чувствительного элемента характеризуются данными, приведенными в таблице.

Допустимые погрешности изготовления чувствительного элемента

| Параметр                                   | $\omega_{хд} = \omega_{уд}, \text{ }^\circ/\text{с}$ |                      |
|--|--|----------------------|
|  | 0,1  | 0,01                 |
| $\frac{E}{A}, \frac{D}{A}$                 | $1,5 \cdot 10^{-5}$                                  | $1,5 \cdot 10^{-6}$  |
| $x_0 z_0, y_0 z_0, \text{ м}^2$            | $0,15 \cdot 10^{-12}$                                | $1,5 \cdot 10^{-14}$ |
| $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \text{ }''$ | 5,09   | 0,5                  |

Приведенный пример показывает достаточно жесткие требования к точности изготовления чувствительного элемента и делает актуальной постановку задачи подавления квадратурных погрешностей.

**Микромеханические датчики угловой скорости компенсационного типа на основе кольцевого резонатора.** Волновые твердотельные микромеханические гироскопы на основе кольцевых резонаторов успешно реализуются по кремниевой технологии МЭМС [11—14]. В настоящее время на производстве таких гироскопов (ММГ R-типа) специализируется компания Silicon Sensing (Великобритания). При позиционном возбуждении резонатора, когда профиль возбуждающих резонатор радиальных сил жестко привязан к корпусу прибора и соответствует основной эллиптической форме колебаний, такие гироскопы работают в режиме датчика угловой скорости [15, 16]. Покажем, что при форсированном автогенераторном возбуждении резонатора и реализации компенсационного принципа измерения такие датчики обеспечивают измерение угловой скорости в диапазоне  $\pm 500$  °/с с временем готовности 0,1—0,3 с, полосой частот пропускания 30—50 Гц и отклонением от линейности не более 0,5 %. При таких характеристиках эти датчики угловой скорости имеют широкий спектр применения.

На рис. 3 представлена функциональная схема датчика угловой скорости компенсационного типа с минимально достаточным числом электродов, окружающих резонатор 9.

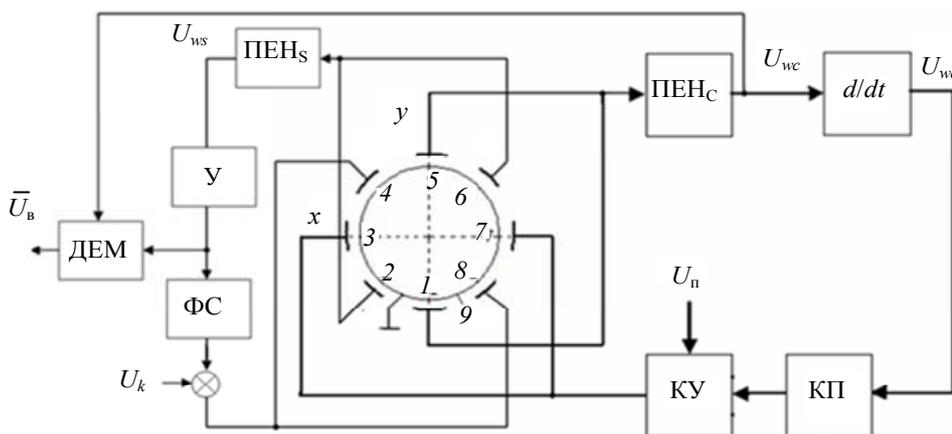


Рис. 3

В отличие от используемой в разработках компании BASE системы возбуждения резонатора с задающим генератором здесь применен автогенераторный принцип возбуждения, основанный на организации в контуре возбуждения положительной обратной связи по знаку скорости относительного перемещения резонатора в зоне расположения электродов 1, 5. Контур возбуждения включает преобразователь емкости—напряжения ПЕНс, дифференци-

рующее звено, компаратор КП, ключевой усилитель КУ и электроды возбуждения 3, 7 [17]. В контуре возбуждения образуется устойчивый автогенераторный цикл. Контур компенсационного измерения включает измерительные электроды 2 и 6, преобразователь емкость—напряжение ПЕН<sub>с</sub>, усилитель У, фазосдвигающую схему ФС, электроды 4, 8, создающие компенсирующие усилия. Контур, реализующий компенсационное измерение, замкнут по правилу отрицательной жесткой обратной связи. Фазосдвигающая схема обеспечивает сдвиг фазы  $\pi/2$  на частоте несущей. Кроме того, для линеаризации характеристики электростатических датчиков силы напряжение на его электродах формируется в виде суммы внешнего постоянного напряжения  $V_{\text{комп}}$  и переменной составляющей, зависящей от перемещений резонатора в зоне измерения. Мерой угловой скорости является напряжение на выходе демодулятора. Для анализа статических и динамических характеристик датчика воспользуемся уравнением в частных производных кольцевого резонатора [15, 18]:

$$\ddot{w}^{\text{II}} - \dot{w} + 4\Omega\dot{w}^{\text{I}} + 2\dot{\Omega}w^{\text{I}} + \xi_1 (\dot{w}^{\text{VI}} + 2\dot{w}^{\text{IV}} + \dot{w}^{\text{II}}) + \chi^2 (w^{\text{VI}} + 2w^{\text{IV}} + w^{\text{II}}) = p_{\text{возб}}(t, \varphi) + p_{\text{комп}}(t, \varphi), \quad (15)$$

где  $w$  — радиальные перемещения точек средней линии резонатора, зависящие от угла,  $\Omega$  — измеряемая угловая скорость,  $p_{\text{возб}}$  и  $p_{\text{комп}}$  — плотность возбуждающего и компенсирующего воздействия. Входящие в уравнения (15) конструктивные параметры, определяющие упругие и демпфирующие силы при прямоугольном поперечном сечении кольца, вычисляются по формулам

$$\chi^2 = \frac{Eh^2}{12\rho R^4}, \quad \xi_1 = \frac{\xi h^2}{12\rho R^4}, \quad (16)$$

где  $E$ ,  $\rho$  — модуль упругости и плотность материала кольца,  $R$  и  $h$  — радиус средней линии и толщина кольца,  $\xi$  — коэффициент сил вязкого трения в теле кольца. Позиционные электростатические силы возбуждения и компенсации определяются зависимостями

$$p_{\text{возб}}(t, \varphi) = q_{\text{возб}}^{\text{II}}(t, \varphi) = f_0 \cos vt \cos 2\varphi, \\ p_{\text{комп}}(t, \varphi) = q_{\text{комп}}^{\text{II}}(t, \varphi) = f_{\text{комп}} K(n \cos vt - b \sin vt) \sin 2\varphi, \quad (17)$$

где  $f_0 = \frac{2\varepsilon_0 V_0^2 \sin 2\beta_0}{\pi d_0^2 \rho h}$ ,  $f_{\text{комп}} = \frac{4\varepsilon_0 V_{\text{комп}} \sin 2\beta_0}{\pi d_0^2 \rho h}$ ;  $q_{\text{возб}}$ ,  $q_{\text{комп}}$  — удельная плотность,  $V_0$  — напряжение возбуждения,  $V_{\text{комп}}$  — постоянная составляющая напряжения на электродах компенсации,  $K$  [В/м] — коэффициент усиления контура компенсации,  $n$  — перемещение резонатора в зоне измерения,  $2\beta_0$  — угол охвата электродов,  $d_0$  — зазор между электродами и резонатором,  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  [Ф/м].

При автогенераторном возбуждении резонатора частоты его собственных и вынужденных колебаний совпадают. В этой ситуации, следуя приближенному подходу, общее решение уравнения (15) представим в форме:

$$w(t, \varphi) = [a(t) \cos 2\varphi + b(t) \sin 2\varphi] \cos vt + [m(t) \cos 2\varphi + n(t) \sin 2\varphi] \sin vt. \quad (18)$$

Подставив (17) и (18) в уравнение (15) и разделив формы колебаний, получаем следующую систему уравнений для исследования динамики взаимодействия огибающих четырех форм колебаний ( $\Omega = \text{const}$ )

$$\left. \begin{aligned} \ddot{a} &= \left( v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) a - 7,2 \xi_1 \dot{a} + 1,6 \Omega \dot{b} - 7,2 \xi_1 v m - 2 v \dot{m} + 1,6 \Omega v n + 0,2 f_0, \\ \ddot{b} &= -1,6 \Omega \dot{a} + \left( v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) b - 7,2 \xi_1 \dot{b} - 1,6 \Omega v m - 7,2 \xi_1 v n - 2 v \dot{n} - 0,2 f_{\text{КОМП}} K n, \\ \ddot{m} &= 7,2 \xi_1 v a + 2 v \dot{a} - 1,6 \Omega v b + \left( v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) m - 7,2 \xi_1 \dot{m} + 1,6 \Omega \dot{n}, \\ \ddot{n} &= 1,6 \Omega v a + 7,2 \xi_1 v b + 2 v \dot{b} - 1,6 \Omega \dot{m} + \left( v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) n - 7,2 \xi_1 \dot{n} + 0,2 f_{\text{КОМП}} K b. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

При автогенераторном возбуждении резонатора  $v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 = 0$  вместо  $f_0$  примем  $f_{\text{возб}} = f_0 \text{sign}(\dot{a} + v m)$ . Для режима прямого преобразования, когда  $p_{\text{КОМП}} = 0$ , на рис. 4, а, б приведены результаты интегрирования системы (19) при следующих параметрах микромеханического датчика  $R = 3 \cdot 10^{-3}$  М,  $h = 150 \cdot 10^{-6}$  М,  $\rho = 2,3 \cdot 10^3$  кг/м<sup>2</sup>,  $E = 1,87 \cdot 10^{11}$  Н/м<sup>2</sup>,  $D = 10\,000$ ,  $d_0 = 4 \cdot 10^{-6}$  М,  $V_{\text{возб}} = V_H = 5$  В,  $\Omega = 300$  °/с.

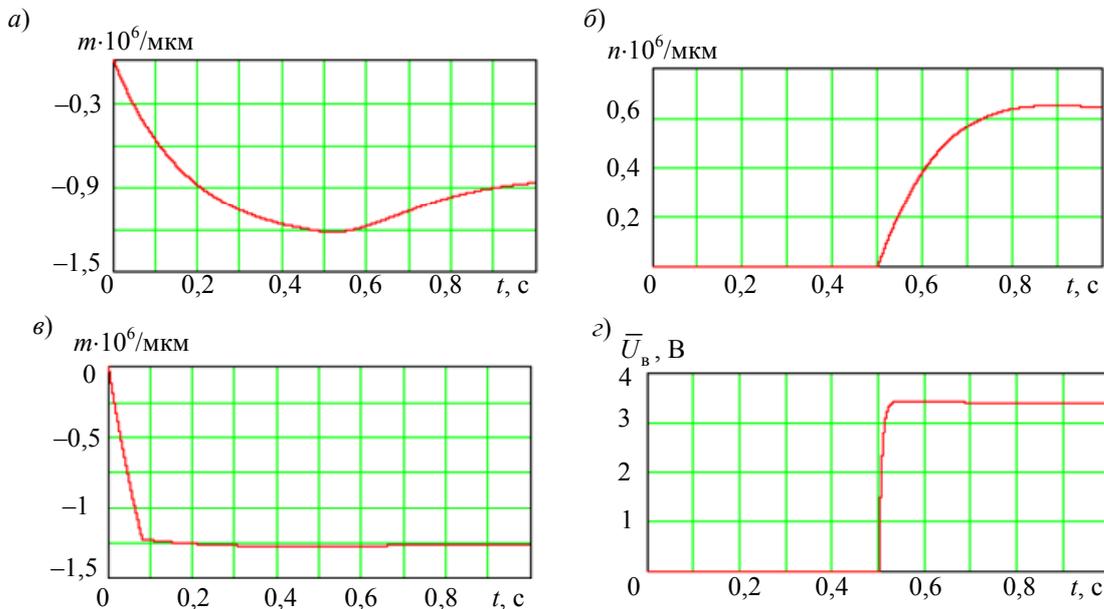


Рис. 4

При интегрировании в системе MathCad процессы возбуждения и измерения разделены во времени с помощью функции

$$\Omega(t) = if(t \geq 0,5, 300 \pi/180, 0).$$

Результаты моделирования показывают, что при высокой добротности резонатора выполняются соотношения

$$|m(t)| \gg |a(t)|, \quad |n(t)| \gg |b(t)|, \quad |\dot{a}(t) + m(t)v| \gg |-a(t)v + \dot{m}(t)|. \quad (20)$$

Кроме того, процессы возбуждения и измерения имеют недопустимо большую длительность ( $\approx 0,5$  с), а появление измеряемой угловой скорости вызывает большой угол  $\psi(t)$  разворота эллипса колебаний резонатора и уменьшение перемещений резонатора в зоне возбуждения. В установившемся режиме  $a_y = b_y = 0$  и

$$\psi_y = 0,5 \arctg \frac{n_y}{m_y} = -0,5 \arctg \frac{2\Omega}{9\xi_1} \cong -18^\circ.$$

При формированном автогенераторном возбуждении

$$V_0(t) = if(t > t_d, V_n, V_\phi),$$

где  $t_d$  — время готовности датчика,  $V_n$  и  $V_\phi$  — номинальное и форсирующее напряжение. Переходной процесс возбуждения при  $V_n=5$  и  $V_\phi=8$  В приведен на рис. 4, в, из которого следует что его длительность не превышает  $t_d=0,08$  с. При замыкании контура компенсации (17) с  $V_{\text{комп}} = 2,5$  В и  $K_{\text{комп}}=10^8$  В/м переходной процесс измерения приведен на рис. 4, г. Время процесса измерения составляет 0,02 с, масштабный коэффициент преобразования 11,7 мВ/°/с. Кроме того, в приведенном примере для диапазона измеряемой угловой скорости  $\Omega = \pm 300$  °/с нелинейность преобразования не превышает 0,5 %. При бóльших значениях коэффициента жесткой обратной связи коэффициент преобразования вполне точно определяется зависимостью:

$$0,8 \frac{V_n}{V_{\text{комп}}} \cdot \frac{D}{v} [\text{Вс}].$$

Выполнение соотношений (20) позволяет представить решение (18) в форме:

$$w(t, \varphi) = C(t) \cos 2\varphi + S(t) \sin 2\varphi, \quad (21)$$

где  $C(t) \cong m(t) \sin vt$ ,  $S(t) \cong n(t) \sin vt$ .

Подстановка (21) в (15) и разделение форм колебаний приводит к следующей системе уравнений компенсационного датчика угловой скорости:

$$\begin{aligned} 5\ddot{C}(t) - 8\Omega\dot{S}(t) + 36\xi_1\dot{C}(t) + 36\chi^2 C(t) &= f_0 \text{sign}[\dot{C}(t)], \\ 5\ddot{S}(t) + 8\Omega\dot{C}(t) + 36\xi_1\dot{S}(t) + 36\chi^2 S(t) &= -f_{\text{комп}} K S_1(t), \end{aligned} \quad (22)$$

где при  $\varphi = \pi/4$ ,  $S_1(t) = n(t) \cos vt - b(t) \sin vt$ . Сдвиг фазы несущей при замене  $S(t)$  на  $S_1(t)$  в (22) необходим для формирования позиционного компенсирующего воздействия (17).

Обозначения модели (22) использованы при построении функциональной схемы прибора, изображенной на рис. 3. Модель (22) отражает работу датчика на колебаниях резонатора. Применение метода гармонической линеаризации функции  $\text{sign}[\dot{C}(t)]$  (при  $\Omega = 0$ ) позволяет из первого уравнения (22) получить вполне точное выражение для установившейся амплитуды колебаний резонатора в зоне возбуждения [17]

$$m_y = \frac{\sqrt{5} f_0}{54 \xi_1 \pi \chi}.$$

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 10-08-00874-а.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пешехонов В. Г. Гироскопы XXI века // Гироскопия и навигация. 2003. № 4. С. 5—18.
2. Бабур Н., Шмидт Дж. Направления развития инерциальных датчиков // Гироскопия и навигация. 2000. № 1. С. 3—15.
3. Лестев А. М., Попова И. В. Современное состояние теории и практических разработок микромеханических гироскопов // Гироскопия и навигация. 1998. № 3. С. 81—94.
4. Северов Л. А., Пономарев В. К., Панферов А. И., Сорокин А. В., Кучерков С. Г., Лучинин В. В., Корляков А. В. Микромеханические гироскопы: конструкции, характеристики, технологии, пути развития // Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т. 41, № 1—2. С. 57—73.

5. Евстифеев М. И. Состояние разработок и перспективы развития микромеханических гироскопов // Навигация и управление движением. Сб. докл. II науч.-техн. конф. молодых ученых. СПб, 2000. С. 54—71.
6. Расповов В. Я. Микромеханические приборы: Учеб. пособие. Тула: ТулГУ, 2002. 392 с.
7. [Электронный ресурс]: <<http://www.medicom-miass.ru/2084343384>>.
8. Северов Л. А., Пономарев В. К., Панферов А. И., Несенюк Л. П., Кучерков С. Г., Шадрин Ю. В. Информационные характеристики вибрационного микромеханического гироскопа // Гироскопия и навигация. 2003. № 1(40). С.76—82.
9. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.
10. Патент РФ № 2319929. Микромеханический гироскоп / Л. А. Северов, В. К. Пономарев, В. И. Панферов, А. С. Ковалев, Ю. В. Шадрин.
11. Ayazi F., Najafi K. High Aspect-ratio Dry-Release Poly-Silicon MEMS Technology for Inertial-Grade Microgyroscopes Position Location and Navigation Symp. San Diego, California, 2000. P. 304—308.
12. Zarabadi S. A Resonating Comb/Ring Angular Rate Sensor, Delphi Delco Electronics Systems, Sensors and Actuators. 1999 (SP-1443).
13. Hopkin I. Performance and Design of Silicon Micromachined Gyro // Symp. Gyro Technology. Germany, 1997. P. 1—10.
14. Fell C. P., Hopkin I., Townsend K., Sturland I. A Second Generation Silicon Ring Gyroscope // Symp. Gyro Technology. Germany, 1999.
15. Журавлев В. Ф., Климов Д. М. Волновой твердотельный гироскоп. М.: Наука, 1985. 126 с.
16. Матвеев В. Л., Липатников В. И., Алехин А. В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа. М.: МГТУ, 1998. 168 с.
17. Пономарев В. К., Овчинникова Н. А., Пономарев П. В. Автогенераторное возбуждение кольцевого резонатора // Сб. докл. науч. сессии ГУАП. СПб, 2010. С. 58—61.
18. Северов Л. А. Механика гироскопических систем. М.: МАИ, 1996. 212 с.

**Сведения об авторах****Леонид Анатольевич Северов**

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; зав. кафедрой; E-mail: severov@aanet.ru

**Станислав Константинович Золотарев**

— ФГУП „НИИ Командных приборов“, Санкт-Петербург; начальник отдела; E-mail: stazolot@yandex.ru

**Наталья Анатольевна Овчинникова**

— Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; ассистент; E-mail: reale@mail.ru

**Александр Иванович Панферов**

— канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; E-mail: panferov@aanet.ru

**Валерий Константинович Пономарев**

— канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; E-mail: severov@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

С. В. БОГОСЛОВСКИЙ

## ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С МАЛЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ И ФАЗОВЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Предложен метод построения бесконтактных пассивных датчиков на поверхностных акустических волнах на основе дисперсионных линий задержки и фазовой модуляции (метод согласованного фазового кодирования с малым изменением частоты). Предлагаемый подход обеспечивает высокую помехозащищенность, точность бесконтактных измерений при увеличенном радиусе действия.

*Ключевые слова:* датчики давления, пассивные, дисперсионные линии задержки.

**Введение.** Первые работы по исследованию возможности применения поверхностных (ПАВ) и объемных акустических волн (ОАВ) для реализации датчиков были начаты в 1958—1960 гг. Наиболее технологичными оказались устройства, изготовленные на пьезоэлектрических монокристаллах (кварца, ниобата лития, танталата лития, германата висмута, лангаситов и т.д.) [1—3].

В настоящей работе приводятся результаты исследования новой топологии бесконтактных датчиков, представленной в статье [4].

**Метод согласованного фазового кодирования с малым изменением частоты.** Как было показано в [4], эффективное уменьшение амплитуды сжатого сигнала обеспечивается при изменении фазы на соседних участках на  $180^\circ$ . Практически такое изменение фазы для всех участков может быть обеспечено только локальным изменением времени начальной задержки сигнала с одной из сторон встречно-штыревого преобразователя (ВШП).

В случае если скорость ПАВ будет изменяться непрерывно, то изменение фазы должно компенсироваться изменением частоты запросного сигнала.

Закон изменения частоты сигнала будем считать дискретным, при этом участки, соответствующие, например, отражающим структурам (ОС) по левую сторону от ВШП, имеют тренд в сторону уменьшения, а соответствующие, например, ОС по правую сторону от ВШП, — в сторону увеличения. Конкретный шаг дискретизации и закон изменения частоты на каждом из участков определяются распределением скоростей ПАВ по поверхности звукопровода. При этом следует отметить, что реальная девиация частоты будет сопоставима с величиной изменения скорости ПАВ, т.е. менее 1 %.

Предложенный метод позволяет использовать в датчиках Z-образные топологии, т.е. направление возбуждения ПАВ под ВШП может не совпадать с направлением отражения ПАВ на ОС, что позволяет обеспечить максимальную чувствительность (на ОС) при допустимом значении коэффициента электромеханической связи.

Оценим чувствительность предложенной топологии к внешним возмущениям. Рассмотрим упрощенный вариант топологии — с эквидистантными ОС. Такая топология соответствует импульсу с узкой полосой частот (например, прямоугольному радиоимпульсу большой длительности), т.е. передаваемый на датчик сигнал имеет постоянную амплитуду на достаточно большом интервале времени

$$S_1(t) = \begin{cases} \sin(\omega t), & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases} \quad (1)$$

В случае согласованной фильтрации выходной сигнал

$$f(t) = \int_0^t S_1(\tau) S_2(t - \tau) d\tau. \quad (2)$$

Импульсная переходная функция согласованного фильтра может быть аппроксимирована выражением

$$S_2(t) = \begin{cases} \sin[\omega(T - t)], & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases} \quad (3)$$

Будем считать, что в интервале ненулевых значений функций  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  укладывается целое число периодов, т.е.  $T = 2\pi n$ , где  $n$  — любое целое число. Тогда формулу (2) на интервале  $t \in [0, T]$  можно представить в виде

$$f(t) = \int_0^t \sin(\omega\tau) \sin[\omega(t - \tau)] d\tau. \quad (4)$$

Формула (4) соответствует свертке двух высокочастотных радиоимпульсов, имеющих огибающие линии в виде прямоугольников. При этом огибающая линия сигнала, полученного в результате операции свертки (4), имеет вид ромба с максимальным по модулю значением  $A$ .

Оценим изменение амплитуды сжатого сигнала (4) при внешнем воздействии, приводящем к изменению фазы сигнала на  $\pi/2$ .

В случае предлагаемой топологии по одну сторону от ВШП фаза сигнала будет увеличиваться (изменяться на  $+\pi/2$ ), а по другую сторону — уменьшаться (изменяться на  $-\pi/2$ ). Таким образом, разность фаз соседних участков импульсной переходной характеристики при внешнем воздействии составит  $\pi$ .

Пусть отражающие структуры распределены в  $N = 24$  группы (по 12 групп с каждой стороны от ВШП). Тогда увеличение амплитуды  $f(t)$  будет происходить до момента времени

$$T_p = T / N = T / 24.$$

Следующая группа ОС обеспечит сдвиг сигнала на  $\varphi = \pi$  на интервале

$$t \in (T_p, 2T_p]$$

и к моменту времени  $2T_p$  сигнал  $f(t)$  будет уменьшаться

$$\begin{aligned} f(2T_p) &= \int_0^{2T_p} S_1(\tau) S_2(2T_p - \tau) d\tau = \int_0^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau)] d\tau = \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau)] d\tau + \\ &+ \int_{T_p}^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin[\omega(2T_p - \tau) + \varphi] d\tau. \end{aligned} \quad (5)$$

В рассматриваемом случае  $T$  пропорционально целому числу периодов. При достаточно большом количестве групп отражающих структур с приемлемой погрешностью можно считать, что  $T_p$  также содержит целое число периодов.

Для реальных ОС количество периодов, соответствующих одной группе ОС, будет не меньше пяти. Поэтому погрешность расчета целого числа периодов не будет превышать 20 %.

В случае равенства  $T_p$  целому числу периодов результат вычислений по формуле (5) полностью определяется значением  $f(2T_p)$  на интервале  $[0, 2\pi]$

$$\begin{aligned}
 f(2T_p) &= \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) \sin(-\omega\tau) d\tau + \int_{T_p}^{2T_p} \sin(\omega\tau) \sin(-\omega\tau + \varphi) d\tau = \\
 &= \int_0^{T_p} \sin(\omega\tau) [\sin(-\omega\tau) + \sin(-\omega\tau + \pi)] d\tau = 0.
 \end{aligned}$$

Если число используемых групп ОС равно  $N = 24$ , амплитуда сжатого сигнала при деформации, вызывающей сдвиг фазы на  $\pi/2$ , не превысит  $A/N = A/24$ . При наличии деформации предложенной структуры амплитуда сигнала относительно ее значения, соответствующего отсутствию деформации, составит не более  $-20$  дБ.

Для чувствительных элементов датчиков физических величин хорошую эффективность показала топология с дифференциальным дисперсионным преобразователем [5], которую иллюстрирует рис. 1. Здесь отражающие структуры сгруппированы в  $2N$  отражателей.

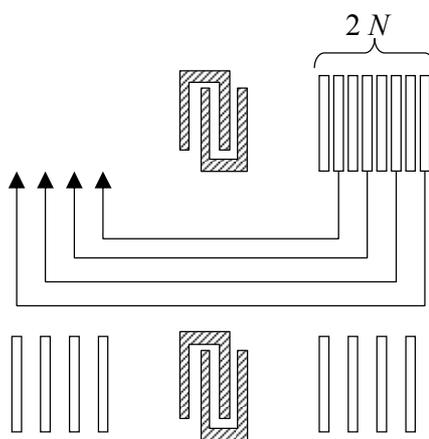


Рис. 1

Топология [4] в пределе позволяет изменить на  $\pi$  разность фаз смежных полупериодов.

Источником энергии является зондирующий сигнал  $x$ , который воспринимается измерительным преобразователем с заданной импульсной переходной функцией, преобразующим зондирующий сигнал  $x$  передатчика в выходной сигнал отклика  $x_1(t)$  чувствительного элемента.

Возможны два варианта постановки задачи оптимизации:

- 1) определить зондирующий сигнал  $x(t)$ , обеспечивающий наибольшую энергию выходного сигнала  $x_1(t)$ ;
- 2) найти значения  $\varphi$ , обеспечивающие наибольшую чувствительность параметров выходного сигнала  $x_1$  к изменению фазового сдвига  $\varphi$ .

Известно [1], что наибольшая импульсная мощность выходного сигнала получается при импульсной переходной функции, согласованной с зондирующим сигналом.

Далее рассмотрим возможность оптимизации чувствительности выходного сигнала за счет варьирования значения фазового сдвига.

**Аппроксимация результатов численного эксперимента.** На рис. 2 приведены графики нормированных к максимальной величине зависимостей амплитуды выходного сигнала  $x_1(t)$ , полученных в результате численного интегрирования, и ее аппроксимации функцией

$A = |(1 - z) \cos(\varphi/2)| + z$  на интервалах  $\varphi \in [-\pi, \pi]$  (а) и  $\varphi \in [-3\pi, +3\pi]$  (б), где  $z = \min_{\varphi} A \approx \frac{1}{2N}$ ;  $2N$  — число групп отражателей в ОС (см. рис. 1).

Для определения координаты максимальной чувствительности вычислим вторую производную от зависимости амплитуды от фазы, приравняем ее к нулю и решим полученное уравнение относительно угла фазового сдвига:

$$\frac{d}{d\varphi} C(\varphi) = \frac{d^2}{d\varphi^2} A(\varphi) = \frac{d^2}{d\varphi^2} [(1-z) \cos \frac{\varphi}{2} + z] = -\frac{1-z}{4} \cos \frac{\varphi}{2} = 0,$$

где  $C(\varphi)$  — чувствительность амплитуды  $A(\varphi)$  сигнала  $x$  к изменению фазового сдвига  $\varphi$  на смежных полупериодах;  $C(\varphi) = \frac{dA(\varphi)}{d\varphi}$ .

Корень этого уравнения  $\varphi = \pm \pi$ .

Следовательно, наибольшего значения чувствительность достигает на краях интервала  $[-\pi, \pi]$   $C_{\max}(\pm\pi) = \mp 1/2$  относительных единиц на радиан.

Изменение фазы сигнала на  $\pi$  эквивалентно изменению скорости ПАВ на 0,05 % при задержке примерно 1 мкс на частоте 1 ГГц (915 МГц). Применение высокочувствительных срезов позволит в несколько раз увеличить чувствительность.

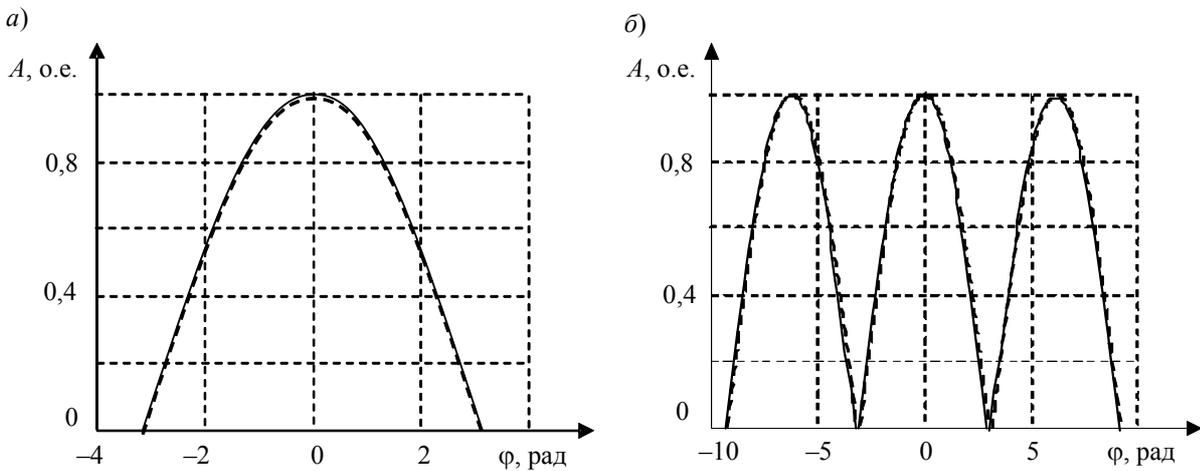


Рис. 2

**Особенности проведения измерений с использованием бесконтактных пассивных датчиков.** Существенные различия измерений с использованием бесконтактных пассивных и активных датчиков обусловлены наличием у пассивных датчиков дополнительных точек входа помех.

Рассмотрим классический вариант поступления помех в активный датчик (рис. 3, а), примером которого могут служить схемы измерений в радиолокации.

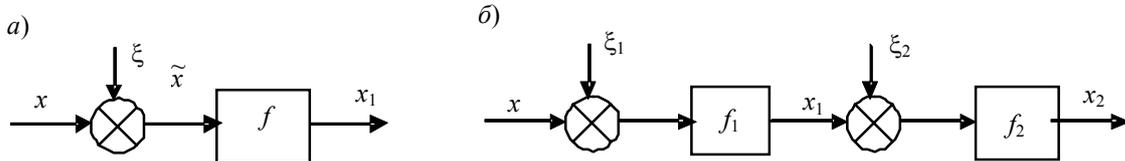


Рис. 3

Как следует из рис. 3, а, входной сигнал  $\tilde{x}$  аддитивно связан с измеряемым сигналом  $x$  и помехой  $\xi$ :  $\tilde{x} = x + \xi$ . Другими словами, на результаты измерений влияет только величина помехи в момент измерения или в момент поступления сигнала на вход приемника радиолокационной станции.

При использовании пассивных бесконтактных датчиков схема поступления помех изменится (рис. 3, б). На рис. 3:  $f_1$  — преобразование сигнала пассивным датчиком на поверх-

ностных акустических волнах;  $f_2$  — преобразование сигнала приемником (считывателем);  $\xi_1$  и  $\xi_2$  — помехи.

Однако для вариантов конструкции, где вносимые потери малы (малая дальность и малые потери ПАВ устройств), при использовании бесконтактных пассивных датчиков, например на поверхностных акустических волнах, необходимо разрабатывать специальные методы обработки сигналов с целью минимизации погрешностей измерений, пример — метод двойной согласованной фильтрации (*double filter*).

Основная идея предлагаемого метода заключается в обеспечении фильтрации помех не только считывателем, но и датчиком, которые последовательно (сначала датчик, а потом — приемник) реализуют оптимальную фильтрацию сигнала на входе (для датчика — это один тип сигнала, а для приемника — другой). Сигнал на входе приемника будет иметь длительность в два раза больше, чем у сигнала на входе датчика. Так же как и при фильтрации считывателем, фильтрация датчиком позволяет повысить соотношение сигнал/шум. Кроме этого, фильтрация датчиком позволяет увеличить не только импульсную мощность переизлучаемого сигнала, но и его энергию, и соответственно получить дополнительный эффект — повысить чувствительность и дальность действия всей измерительной системы.

Алгоритм двойной согласованной фильтрации может быть реализован следующим преобразованием сигналов. На вход датчика подается зондирующий сигнал считывателя, например, в виде постоянного по амплитуде (имеющего прямоугольную огибающую) радиосигнала  $S_1$  фиксированной частоты (рис. 4, а).

В соответствии с алгоритмом двойной согласованной фильтрации на выходе датчика формируется сигнал, имеющий ромбовидную огибающую (рис. 4, б) [5]. Этот сигнал поступает на вход считывателя с помехой  $\xi_2$ .

В результате фильтрации, организованной в считывателе, ромбовидный сигнал деформируется так, что стороны ромба приобретают параболическую форму (рис. 4, в).

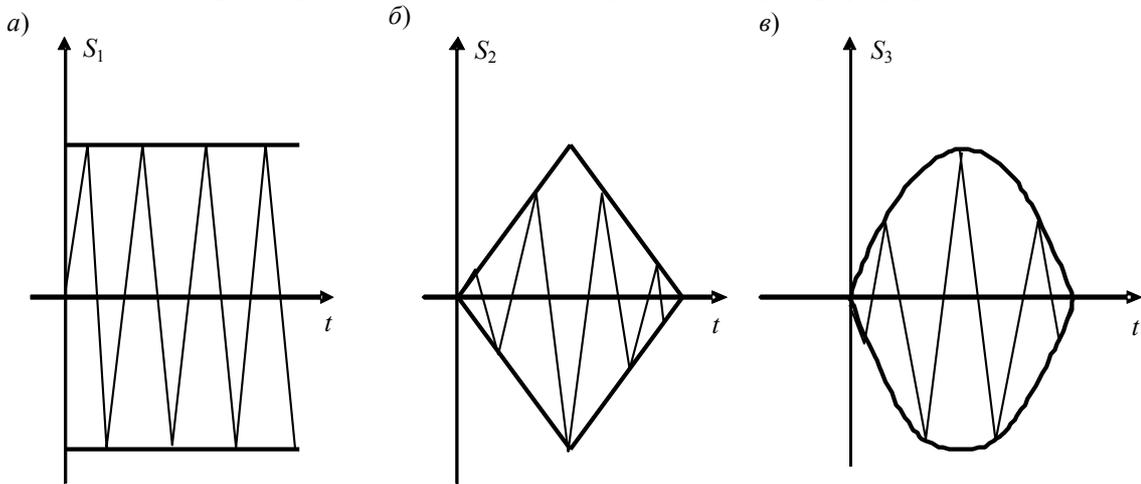


Рис. 4

В результате двойной согласованной фильтрации формируется сигнал

$$S_3 = \int_0^t S_2(\tau) S_2^*(t - \tau) d\tau,$$

где  $S_2^*$  — сопряженная по отношению к  $S_2$  функция.

Таким образом, предлагается в отличие от фильтрации в традиционных локационных системах разрабатывать такую топологию и конструкцию датчика преобразователя сигналов на поверхностных акустических волнах, которая бы имела целью, в первую очередь, не

уменьшение амплитуды сигнала вне главного пика (боковые лепестки), а увеличение амплитуды переизлученного сигнала во все моменты времени.

Можно показать, что огибающая свертки сигналов с нулевой девиацией (ромб, рис. 4, б) будет мажорировать свертку линейно-частотно-модулированных сигналов  $(\sin(x)/x)$ .

Задачу максимизации энергии можно представить по-другому: найти вид и энергию сигнала, обеспечивающего получение максимальной энергии на выходе согласованного (с данной функцией) фильтра. Для иллюстрации возможного подхода к решению этой задачи рассмотрим идеализированную модель сигнала  $S$ , имеющего мажоранту преобразования Фурье

$$\begin{aligned}\Phi_S &= a \text{ при } \omega \in [\omega_0, \omega_1]; \\ \Phi_S &= 0 \text{ при } \omega \in \{(-\infty, \omega_0), (\omega_1, \infty)\},\end{aligned}$$

где  $a$  — вещественное число.

Энергия входного сигнала, преобразование Фурье которого имеет мажоранту  $\Phi_S$ , определяется следующим соотношением:

$$E_S = \int_{-\infty}^{\infty} |S|^2 dt \leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_S(\omega)|^2 d\omega,$$

где  $|\Phi_S(\omega)|^2 = \Phi_S \Phi_S^*$ ;  $\Phi_S^*$  — комплексно-сопряженная функция к функции  $\Phi_S(\omega)$ .

Окончательно получаем  $E_S \leq \frac{a^2}{2\pi} \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ .

Рассмотрим другой сигнал  $S_1$ , имеющий такую же энергию, но в  $N$  раз более широкую полосу ( $\Delta\omega_1 = N\Delta\omega$ ). В частном случае, когда  $N = 10$ ,  $\Delta\omega_1 = 10\Delta\omega$

$$E_{S_1} = E_S \leq 10 \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega; \quad a_1 = \frac{a}{\sqrt{10}}.$$

В общем случае

$$E_{S_1} = E_S \leq \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega_1 = N \frac{a_1^2}{2\pi} \Delta\omega; \quad a_1 = \frac{a}{\sqrt{N}}.$$

Рассмотрим теперь энергию сигналов  $X$  и  $X_1$  на выходах соответствующих согласованных фильтров, т.е. фильтров, имеющих, по меньшей мере, мажоранты передаточных функций, равные мажорантам преобразований Фурье входных сигналов. Соответствующие преобразования Фурье выходных сигналов

$$\begin{aligned}E_X &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_S|^4 d\omega = \Delta\omega \frac{a^4}{2\pi}; \\ E_{X_1} &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |\Phi_{S_1}|^4 d\omega = \Delta\omega_1 \frac{a_1^4}{2\pi} = 10\Delta\omega \frac{a_1^4}{2\pi} = \frac{1}{10} \Delta\omega \frac{a^4}{2\pi} = \frac{1}{10} E_X = \frac{1}{N} E_X.\end{aligned}$$

Сравнив полученные выражения для энергий выходных сигналов, соответствующих входным сигналам с различными полосами частот, увидим, что для максимизации энергии выходного сигнала необходимо использовать входные сигналы с возможно более узкой полосой частот, близкой к частоте, на которой амплитудно-частотная характеристика фильтра достигает максимального значения.

Таким образом, наиболее энергетически эффективными будут сигналы с малой девиацией частоты.

**Выводы.** Основная область применения акустоэлектронных датчиков на основе линий задержки — бесконтактные (дистанционные) пассивные датчики. Это определяется, с одной стороны, высокими частотами (сотни и тысячи мегагерц), что облегчает решение проблемы приема и передачи радиосигналов, а с другой — высокой стоимостью аппаратуры обработки сигналов датчика. Однако в случае пассивных дистанционных датчиков оба свойства не снижают экономической эффективности, так как приемопередатчики необходимы для любых дистанционных приложений, а сложность обработки компенсируется невысокой стоимостью процессоров.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что предложенный подход является основой для создания целого класса новых чувствительных элементов, которые могут быть названы чувствительными элементами с зеркальными топологиями.

Предложенная конструкция является частным случаем использования общего физического эффекта декомпрессии динамических неоднородностей на зеркальных топологиях.

К динамическим неоднородностям, представляющим практический интерес, прежде всего следует отнести ПАВ, ОАВ и магнитостатические волны.

Практическая реализация зеркальных топологий в общем случае зависит от вида конкретного физического явления. Так, для ПАВ зеркальные топологии могут быть реализованы в виде, представленном на рис. 1.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1990. 416 с.
2. Гуляев Ю. В., Мансфельд Г. Д. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах: современное состояние и тенденции развития // Радиотехника. 2003. № 8. С. 42—54.
3. Reindl L. Wireless passive SAW identification marks and sensors // 2nd Intern. Symp. Acoustic wave devices for future mobile communication systems. Chiba University, 2004.
4. Богословский С. В. Бесконтактные пассивные датчики на основе фазового кодирования с малым изменением частоты // Мир авионики. 2010. № 2—3. С. 34—37.
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.

#### *Сведения об авторе*

**Сергей Владимирович Богословский** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации;  
E-mail: svb@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

И. В. ЛАЗАРЕВ

**ДИСКРИМИНАЦИОННЫЙ МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ЗВЕЗДНЫХ  
КООРДИНАТОРОВ С ПЗС-МАТРИЦАМИ**

Предложен метод повышения точности угловых измерений положений звезд относительно центра оптической оси звездными координаторами с использованием дискриминационной характеристики.

*Ключевые слова:* звездные координаторы, ПЗС, дискриминационная характеристика, ошибка определения координат.

В настоящее время в системах управления ориентацией и стабилизацией космических аппаратов (КА) получили широкое распространение приборы, базирующиеся на визировании участков звездного поля оптико-электронными устройствами на базе приборов с зарядовой связью (ПЗС-матриц) — звездные координаторы [1—3]. Данные устройства позволяют в автоматическом режиме определять параметры ориентации с точностью до угловых секунд.

Упрощение и удешевление систем навигации и ориентации КА — постоянное требование космонавтики. К настоящему времени разработаны не усложняющие материально-техническую базу устройств измерения методы, позволяющие повысить точность угловых измерений направлений на точечные объекты (звезды) [2, 4]. Данные методы основаны на вычислении уточненных координат звезд при разной степени фокусировки пучка света от них. Расфокусированный пучок света всегда попадает на несколько элементов ПЗС-матрицы. Площадь сфокусированного пучка света сопоставима с площадью элемента, но этот пучок так же может засветить несколько соседних элементов.

В общем случае погрешность определения угловых координат зависит от размера матрицы, ее разрешения (количества элементов по вертикали и горизонтали), размера фоточувствительного элемента и поля зрения оптической системы. Можно показать, что вычислить угловое положение звезды относительно центра оптической оси прибора возможно, используя формулы:

$$\alpha = \arctg \left( x \frac{2 \operatorname{tg} \left( \frac{w_x}{2} \right)}{d_x} \right)^\circ; \quad \beta = \arctg \left( y \frac{2 \operatorname{tg} \left( \frac{w_y}{2} \right)}{d_y} \right)^\circ, \quad (1)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — угловое положение звезды в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно;  $x$  и  $y$  — координаты центра звезды в плоскости ПЗС-приемника;  $w_x$  и  $w_y$  — угол поля зрения оптической системы в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно;  $d_x$  и  $d_y$  — ширина и высота светочувствительной области ПЗС-приемника. Геометрические координаты и размеры измеряются в миллиметрах.

При углах поля зрения меньше  $20^\circ$  формулы (1) упрощаются

$$\alpha = x \frac{w_x}{d_x}; \quad \beta = y \frac{w_y}{d_y}. \quad (2)$$

Из соотношений (2) видно, что погрешность определения угловой координаты звезды зависит от погрешности определения соответствующих координат ее центра в плоскости ПЗС-матрицы. Положим, что ширина и высота ячейки матрицы одинаковы и равны  $a$ . Мак-

симальные отклонения оценок есть ошибка  $\Delta x_{\max} = \Delta y_{\max} = 0,5a$ . Соответствующие ошибки определения угловых координат могут быть рассчитаны так:

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_{\max} &= \Delta x_{\max} \frac{w_x}{d_x}; \\ \Delta\beta_{\max} &= \Delta y_{\max} \frac{w_y}{d_y}. \end{aligned} \tag{3}$$

Существует метод определения координат центра светила, позволяющий уменьшить ошибки.

Рассмотрим погрешности, связанные с определением только горизонтальной координаты  $x$ : для вертикальной координаты  $y$  расчеты аналогичны.

На рис. 1 показан участок матрицы размером  $2 \times 2$  ячейки. Ширина и высота ячейки равна  $a$ , ширина перегородок между ячейками не учитывается;  $x_0$  и  $y_0$  — исходные координаты центра пятна рассеяния. Относительный уровень электрического сигнала на элементах матрицы равен  $s_{ij}$ . Сигналы с четырех соседних элементов матрицы описываются уравнениями

$$\begin{aligned} s_{11} &= \int_{-a}^0 \int_0^a f(x, y; x_0, y_0) dx dy, \\ s_{12} &= \int_0^a \int_0^a f(x, y; x_0, y_0) dx dy, \\ s_{21} &= \int_{-a}^0 \int_0^0 f(x, y; x_0, y_0) dx dy, \\ s_{22} &= \int_0^a \int_{-a}^0 f(x, y; x_0, y_0) dx dy, \end{aligned}$$

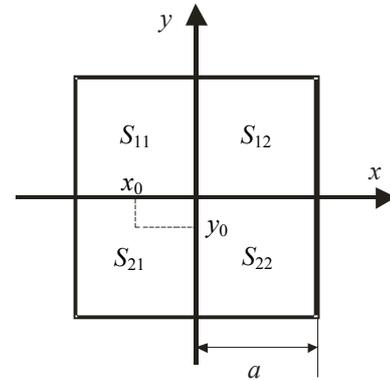


Рис. 1

где  $f$  — нормированная функция распределения энергии в пятне рассеяния,

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y; x_0, y_0) dx dy = 1.$$

Пусть модель пятна рассеяния — двумерное распределение Гаусса с центром в точке  $x_0, y_0$ . Радиусом пятна далее считается  $r = 3\sigma$ . Сигналы

$$\begin{aligned} s_1 = s_{11} + s_{21} &= \left\{ \Phi\left(-\frac{x_0}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{x_0 + a}{\sigma}\right) \right\} \left\{ \Phi\left(-\frac{y_0 - a}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{y_0 + a}{\sigma}\right) \right\} = \varphi_1(x_0)\psi(y_0), \\ s_2 = s_{12} + s_{22} &= \left\{ \Phi\left(-\frac{x_0 - a}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{x_0}{\sigma}\right) \right\} \left\{ \Phi\left(-\frac{y_0 - a}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{y_0 + a}{\sigma}\right) \right\} = \varphi_2(x_0)\psi(y_0). \end{aligned} \tag{4}$$

Суммарный сигнал

$$s = s_1 + s_2 = \left\{ \Phi\left(-\frac{x_0 - a}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{x_0 + a}{\sigma}\right) \right\} \left\{ \Phi\left(-\frac{y_0 - a}{\sigma}\right) - \Phi\left(-\frac{y_0 + a}{\sigma}\right) \right\} = \varphi(x_0)\psi(y_0).$$

Отношение любого из сигналов (4) к суммарному дает уравнение относительно неизвестной координаты центра пучка  $x_0$

$$\phi(x_0) = \frac{s_1}{s} = \frac{s_2}{s} = \text{const}. \tag{5}$$

В общем виде уравнение (5) записывается так:

$$k = \phi(x_0). \quad (6)$$

Соотношение (6) можно назвать дискриминационной характеристикой [5].

На рис. 2 приведены дискриминационные характеристики при различной степени расфокусировки пучка рассеяния (1 —  $r = 0,5a$ ; 2 —  $r = 1,0a$ ; 3 —  $r = 1,5a$ ). При  $r > a$  дискриминационная характеристика (4) неплохо аппроксимируется линейной зависимостью. Напри-

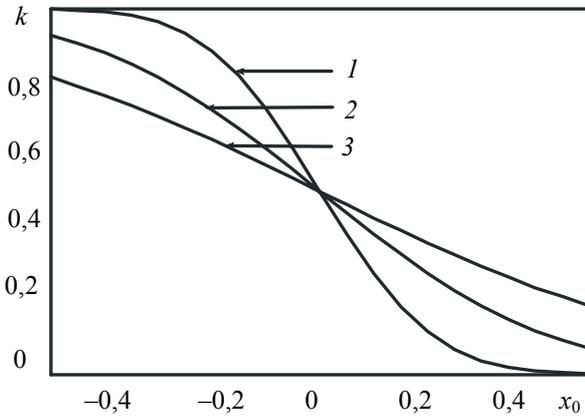


Рис. 2

мер, при  $r = 1,5a$

$$k \approx -0,6565x_0 + 0,5,$$

так что горизонтальную координату можно рассчитать по уравнению

$$x_0 = \frac{0,5 - k}{0,6565}. \quad (7)$$

Линейность и крутизна  $|kr| = 0,6565$  дискриминационной характеристики определяют основные свойства оценки координат центра:

- оценка несмещенная;
- при нормальных погрешностях измерений величины  $k$  (за счет нормального шума)

погрешности оценивания координаты  $x_0$  также нормальны.

Результаты моделирования алгоритма вычисления горизонтальной координаты (7) с добавлением гауссовой помехи (математическое ожидание  $m_n = 0$ , СКО  $\sigma_n$ ) — экспериментальные плотности распределения оценок горизонтальной координаты при различных соотношениях сигнал—шум (ОСШ)  $\frac{s_{\max}}{\sigma_n}$  приведены на рис. 3 (1 — ОСШ = 25, 2 — 50, 3 — 100).

Максимальный уровень сигнала  $s_{\max} = 1$ , что соответствует случаю засветки элемента сфокусированным пучком света. Оценки координат подтверждают несмещенность и соответствуют нормальной плотности распределения. Также из графиков видно, что  $\Delta x_{\max} < 0,5a$ , т.е. данный метод позволяет вычислить координаты центра звезды с точностью, превышающей разрешение ПЗС-матрицы.

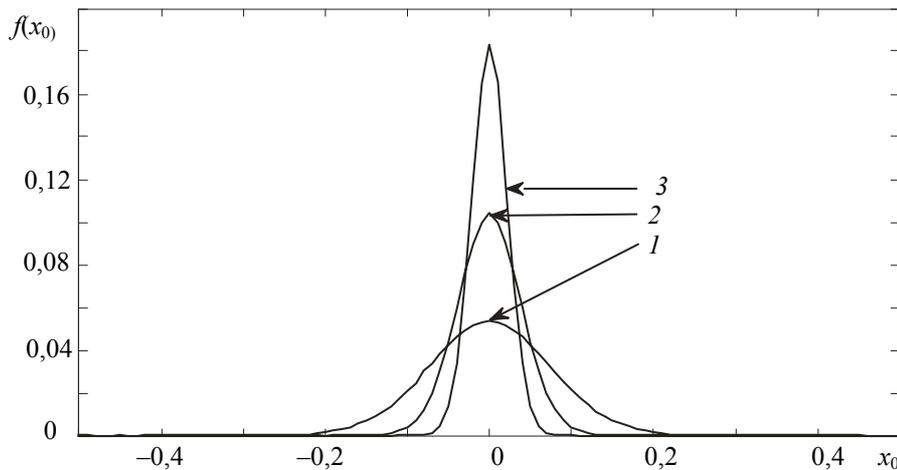


Рис. 3

Аппроксимация дискриминационной характеристики линейной зависимостью характеризует простоту уточнения координаты. Реализация данного метода в вычислительном устройстве носит тривиальный характер и практически не снижает быстродействия блока оп-

ределения координат звезд. В более сложных случаях дискриминационную характеристику можно аппроксимировать многочленами  $n$ -го порядка, но это приведет к повышению вычислительной сложности.

Рассмотрим моделирование алгоритма с использованием других моделей пятна рассеяния света: цилиндрическим

$$f(x, y) = \begin{cases} 0, & \sqrt{x^2 + y^2} > r, \\ \frac{1}{\pi r^2}, & \sqrt{x^2 + y^2} \leq r \end{cases}$$

и полусферическим пятном рассеяния

$$f(x, y) = \begin{cases} 0, & \sqrt{x^2 + y^2} > r, \\ \frac{3\sqrt{x^2 + y^2}}{2\pi r^3}, & \sqrt{x^2 + y^2} \leq r. \end{cases}$$

Дискриминационные характеристики аппроксимируются линейными зависимостями. При этом к ошибке определения координаты добавляется ошибка аппроксимации. Максимальное отклонение оценки координаты и в этих случаях  $\Delta x_{\max} \approx 3\sigma$ .

В таблице сведены результаты моделирования. Строки таблицы разделены на три группы: 1 — для гауссовой модели пятна рассеяния, 2 — для цилиндрического пятна рассеяния, 3 — для полусферического пятна рассеяния. Исходные координаты  $x$  задавались в интервале от  $-0,5$  до  $+0,5$  с шагом  $0,1$ , координата  $y = 0$ . Для каждой координаты центра пучка просчитывались  $N = 100$  сигналов с добавлением гауссовой помехи.

Результаты моделирования алгоритма оценки координат с помощью дискриминационной характеристики

| Группа | ОСШ | $r = 0,5a$ | $r = 1,0a$ | $r = 1,5a$ | $r = 2,0a$ |
|--------|-----|------------|------------|------------|------------|
| 1      | 10  | $0,41a$    | $0,45a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 25  | $0,25a$    | $0,17a$    | $0,23a$    | $0,40a$    |
|        | 50  | $0,23a$    | $0,11a$    | $0,12a$    | $0,20a$    |
|        | 100 | $0,22a$    | $0,09a$    | $0,07a$    | $0,10a$    |
| 2      | 10  | $0,37a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 25  | $0,15a$    | $0,29a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 50  | $0,10a$    | $0,13a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 100 | $0,10a$    | $0,15a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
| 3      | 10  | $0,37a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 25  | $0,18a$    | $0,22a$    | $> 0,5a$   | $> 0,5a$   |
|        | 50  | $0,14a$    | $0,12a$    | $0,40a$    | $> 0,5a$   |
|        | 100 | $0,13a$    | $0,06a$    | $0,23a$    | $> 0,5a$   |

Как видно из таблицы, данный алгоритм позволяет повысить точность измерений координат центра пучка в несколько раз. Степень повышения точности преимущественно зависит от соотношения сигнал—шум и размера пятна рассеяния света.

Данный алгоритм применим и к реальным устройствам. Ниже приведены ключевые характеристики звездного координатора БОКЗ [3]:

- фокусное расстояние объектива —  $60$  мм;
- число элементов ПЗС —  $512 \times 512$ ;
- размер элемента ПЗС —  $16 \times 16$  мкм;
- максимальная регистрируемая звездная величина —  $+8$ .

Так как ширина и высота ячейки равны, число горизонтальных и вертикальных элементов одинаково, рассчитаем погрешность только для горизонтальной координаты. Ширина

светочувствительной области ПЗС-матрицы  $d_x \approx 8,2$  мм, угол поля зрения в горизонтальной плоскости  $w_x = 7,8^\circ$ . Тогда максимальное отклонение оценки координаты (без использования алгоритма уточнения координат), рассчитанное по (3),  $\Delta\alpha_{\max} \approx 27''$ . С использованием алгоритма уточнения координат при соотношении сигнал—шум 100 (что примерно соответствует светилам звездной величины +6—+7) в предположении, что пучок рассеяния света внутри пятна освещенности распределен по двумерному закону Гаусса ( $r = 3\sigma \approx 24$  мкм), ошибка уменьшается до  $\Delta\alpha_{\max} \approx 0,3''$ .

Таким образом, очевидны возможности усовершенствования характеристик звездных координаторов. В работе показана принципиальная возможность повышения точности звездных координаторов сверх того, что позволяет разрешение ПЗС-матрицы. Дальнейшие исследования возможны в двух направлениях: использование более сложных уравнений для аппроксимации дискриминационной характеристики или моделирование шума ПЗС-матрицы, близкого к шуму реальных устройств.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Малинин В. В., Фалеев А. В.* Оптико-электронные системы ориентации по звездному полю // Оптик. журн. 1996. № 10. С. 28—31.
2. *Малинин В. В.* Моделирование и оптимизация оптико-электронных преобразователей с фотоприемными матрицами. Новосибирск: Наука, 2005. 256 с.
3. *Аванесов Г. А., Зиман Я. Л., Полянский И. В., Форш А. А.* Телевизионные звездные координаторы (Краткий обзор). М., 2001.
4. *Аванесов Г. А., Зиман Я. Л., Красиков В. А., Снеткова Н. И., Собчук В. Г., Форш А. А.* Алгоритмы определения ориентации космического аппарата по бортовым астроизмерениям // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т. 46, № 4. С. 31—37.
5. *Митяшев Б. Н.* Определение временного положения импульсов при наличии помех. М.: Сов. радио, 1962. 199 с.

#### *Сведения об авторе*

**Игорь Владимирович Лазарев**

— Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; ассистент; E-mail: strider2038@rambler.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

---

---

# УПРАВЛЕНИЕ И НАВИГАЦИЯ

---

---

УДК 629.7.05

А. В. НЕБЫЛОВ, В. А. НЕБЫЛОВ

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОТОМ ТЯЖЕЛОГО ТРАНСПОРТНОГО АППАРАТА С ЭКРАННЫМ ЭФФЕКТОМ

Описаны методы синтеза систем управления для большого экраноплана, проанализированы опыт и перспективы их развития.

*Ключевые слова:* управление полетом, маловысотный полет, морские волны, интеграция датчиков, проектирование систем управления.

**Основные характеристики экраноплана.** В последние годы произошли большие изменения в концепциях проектирования и использования экранопланов. Стали применяться современные средства автоматизации управления. Экраноплан — воздушное транспортное средство со специальными конструктивными особенностями, обеспечивающими возможность маловысотного полета при использовании экранного эффекта (WIG-эффекта). Эффект позволяет достичь существенного увеличения подъемной силы крыла и уменьшения аэродинамического сопротивления при движении вблизи подстилающей поверхности. В этом случае действие воздушной подушки между крылом и опорной поверхностью добавляется к обычному механизму формирования подъемной силы из-за различных скоростей воздушного потока над верхней и под нижней поверхностями крыла.

В полной мере использовать экранный эффект и обеспечивать высокие функциональные характеристики экранопланов позволяют следующие конструктивные особенности, отличающие экранопланы от самолетов:

- широкое крыло с малым коэффициентом удлинения, относительно низко присоединенное к корпусу, или конфигурация „летающее крыло“;
- концевые шайбы на крыльях, улучшающие аэродинамику крыла при движении у поверхности;
- развитое хвостовое оперение;
- гидродинамически совершенный корпус повышенной прочности.

Важными преимуществами экранопланов являются:

- отсутствие потребности во взлетно-посадочной полосе;
- возможность вынужденной посадки на воду;
- сниженные требования к надежности работы двигателей и возможность полной выработки их нормативного срока эксплуатации;
- экономия топлива при полете в экранном режиме;
- отсутствие необходимости герметичной кабины.

Наряду с преимуществами экранного эффекта есть и его отрицательное проявление, состоящее в таком перераспределении давления на поверхности крыла и аэродинамические управляющие поверхности, что усложняется обеспечение продольной статической устойчи-

ности аппарата. Это вместе с существенной зависимостью динамики аппарата от относительной высоты движения является важнейшим обстоятельством, которое следует учитывать при проектировании автоматической системы управления полетом, удовлетворяющей современным требованиям [1—5]. Естественное желание разработчиков экранопланов максимально использовать опыт создания авиационных автопилотов при глубоком исследовании проблемы дополняется пониманием существенной специфики экраноплана как объекта управления с очень узкой областью собственной устойчивости в пространстве параметров движения.

При высокой скорости движения, характерной для больших экранопланов, необходимо решать проблему предотвращения столкновения с транспортными средствами при дефиците времени для маневрирования из-за малого радиуса действия обзорной радиолокационной станции.

**Проблема устойчивости.** При полете вне зоны действия экранного эффекта экраноплан, подобно самолету, может иметь продольную устойчивость, если его центр тяжести находится перед аэродинамическим центром. При уменьшении угла тангажа и, следовательно, угла атаки, отрицательное приращение аэродинамической силы, приложенной к центру давления, даст момент силы относительно центра тяжести, стремящийся увеличить угол тангажа, что демонстрирует продольную устойчивость аппарата.

В зоне действия экрана продольная устойчивость может быть нарушена, поскольку аэродинамическая сила зависит не только от угла атаки, но и от высоты движения. Кроме того, положение аэродинамического центра может измениться в зависимости от нескольких факторов под действием экрана. Когда высота уменьшается, фокус сдвигается назад из-за увеличения давления в задней кромке крыла при положительных углах атаки и сдвигается вперед — при нулевых и отрицательных углах атаки.

Несомненно, эффективное средство для расширения области устойчивости движения и даже формирования такой области для структурно неустойчивого экраноплана — использование специальных автопилотов. Первым экранопланом, оборудованным системой автоматического управления „Смена-4“ для демпфирования и стабилизации пяти главных параметров полета, был „Орленок“ со взлетным весом 140 тонн (рис. 1). Система была построена в 1978 г. [6]. Семь лет спустя автопилот „Смена-3“ был разработан для экраноплана „Лунь“ массой 380 тонн.



Рис. 1

**Классификация экранопланов по массе и габаритам.** В соответствии с габаритами и взлетной массой экранопланы разделяют на малые, средние и большие. Малые экранопланы массой до нескольких тонн и размером до десяти метров предназначены для перевозки от

1 до 8 пассажиров над реками и озерами. Средние экранопланы массой 10—50 т и размером в несколько десятков метров могут перевозить около 100 пассажиров над умеренно взволнованным морем. Большие экранопланы со взлетной массой более 100 т и размером более 50 метров могут перевозить сотни пассажиров над взволнованным океаном. Очень большие экранопланы массой более 1000 т могут также рассматриваться как перспективные, практически не имеющие ограничений в эксплуатации, связанных с погодой.

Основная идея настоящей работы заключается в том, чтобы показать существенное различие в подходах к проектированию малых и больших экранопланов.

Большие экранопланы принципиально не могут использоваться без совершенных автоматических систем управления. Основная часть малых экранопланов не имеет каких-либо средств автоматизации управления полетом из-за ограничений по стоимости и требований упрощенного обслуживания.

Многие фирмы разрабатывали различные виды малых экранопланов и выдвигали планы разработки большого экраноплана по той же аэродинамической схеме или близкой к ней, но ни один из планов не был реализован вследствие финансовых ограничений. Одна из важных причин — существенные трудности создания специального автопилота для экраноплана. Прямое применение какого-либо авиационного автопилота невозможно из-за отличной динамики аппарата, а также по ряду формальных требований ИКАО, в связи с чем должны быть созданы специальные датчики и системы датчиков, а также специальные законы управления для бортовых компьютеров. Это требует привлечения группы специалистов по автоматическому управлению, но они, как правило, не работают на малых предприятиях, которые производят малые экранопланы. Заказывать автопилот для экраноплана очень дорого (миллионы долларов), и для его разработки на специализированном предприятии требуется передать последнему полные данные о проекте экраноплана еще на начальной стадии. Как правило, малые и средние предприятия не допускают такой утечки информации о своих коммерческих проектах. Поэтому только довольно крупная фирма или консорциум специализированных фирм могли бы осуществить проект строительства большого экраноплана, что подтверждает опыт нижегородского „ЦКБ по СПК“.

Две особенности могли бы характеризовать три десятилетия, прошедшие с того времени. Коммерческие малые экранопланы были разработаны в нескольких странах, но серьезные попытки построить автоматическую систему управления движением для экранопланов не предпринимались. Рыночная конъюнктура требовала дешевых аппаратов, а средства автоматизации могли удорожить проекты.

Постепенно стало ясно, что современные средства автоматического управления должны устанавливаться и на коммерческие экранопланы. Автоматическая система управления должна разрабатываться параллельно с созданием самого экраноплана и определять его аэродинамические характеристики. Особенно важно, чтобы аппараты даже без запаса устойчивости можно было считать допустимыми при их высоком аэродинамическом качестве и минимальном потреблении топлива. Обеспечение устойчивости полета может быть возложено полностью на автоматическую систему управления, надежность и отказобезопасность которой должны быть гарантированы.

Стоимость автопилота для малого экраноплана мелкосерийного производства была оценена [7, 8] приблизительно в 70—100 тыс. долларов, и эта сумма лишь немного возрастает с увеличением массы аппарата (главным образом за счет более развитых силовых приводов). „Справедливая“ стоимость простого в строительстве 6—8-местного экраноплана составляет 250—400 тыс. долларов, и это делает невозможным включение требуемого автопилота в состав его оборудования. Поэтому установка автопилотов оправдана лишь на больших экранопланах.

**Возможные разработчики автоматически управляемого экраноплана.** Список возможных стран-разработчиков большого экраноплана может определяться, в частности, гео-

графическим местоположением и стратегическими интересами стран. Большие экранопланы должны летать на большие расстояния над морями и океанами, и внутриконтинентальным странам едва ли интересно развивать их. Важен и объем грузовых и пассажирских перевозок морским путем. Все это позволяет выделить группу стран, которые могли бы построить большие и сверхбольшие экранопланы в ближайшем будущем.

Россия имеет большой опыт в развитии экранопланов для ВМФ. В течение 25 лет Правительство Российской Федерации не поддерживало эту отрасль, но в 2009—2010 гг. появилась информация об изменении такой политики. Известное „ЦКБ по СПК“ им. Р. Е. Алексеева сменило владельца, и теперь компания „Радар ММС“ (Санкт-Петербург) является держателем 51 % акций ЦКБ и производит существенные инвестиции в это предприятие [9]. С привлечением многих заинтересованных организаций разрабатывается Концепция развития экранопланостроения в России. Реконструкция имеющихся проектов на основе современных технологий и создание новых цифровых систем для навигации и управления движением больших экранопланов — среди краткосрочных планов компании. Несколько других российских фирм также предполагают развивать экранопланостроение: ТАНТК им. Г. М. Бериева объявила проект создания большого экранолета Бе-2500 [10].

Китай достиг многого в развитии технологий экранопланов в течение последних 20 лет, когда у российской промышленности был трудный период. Использование российского опыта, прямая покупка некоторых проектов в России, привлечение российских специалистов помогли успешно построить такие китайские экранопланы, как МК, Swan, Tianxiang; существует проект большого экраноплана Chanhe-7 массой 1100 т. Китай, несомненно, имеет большие возможности применения экранопланов в островных районах Юго-восточной Азии. Но надежный китайский автопилот для экраноплана все еще не создан.

Япония давно проявляет интерес к развитию технологий построения экранопланов, но на данный момент этот интерес немного угас по нескольким причинам, включая трудности обеспечения регулярных полетов не очень больших экранопланов над поверхностью штормового моря и обеспечения безопасного движения столь скоростных транспортных средств в регионах с интенсивным судоходством. Проект аэрокосмического самолета с горизонтальным взлетом и посадкой, выполняемыми при помощи большого экраноплана [11], был приостановлен. Но в будущем интерес к большому экраноплану может появиться снова.

Южная Корея начала интенсивное развитие экранопланых технологий 20 лет назад и имеет хорошие достижения. После строительства нескольких малых аппаратов был разработан большой экраноплан в 300 тонн, способный перевозить 100 т груза со скоростью 250—300 км/ч. Попытка создать специальный автопилот была предпринята на последней стадии развития проекта. Корейское Морское министерство заявило, что сейчас, пока мировой рынок экранопланов не развит, транспортные аппараты с экранным эффектом в 2012 г. могут составить 10 % всемирного рынка морских перевозок (<<http://www.korea.net>>). По прогнозам министерства, Южная Корея может получить 20 % рынка перевозок экранопланами к 2015 г., и эта доля могла бы возрасти до 30 % в 2025 г. Принимая во внимание большие достижения Южной Кореи в развитии современного судостроения, к этим оценкам необходимо отнестись очень серьезно.

США имеют долгую историю развития экранопланов, но большинство проектов, включая Airfoilboat X-112 и Weinlandcraft, были неудачными в коммерческом плане. После появления большого экраноплана в советском ВМФ СССР Конгресс США обещал финансирование до 15 млрд долларов, чтобы создать экраноплан для американских сил быстрого реагирования. В 1993 г. делегация исследовательской группы ARPA посетила „ЦКБ по СПК“ и имела возможность познакомиться с российскими экранопланами „Орленок“ (в полете) и „Лунь“ [12].

В 2002 г. был анонсирован проект большого экраноплана „Пеликан Ультра“ (рис. 2) со следующими характеристиками [10, 12]: длина — 122 м, размах крыла — 152 м, высота — 6 м, полезный груз — 1400 т, взлетная масса — 2700 т, силовая установка — 8 турбовинто-

вых двигателей в 60—80 тыс. лошадиных сил, скорость полета — 445 км/ч, дальность полета 10—12 тыс. км. Его крейсерский режим полета должен выполняться на высоте 6—15 м над водой, со взлетом и посадкой на обычных взлетно-посадочных полосах. Разработчиком экраноплана „Пеликан Ультра“ объявлена фирма Боинг.

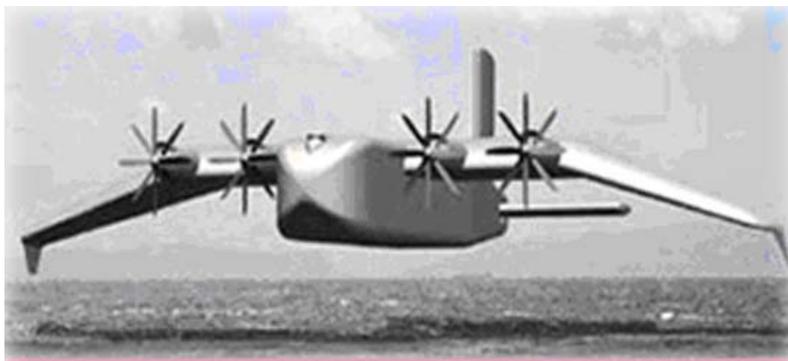


Рис. 2

Какой-либо детальной информации о продвижении в строительстве этого экраноплана не опубликовано; очевидно, что столь большой экраноплан, особенно без высоко поднятого хвостового стабилизатора, должен быть оборудован совершенной автоматической системой управления, и Боинг, конечно, разрабатывает такую систему, имея превосходный опыт в создании автопилотов для тяжелых самолетов.

**Специфические проблемы автоматического управления экраноплана.** Технологии создания малых и больших экранопланов весьма различаются.

1. Основной конструкционный материал для большого экраноплана — легкие металлические сплавы и композиционные материалы. Малые недорогие экранопланы строят главным образом из пластмассы. Это требует других конструктивных схем, иных методов проектирования (включая методы прочностного и аэродинамического анализа) и другого технологического оборудования для производства.

2. Для больших экранопланов используется большее число элементов управления и другая стратегия управления. Следующие пять параметров движения должны быть автоматически управляемыми: высота полета, углы тангажа, крена и рыскания, угол атаки, воздушная скорость. Основные органы управления большого экраноплана: руль высоты, руль направления, закрылки, элероны или флаппероны, контроллер тяги двигателя. Большинство органов управления обычно триммированы.

3. Упругость корпуса большого экраноплана должна быть принята во внимание при оптимизации законов управления движением. Модели упругости описаны в работе [13]. Как правило, рассматривают три моды колебаний. Совершенные модели позволяют выработать рекомендации по построению законов управления и размещению чувствительных и управляющих элементов на корпусе транспортного средства. Желательно включение узкополосных режекторных фильтров в контур управления.

4. Собственные частоты большого экраноплана как объекта управления значительно меньше, чем малого. Это приводит к дополнительным трудностям в обеспечении высококачественного управления полетом. Как правило, колебательные звенья в модели большого экраноплана имеют меньшие собственные частоты и коэффициенты демпфирования. Колебательная, или апериодическая, неустойчивость динамической модели большого экраноплана — обычное явление, и только совершенная система стабилизации и демпфирования может обеспечить продольную устойчивость.

5. Для большого экраноплана существенный угол крена более нежелателен, чем для малого. Именно поэтому не элероны, а руль направления главным образом используется при

повороте. В действительности при выполнении поворота нужно рассматривать координированное управление с использованием практически всех элементов управления.

6. Поскольку большой экраноплан должен летать и в штормовом море, крупные волны могут влиять на управление полетом. Адекватные модели волновых возмущений рассмотрены в работах [10, 13]. При управлении высотой движения желательнее избежать двух крайностей: не стабилизировать жестко абсолютную высоту относительно гипотетического среднего уровня возмущенного моря и не отслеживать каждую небольшую элементарную волну. Это является специфической проблемой оптимизации закона управления движением экраноплана в продольной плоскости [1, 5].

7. Высокая цена автопилота для малого экраноплана часто препятствует его успешному выходу на рынок скоростных транспортных средств. Для большого экраноплана стоимость автопилота — лишь малая часть общей стоимости транспортного средства. Самое совершенное бортовое оборудование и мощные надежные компьютеры должны быть использованы при построении системы автоматического управления движением, которая должна быть адаптивной и обеспечивать требуемое качество управления во всех рассматриваемых режимах полета.

**Оптимизация законов управления.** Проектирование автоматических систем управления движением для экранопланов может включать следующие этапы.

1. Создание модели летательного аппарата для экранного режима полета на основе всестороннего анализа аэродинамических особенностей экраноплана, распределения масс, особенностей балансировки, эффективности элементов управления и размещения этих элементов и датчиков, типов и количества датчиков и многих других существенных факторов. Модель экраноплана подобна модели самолета, но большинство коэффициентов зависит от высоты полета.

2. Автоматическая линеаризация уравнений, описывающих экраноплан, относительно прямолинейной траектории полета на установленной типовой высоте.

3. Упрощенное разделение многомерной системы управления экранопланом на несколько независимых линейных контуров регулирования.

4. Оценка управляемости и наблюдаемости для упрощенной линейной модели экраноплана.

5. Синтез по возможности простого закона управления для каждого отдельного контура регулирования. ПИД-регулятор может использоваться в простейшем случае, поскольку он хорошо соответствует доступному набору датчиков [1, 2]. Исследование робастности этих законов к вариациям параметров.

6. Предварительное исследование влияния волновых и ветровых возмущений на экраноплан (приложенных к его крылу и корпусу, а также искажающих выходные сигналы датчиков и систем датчиков). Совершенствование фильтров в измерительных каналах, исследование преимуществ оптимальных фильтров над простыми с учетом неполноты информации об особенностях возмущений.

7. Исследование влияния нежесткости корпуса экраноплана на каналы системы управления. Совершенствование простых законов управления в контурах, для того чтобы обеспечивать демпфирование недопустимых мод колебаний. Применение оптимальных методов фильтрации.

8. Объединение отдельных контуров управления в многомерную линейную систему управления со взаимодействием между каналами. Всестороннее исследование этой системы на основе использования MATLAB и других эффективных систем программного обеспечения.

9. Ввод главных нелинейных звеньев в каналы управления, составление нелинейных дифференциальных уравнений таких каналов для стационарного случая. Моделирование и исследование влияния нелинейности на показатели качества управления.

10. Моделирование системы управления с полной динамической моделью экраноплана. Исследование качества и устойчивости управления в требуемом диапазоне высот. Изучение чувствительности к изменению параметров модели экраноплана. Разработка адаптивных законов управления.

11. Моделирование и исследование взлета экраноплана с воды. Разработка законов управления для взлета.

12. Создание специальных законов управления для приземления, координированного поворота и изменения высоты, включая режимы предотвращения столкновений с препятствиями. Моделирование касания концом крыла гребня волны при полете в экранном режиме для оценки возможности аварии (переворачивания) аппарата.

13. Моделирование неполадок исполнительных элементов системы управления. Разработка алгоритмов реконфигурации системы управления.

14. Идентификация недопустимых комбинаций значений параметров полета (прежде всего для высоты, воздушной скорости и угла атаки), разработка алгоритмов их исключения.

15. Постепенное подключение все большего числа каналов автоматического управления для экспериментального образца экраноплана, с отладкой и эксплуатационной доводкой законов управления и элементов во время испытательных полетов.

Конечно, некоторые изменения в последовательности названных этапов возможны для разных случаев проектирования.

Синтез законов управления может быть выполнен по нескольким принятым критериям качества, основные — обеспечение допустимых значений ошибок управления в различных режимах полета и допустимых запасов устойчивости по амплитуде и фазе. Эффективно отфильтрованные оценки ошибок управления летательным аппаратом, линейная и угловые скорости, а также волновые и ветровые возмущения должны использоваться при формировании сигналов управления.

Автоматизация взлета и приземления экраноплана — отдельная сложная проблема, связанная с координированным управлением по нескольким каналам, возможно включая и канал поворота тяги двигателей.

Полученные текущие данные о поле волновых возмущений могут использоваться для адаптации главных контуров управления движением и реализации принципа комбинированного управления по ошибке и возмущению. Это позволяет повысить качество управления движением. Однако основную трудность в построении канала управления движением над возмущенной водной поверхностью представляют вычисления возмущающей силы и моментов, приложенных к экраноплану. При двумерных морских волнах эта задача решается достаточно успешно, но в общем случае трехмерных волн необходимо использовать приближения. Однако положительный эффект можно обеспечить в любом случае.

Разработанная в МИПАКТ ГУАП система измерения позволяет отслеживать профили морских волн в трех точках, соответствующих точкам установки высотомеров на носу и на концах крыла, с точностью 10 см при пятибалльном морском волнении [3, 8]. Проблема автоматической оценки генерального направления распространения морских волн с использованием выходных сигналов трех высотомеров также решена, что важно для оптимизации режима захода на посадку и приводнения.

Вместо радиовысотомеров могут использоваться фотометрические устройства, создающие на водной поверхности рисунок в монохроматическом свете, и цифровые фотокамеры, воспроизводящие текущие изображения поверхности. Специально разработанные алгоритмы обработки полученных изображений позволяют точно оценивать высоту полета и морское волнение [14]. Это оборудование будет более дешевым по сравнению с радиовысотомерами, но надежность в полном спектре возможных условий применения все еще является предметом исследования.

**Заключение.** Требуемые эксплуатационные характеристики большого экраноплана могут быть достигнуты только при использовании новых возможностей совершенствования систем навигации и управления движением на основе современной теории управления и мощных бортовых компьютеров. Алгоритмы управления и некоторые аппаратные средства автоматических систем управления для таких транспортных средств отличаются от авиационных и требуют специального исследования и проектирования, имеется существенное различие в принципах проектирования малых и больших экранопланов. Экранопланы, после решения ряда проблем теории и практики проектирования, могут претендовать на существенный сектор рынка высокоскоростных транспортных средств.

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований по проекту № 09-08-00529.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Nebylov A. V.* Principles and systems of heavy WIG-craft flight control // 18th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace. Nara, Japan, 2010.
2. *Nebylov A. V.* WIG-Flight Automatic Control Principles, Systems and Application Advantages // 15th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace. Forli, Italy, 2001. P. 542—547.
3. *Nebylov A. V.* Controlled flight close to rough sea: Strategies and means // 15th IFAC World Congress. Barcelona, 2002. Vol. 8a.
4. *Nebylov A. V., Ovodenko A. A., Sharan S.* Wing-in-Ground vehicles Perspective & Trends for Development, Modern concepts of design, automatic control & application // “Aero India-2009”. Intern. Seminar. 2009.
5. *Небылов А. В.* Измерение параметров полета вблизи морской поверхности. СПб: Изд-во ГААП, 1994. 308 с.
6. *Nebylov A. V., Wilson P.* Ekranoplane — Controlled Flight Close to Surface. UK: WIT-Press, 2002. 320 p.
7. *Диомидов В. Б.* Автоматическое управление движением экранопланов. СПб: ГНЦ РФ-ЦНИИ „Электроприбор“, 1996. 204 с.
8. *Denisov V., Nebylov A. V., Trofimov Y. V.* Commercial Approach to the Problems of Large Russian Ekranoplanes Development // GEM-2000. Intern. Conf. Proc. St.-Petersburg, 2000. P. 32—39.
9. *Nebylov A. V.* et al. Sea wave parameters, small altitudes and distances measurers design for motion control systems // AGARD-NATO CP-556. Dual Usage of Military and Commercial Technology on Guidance and Control. Neuilly-sur-Seine, France, 1995. P. 201—212.
10. *Мозговой А.* Будем ждать возвращения „Каспийского монстра“ // Национальная оборона. 2009. № 9. С. 66—68.
11. *Кедров И.* Тысяча тонн за один рейс // Военно-промышленный курьер. 2010. Т. 37.
12. *Tomita N., Nebylov A. V.* et al. Performance and Technological Feasibility of Rocket Powered HTHL-SSTO with Take-off Assist // Acta Astronautica. 1999. Vol. 45, N 10. P. 629—637.
13. *Amrhein F.* Boeing Pelican. 2009 [Electronic resource]: <[http://wapedia.mobi/en/Boeing\\_Pelican](http://wapedia.mobi/en/Boeing_Pelican)>.
14. *Brodsky S. A., Nebylov A. V., Panferov A. I.* Modeling, Simulation and Design of the Stabilization System for Complex Flexible Aerospace Vehicles // 3rd European Conference for Aero-Space Sciences (EUCASS). Versailles, France, 2009.

#### Сведения об авторах

**Александр Владимирович Небылов** — д-р техн. наук; Международный институт передовых аэрокосмических технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения; директор;  
E-mail: [nebylov@aanet.ru](mailto:nebylov@aanet.ru)

**Владимир Александрович Небылов** — Международный институт передовых аэрокосмических технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения; научный сотрудник;  
E-mail: vladnebylov@rambler.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

УДК 681.51

А. И. ПАНФЕРОВ, А. В. НЕБЫЛОВ, С. А. БРОДСКИЙ

## МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНЫХ УПРУГИХ АЭРОКОСМИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ И ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Рассматривается концепция создания универсальной программы для исследования динамических свойств упругих аэрокосмических систем различных типов, с целью автоматизации получения их математических моделей, моделирования полета и синтеза интеллектуальных законов управления.

**Ключевые слова:** упругость, моделирование, полет, синтез, закон управления.

**Введение.** Для математического описания движения современных аэрокосмических конструкций с использованием классической динамики полета требуется учитывать их аэроупругие свойства, поступательное и колебательное движение жидкости в полостях, учитывать кинематические, динамические свойства измерителей и исполнительных механизмов. Учет новых свойств в современных аэрокосмических конструкциях обусловлен необходимостью создания максимально легких и эффективных изделий. При этом в большей степени проявляются свойства упругости конструкции, явления аэроупругости, аэросервоупругости, усиливается влияние движущихся масс внутри аппарата. При описании динамических свойств таких аппаратов приходится учитывать изменение локальных углов атаки при изменении скорости и плотности атмосферы в широком диапазоне. Взаимодействие различных физических факторов приводит к появлению резонансных явлений и возможному возникновению критических ситуаций, прекращению управляемого полета или разрушению конструкции. Математически описать указанные разнородные факторы достаточно сложно, требуется привлечение к работе специалистов разных профилей, которые используют различные теоретические и экспериментальные подходы, специализированные прикладные пакеты программ. Как правило, результаты таких исследований и расчетов сложны для восприятия и использования специалистами разных профилей. Кроме того, на разных этапах анализа движения аэрокосмических конструкций и синтеза законов управления требуется использовать фрагменты моделей разной детализации и сложности математического описания.

По этой причине актуальной является задача разработки специализированной программы для анализа движения аэрокосмических конструкций в широком диапазоне скоростей с учетом аэросервоупругости, движения жидкостей и газов в полостях и многих других факторов, проектирования системы управления. Актуальность поставленной задачи и практическая польза ее применения подтверждаются рядом международных контрактов. Теоретические основы различных физических факторов, проявляющихся при движении упругих тел, описа-

ны в книгах [1—4], а прикладные основы работы программы, расчетные формулы и алгоритмы отдельных блоков программы представлялись на международных конференциях [5—8].

**Особенности создания программного комплекса.** Разнообразие и вычислительная сложность задач, которые приходится решать при моделировании движения и управлении упругой конструкцией, движущейся в общем случае по криволинейной траектории с переменной скоростью, приводят к необходимости использовать различные современные программные средства. Так, например, для исследования эластичных аэродинамических систем применяют специальные программы, например, ANSYS, NASTRAN, Pro Engenear, Coventor, Femlab и т.д.

В этих программах используется метод конечных элементов, который был хорошо апробирован и успешно применяется при вычислении относительно простых конструкций, например, для микрогироскопов и микроакселерометров. Для исследования динамических процессов и моделирования эластичных колебаний аэрокосмических механизмов, состоящих из сотен и тысяч модулей сложной формы, разных способов термообработки и типов соединения, такой подход не применим.

Для проектирования сложных систем управления часто используется программа MATLAB, взаимодействие которой с перечисленными выше программами, использующими метод конечных элементов, часто является непростой задачей.

В настоящей работе используется принципиально иной подход к моделированию и проектированию систем управления для упругих объектов. Известно, что даже при определенных упрощениях упругий объект описывается дифференциальными уравнениями в частных производных. Теория управления такими объектами недостаточно разработана аналитически. В предлагаемой программе используются численные методы преобразования дифференциальных уравнений в частных производных в обыкновенные дифференциальные уравнения контролируемой размерности.

**Модель жесткой аэрокосмической конструкции.** Математическая модель аэрокосмического жесткого тела в специализированной программе выделена в отдельный блок. Уравнения в векторной форме в связанных осях координат могут быть записаны следующим образом:

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = \frac{\mathbf{F}}{m} - \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{V}, \quad (1)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Omega}}{dt} = \mathbf{I}^{-1} (\mathbf{M} - \boldsymbol{\Omega} \times (\mathbf{I} \cdot \boldsymbol{\Omega})). \quad (2)$$

Эти уравнения определяют движение твердого тела относительно инерциальной системы отсчета, здесь  $\mathbf{V}$  — вектор скорости центра тяжести,  $\boldsymbol{\Omega}$  — вектор угловой скорости центра тяжести,  $\mathbf{F}$  — полный вектор внешней силы,  $\mathbf{M}$  — полный вектор внешнего момента,  $\mathbf{I}$  — тензор инерции твердого тела,  $m$  — масса тела.

На рис. 1 и 2 приведен модельный пример типичных изменений массы отдельных ступеней (1 — ступень 1, 2 — 2, 3 — 3) в процессе движения и тяги двигателей.

**Упругость.** Уравнение смещения упругой линии относительно продольной нейтральной оси описывается матричным дифференциальным уравнением высокой размерности

$$\Delta \mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} + \Delta \boldsymbol{\Xi} \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{q} = \Delta \mathbf{f}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{q}(t)$  — отклонение эластичной линии от продольной оси;  $\Delta$  — симметричная матрица жесткости;  $\mathbf{M}$  — диагональная массовая матрица;  $\boldsymbol{\Xi}$  — симметричная структурная матрица затухания;  $\mathbf{f}$  — распределенная нагрузка. Подробное решение этого уравнения для частного случая приведено в работах [4—7].

На рис. 3 представлено изображение нормированного смещения осевой линии  $q(x)$  аэрокосмической конструкции (а) и ее двух производных  $\partial q/\partial x$  и  $\partial^2 q/\partial x^2$  (б, в) в процессе моделирования полета, используемые при ее проектировании.

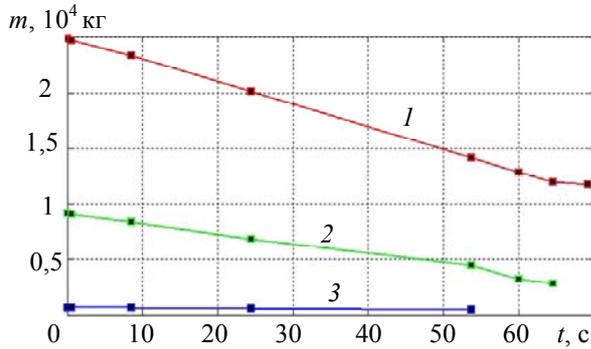


Рис. 1

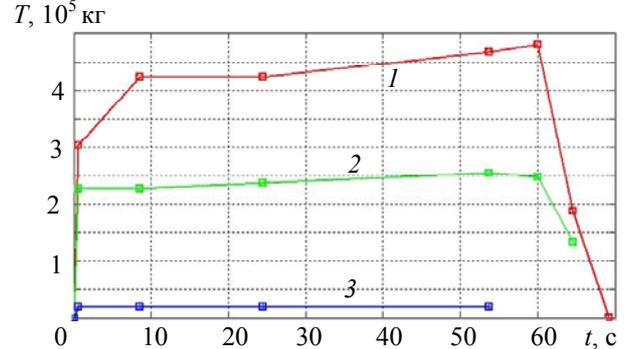


Рис. 2

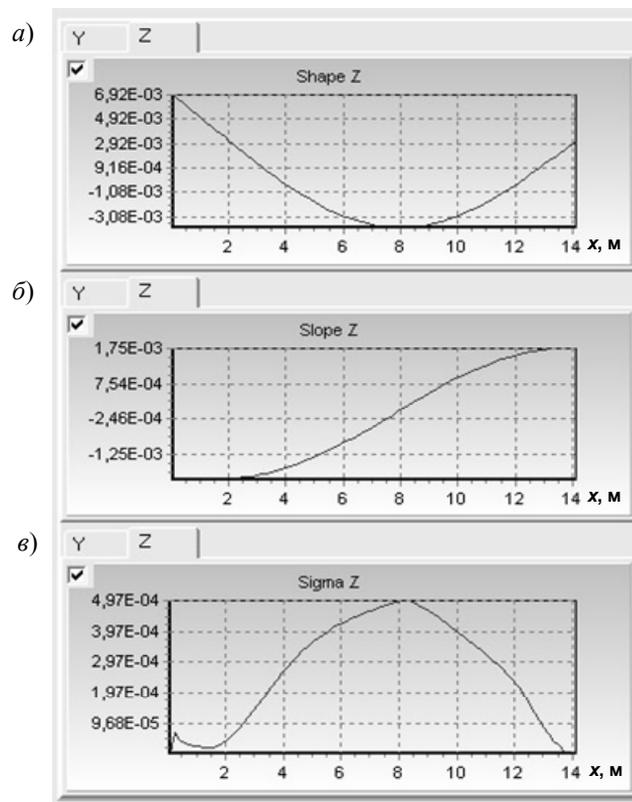


Рис. 3

**Аэродинамика.** Распределенные и сосредоточенные силы появляются в области развития и отделения вихрей от поверхности аэрокосмического тела.

Локальные аэродинамические эффекты существенно зависят от скорости и высоты полета, формы мобильного объекта, угловой ориентации и гибких деформаций корпуса. Даже при постоянной скорости полета на поверхности генерируются вихри. Этот процесс описывается специальной моделью для малых постоянных скоростей ветра. При высоких скоростях полета появляются локальные пики давления в отдельных частях механизма. Для их моделирования важно определить зоны приложения больших локальных нагрузок и их временные характеристики. Обычно эти зоны расположены близко к переходам от конических поверхностных форм к цилиндрическим или к местам соединений поверхностей с большим количеством составных элементов. При разработке механизма обычно минимизируется число таких соединений,

но невозможно исключить их полностью. В программе используются модели для описания типичных локальных загрузок из вихрей.

Большие локальные загрузки возникают близко к стыкам отдельных элементов конструкции, обычно это — места перехода от конической поверхности к цилиндрической, места соединения цилиндров разного диаметра. Вихревые потоки появляются немного ниже обтекаемых мест соединения деталей, интенсивность вихрей и частота их разделения в значительной степени зависят от условий полета. Более подробно эти модели описаны в работах [5, 8].

После задания аэродинамической формы конструкции вычисляются распределенные по поверхности давления. Для оперативного расчета давлений используется собственный встроенный в программу модуль. Для более точного расчета распределенного давления используется специализированная программа Fluent, имеющая отдельный интерфейс. Результаты могут быть использованы при дальнейших расчетах динамических свойств объекта управления. Значения давления рассчитываются для всех чисел Маха и углов атаки. Для контроля работы программы используется анимация, один фрагмент которой для асимметричного потока в процессах полета показан на рис. 4. Рассчитанные таким образом давления интегрируются вдоль кольцевых поперечных сечений. Нормализованный результат этого вычисления представлен на рис. 5 ( $\alpha=8^\circ$ , число Маха: 1 — 0,60; 2 — 1,20; 3 — 3,01).

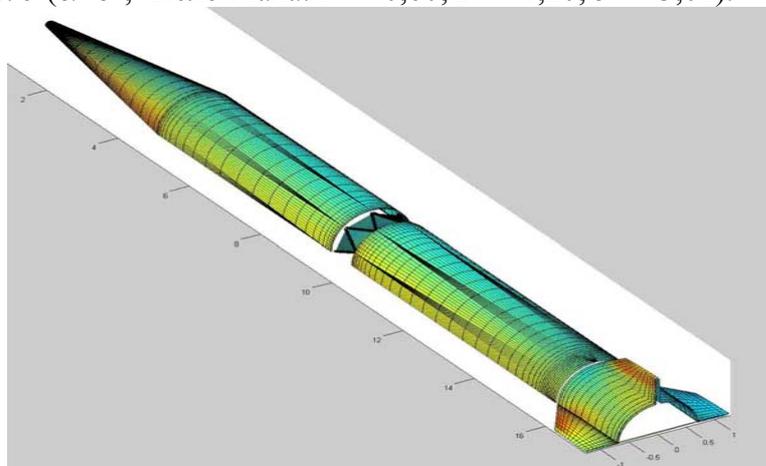


Рис. 4

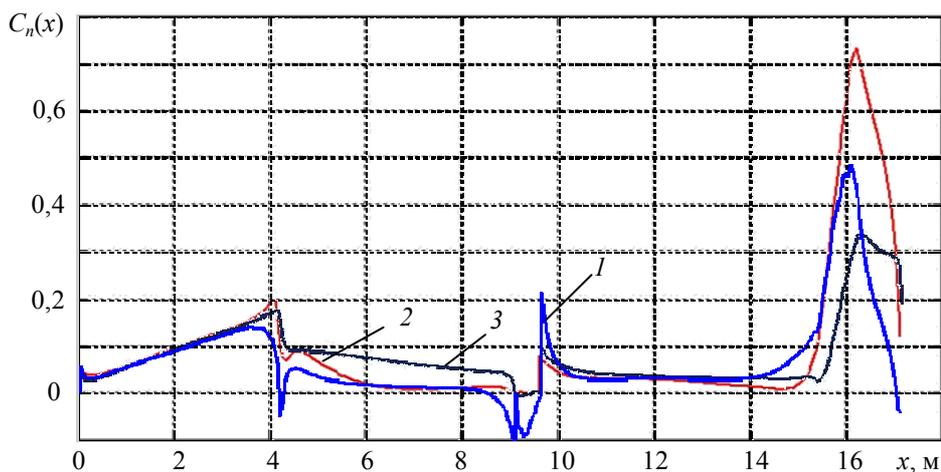


Рис. 5

**Заключение.** Предложена универсальная программа для исследования динамических свойств и моделирования движения различных типов современных упругих аэрокосмических конструкций, которая может использоваться на начальных стадиях проектирования, при наземных и летных испытаниях, а также при расследовании летных происшествий.

Разработанные математические модели являются основой создания модулей программы для анализа динамических свойств и моделирования упругих аэрокосмических конструкций.

Модули программы позволяют исследовать влияние различных эффектов, таких как гибкость конструкции, колебания жидкости в баках, динамические свойства двигателей, изменения локального угла атаки и локального угла скольжения на динамические свойства объекта управления.

В результате аналитических и численных преобразований в программе сформирована единая математическая модель в виде, удобном для автоматизации синтеза и анализа системы управления полетом.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 10-08-01049-а.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Mishin V. P.* Rocket Dynamics. M.: Mashinostroenie, 1990.
2. *Hodges D. H., Pierce G. A.* Introduction to structural dynamics and aeroelasticity. Cambridge, 2002.
3. *Hatch M. R.* Vibration simulation using MATLAB and ANSYS. Chapman & Hall/CRC, USA, 2001.
4. *Panferov A. I., Nebylov A. V., Brodsky S. A.*, Theory and software for simulation of complex flexible aerospace vehicles and smart control // Proc. 17th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace (ASA2010). Nara, Japan, September 6—10, 2010.
5. *Caldwell B. D., Pratt R. W., Taylor R., Felton R. D.* Aeroservoelasticity // Flight control systems. 2000.
6. *Panferov A. I., Nebylov A. V., Brodsky S. A.* Mathematical Modeling, Simulation and Control of Flexible Vehicles // Proc. 17th IFAC World Congress. Seoul, 2008. P. 16 071—16 077.
7. *Brodsky S. A., Nebylov A. V., Panferov A. I.* Mathematical models and software for flexible vehicles simulation // Proc. 16th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace. Oxford, 2004. Vol. 2. P. 416—421.
8. *Nebylov A. V., Panferov A. I., Brodsky S. A.* Flexible aerospace vehicles simulation and nonlinear control synthesis // Proc. 16th IFAC World Congress. Prague, 2005.

#### Сведения об авторах

- Александр Иванович Панферов** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации;  
E-mail: panferov@aanet.ru
- Александр Владимирович Небылов** — д-р техн. наук; Международный институт передовых аэрокосмических технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения; директор;  
E-mail: nebylov@aanet.ru
- Сергей Александрович Бродский** — канд. техн. наук; Международный институт передовых аэрокосмических технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения; старший научный сотрудник; E-mail: dr\_gray67@mail.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

В. Л. АНДРЕЕВ, Р. В. ИВАНОВ, Е. Б. КОЗЛОВ, С. Г. ПОТУПЧИК, П. В. СОКОЛОВ

## СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫМИ ДИСТАНЦИОННО ПИЛОТИРУЕМЫМИ САМОЛЕТАМИ

Рассматриваются системы управления малоразмерными дистанционно пилотируемыми самолетами (ДПС), разработанные в Центре технологии беспилотной авиации ГУАП в 2003—2009 гг. Представлена упрощенная система управления ДПС по телевизионному изображению. Рассмотрены принципы построения системы автоматического управления (САУ), приведено описание двух САУ малоразмерных ДПС.

**Ключевые слова:** малоразмерный дистанционно пилотируемый самолет, система управления, система автоматического управления, автопилот.

С 1993 года в лаборатории технического моделирования — в дальнейшем Центр технологий беспилотной авиации (ЦТБА) — проводились работы по созданию технологий дистанционно пилотируемых самолетов (ДПС) и их применению. В начале своей деятельности коллектив взялся за разработку только самих ДПС для проведения экологического мониторинга [1, 2], но вскоре убедился, что этим весь спектр задач, стоящих перед проектировщиками комплексов с ДПС, не решить.

Процесс разработки, изготовления и испытания комплексов с ДПС включает в себя два основных направления работ:

- 1) создание собственно самого ДПС с требуемыми характеристиками;
- 2) создание функционально связанных аппаратно-программного комплекса бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО) и аппаратно-программного комплекса наземного пункта управления (НПУ).

Оба направления могут разрабатываться параллельно, но, как показывает практика создания таких комплексов, основная сложность заключается в том, что, когда планер уже готов, большое количество времени и средств затрачивается на разработку бортовой и наземной радиоэлектронной системы управления.

В настоящей статье рассматриваются три системы управления ДПС, разработанные в ЦТБА ГУАП с 2004 по 2009 год.

**Упрощенная СУ ДПС.** В период с 1993 года до 2003 гг. в России отсутствовала система управления малоразмерными ДПС в загоризонтном полете, тогда как уже существовала необходимость выполнения мониторинговых работ (фотовидеонаблюдение), ведения кадастровых съемок, картографирования небольших площадей и т.д. на расстоянии 5—10 километров. Поэтому была разработана СУ, которая позволила контролировать полет ДПС вне пределов визуальной видимости по телевизионному изображению подстилающей поверхности и измерениям основных параметров полета, поступающих с борта летательного аппарата (ЛА) на НПУ [3, 4]. Пилот-оператор по этому изображению осуществляет управление ДПС, замыкая на себе всю информацию, поступающую с борта ЛА [3]. Структурная схема БРЭО упрощенной СУ представлена на рис. 1, НПУ — на рис. 2.

В качестве системы формирования, передачи и приема команд управления использовалась авиамодельная аппаратура фирмы Futaba. С помощью усилителя мощности 3,0 Вт дальность устойчивой работы радиоканала между системой Futaba и передающей антенной возрастала до 10 км.

Для передачи ТВ-изображения, полученного с бортовых камер, был применен комплекс беспроводной связи охранных систем.

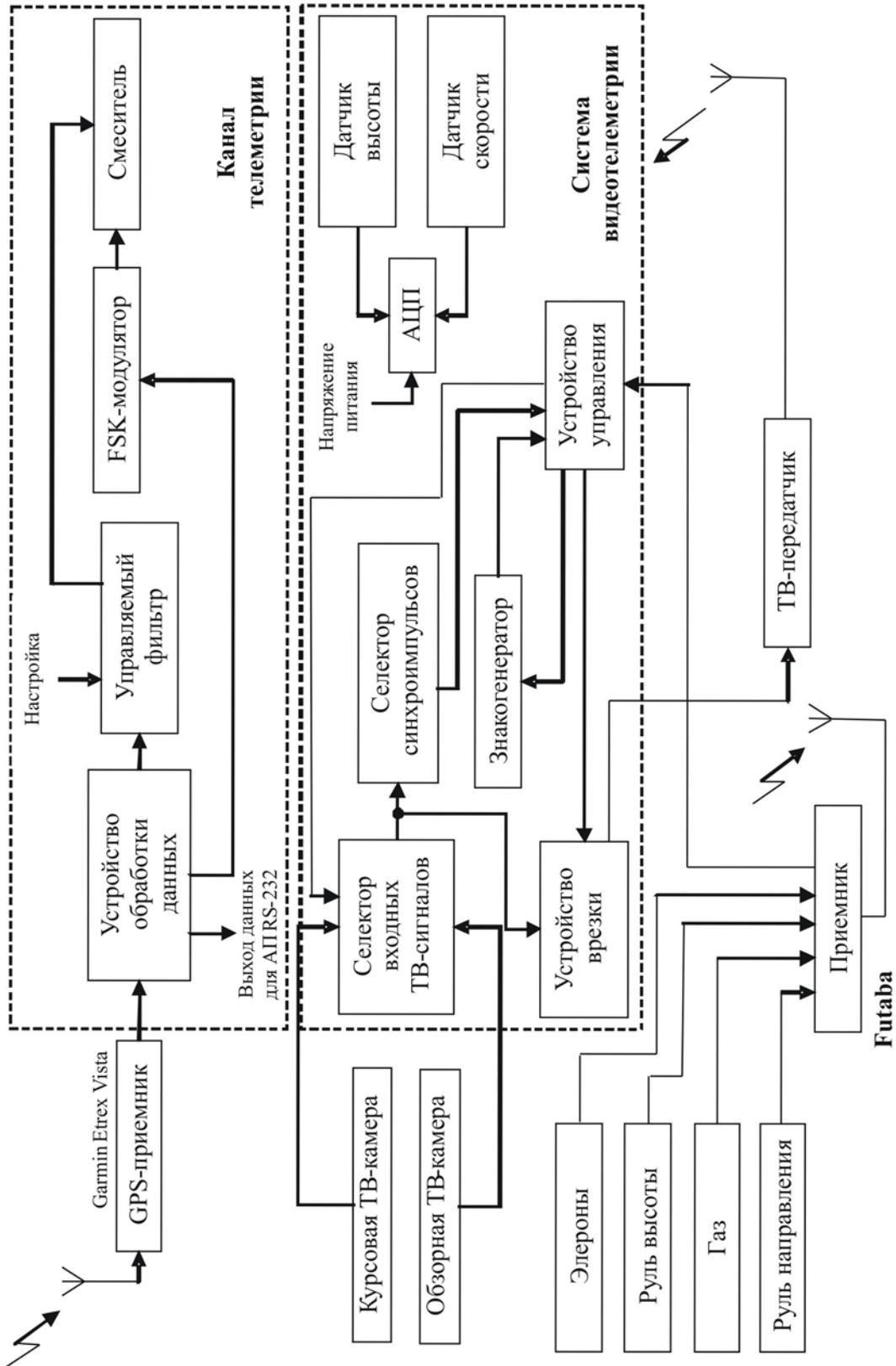


Рис. 1

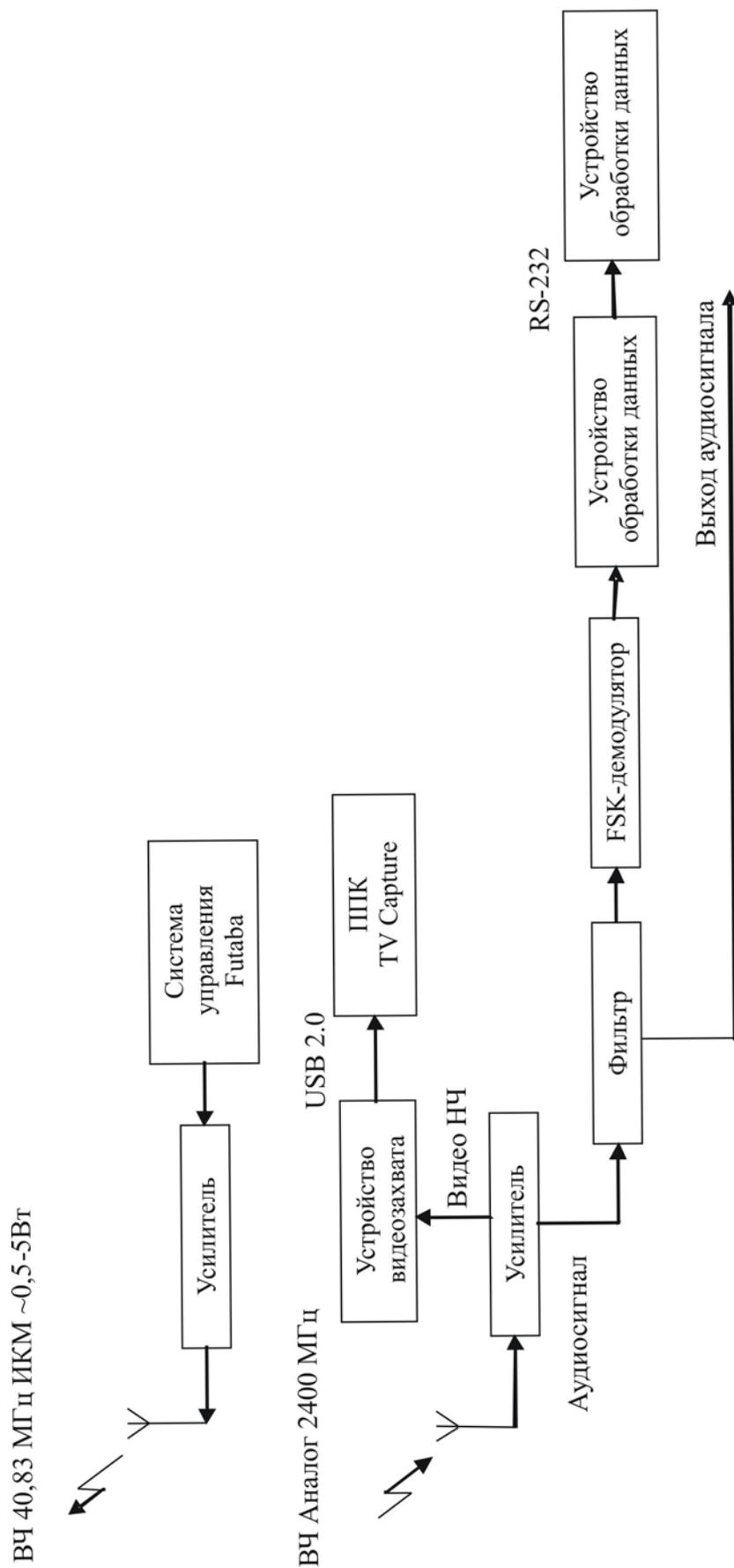


Рис. 2

Была разработана система видеотелеметрии, которая позволила измерять и накладывать на телевизионный сигнал информацию о высоте, скорости полета и напряжении питания бортовой сети (рис. 3, а). Конструктивно система выполнена в виде устройства, представляющего собой электронный блок размером  $31 \times 50 \times 11$  мм и весом 12 г. К устройству подключались две ТВ-камеры (курсовая и обзорная), телевизионный передатчик, выключатель сброса барометрического высотомера и сигнал с приемника команд управления для коммутации камер. Для измерения высоты и скорости использовались термокомпенсированные датчики фирмы Motorola, а в качестве главного процессора — микроконтроллер фирмы Atmel.

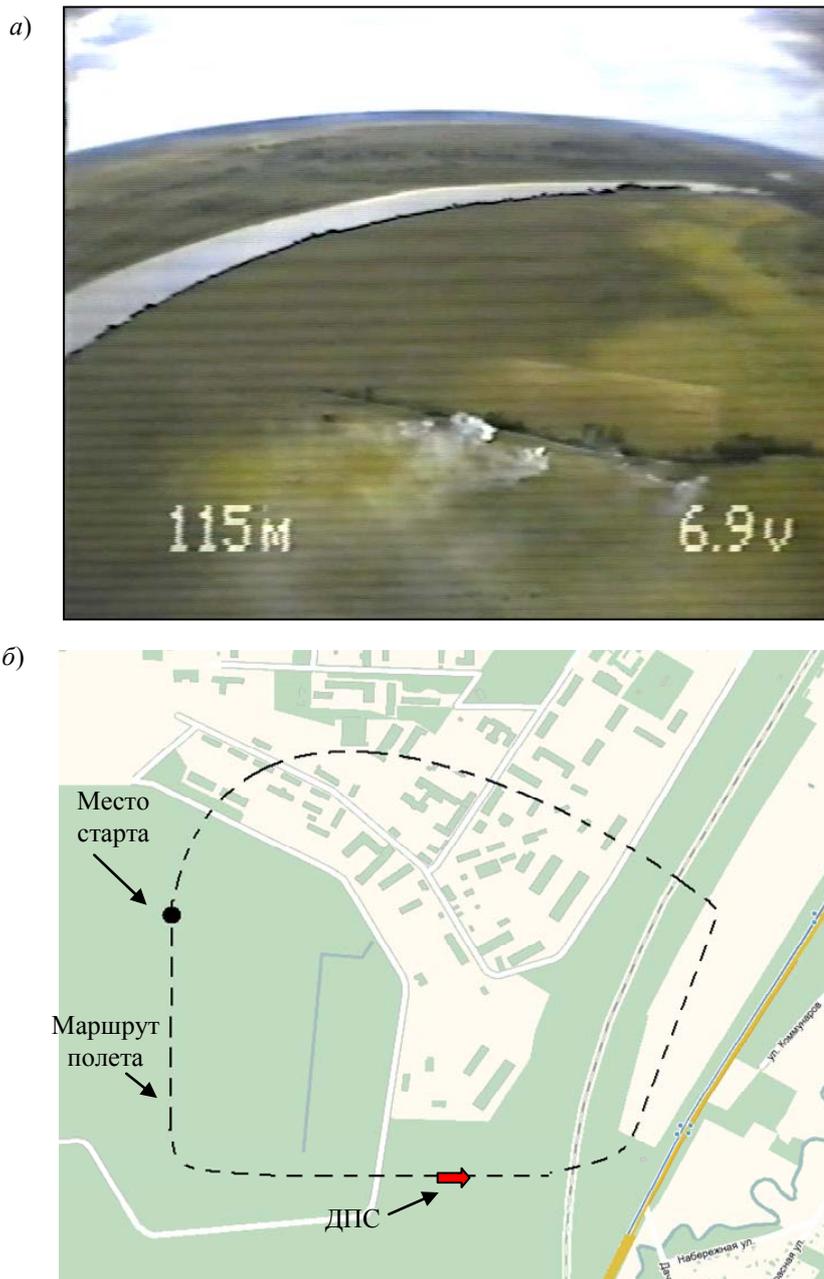


Рис. 3

СУ включала в себя приемник системы GPS и устройство передачи данных. В качестве GPS-приемника может использоваться любой приемник, имеющий выход RS-232 и передающий данные по протоколу NMEA 0183 (в данном случае Garmin Etrex Vista). В качестве радиоканала для передачи данных использовался канал передачи звука, входящий в состав телевизионного передатчика, имеющегося на борту ДПС. Таким образом, отпала необходимость в от-

дельном радиоканале передачи данных, что обеспечило преимущество в весе и позволило снизить энергопотребление бортовой аппаратуры ДПС.

Функционально устройство передачи данных представляет собой специализированный симплексный аудиомодем, работающий только в „одну сторону“ — на передачу данных. Скорость передачи данных — 1200—4800 бит/с.

Выходные данные представляют собой текстовые сообщения, содержащие информацию о координатах (широта и долгота), высоте, курсе, скорости, текущем времени, количестве видимых спутников и т.д. Для определения местонахождения ДПС по карте может быть использована любая геоинформационная система (ГИС), имеющая возможность работать с выходными данными по протоколу NMEA 0183, например OZI Explorer или MAP SOURCE.

Достаточный запас вычислительной мощности в передающей части модема позволил реализовать функцию „виртуального компаса“, предназначенного для определения расстояния и направления на наземный пункт управления ДПС или любую другую точку с известными координатами (рис. 3, б). Эти данные передаются в систему видеотелеметрии, которая обеспечивает их отображение на телевизионном экране совместно с изображением местности. Функция „виртуального компаса“ позволяет облегчить навигацию на местности при управлении ДПС по телевизионному изображению.

Следует отметить, что в данной СУ зарезервирован канал для связи с автопилотом, который будет подключаться между приемником системы управления Futaba и сервомеханизмами.

Данная упрощенная СУ ДПС успешно эксплуатировалась в течение двух лет.

**Система автоматического управления АПС-2.1.** С начала 2006 г., когда в свободной продаже появились микрогироскопы и микроакселерометры, выполненные по технологии MEMS, моноблоки GPS-системы и микроконтроллеры, коллектив ЦТБА начал разработку системы автоматического управления (САУ) для малоразмерных ДПС.

Рассмотрим условную структурную схему САУ ДПС (рис. 4).

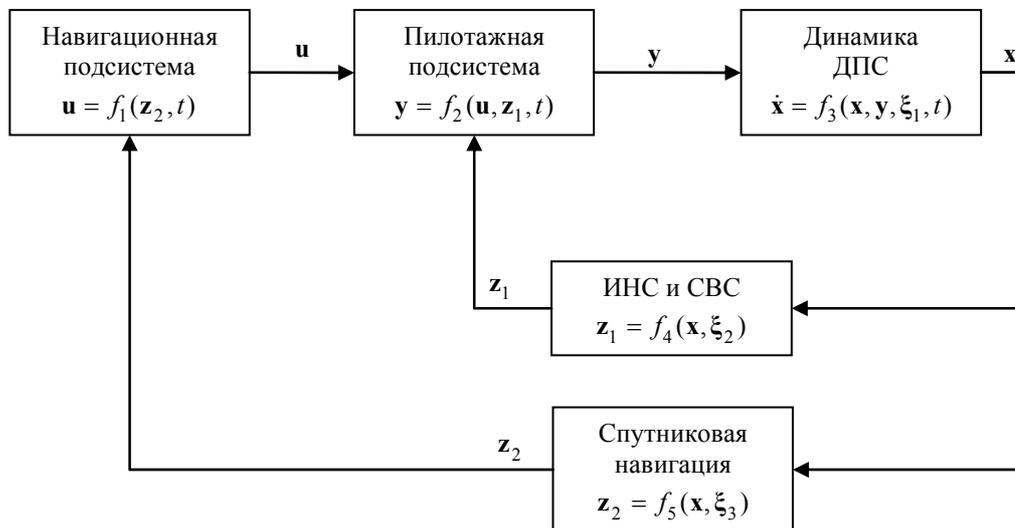


Рис. 4

Динамика ДПС как объекта управления описывается нелинейным дифференциальным уравнением вида:

$$\dot{\mathbf{x}} = f_3(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \xi_1, t),$$

где  $\mathbf{x}$  —  $n$ -мерный вектор состояния объекта;  $\mathbf{y}$  —  $m$ -мерный вектор управляющих воздействий (сигналов на рулевые машинки);  $\xi_1$  —  $n$ -мерный вектор возмущающих воздействий.

Определение координат системы  $\mathbf{z}_2 = f_5(\mathbf{x}, \xi_3)$  производится модулем спутниковой навигации, где  $\mathbf{z}_2$  —  $l$ -мерный вектор координат;  $\xi_3$  —  $l$ -мерный вектор помех.

Навигационная подсистема вырабатывает полетное задание:

$$\mathbf{u} = f_1(\mathbf{z}_2, t),$$

где  $\mathbf{u}$  —  $k$ -мерный вектор задающих сигналов для пилотажной подсистемы.

Положение ДПС в пространстве определяется инерциальной навигационной системой и системой воздушных сигналов:

$$\mathbf{z}_1 = b_5(\mathbf{x}, \xi_2),$$

где  $\mathbf{z}_1$  —  $p$ -мерный вектор сигналов акселерометров, гироскопов, сигналов барометрической высоты и скорости;  $\xi_2$  —  $p$ -мерный вектор помех.

Пилотажная подсистема вырабатывает воздействия на исполнительные сервомеханизмы.

Синтез алгоритмов управления ДПС производится на основе математической модели пространственного движения ДПС. Эта модель носит существенно нелинейный, многомерный характер с наличием перекрестных связей между каналами. Она учитывает не только собственную динамику ЛА и двигателя, но и модель атмосферы и внешних возмущений, а также требует учета типовых заданий ДПС в соответствии с его функциональностью, таких, например, как наведение на заданный курс, заданную точку, проход по специальным траекториям, заход на посадку и т.д. Отсутствие в контуре управления человека делает особенно важной задачу обеспечения робастности (грубости) по отношению к внешним возмущениям.

Программная реализация законов управления обеспечивает максимальную гибкость настройки, что в сочетании с грубостью используемых алгоритмов к внешним возмущениям позволяет использовать одно и то же программное обеспечение для управления ДПС различных аэродинамических схем, в том числе „летающее крыло“, „утка“, тандемной схемы. Предусмотрена возможность управления такими элементами механизации крыла, как закрылки, флапероны, тормозные щитки, обеспечивающими различные режимы полета.

На рис. 5 представлена функциональная схема САУ ДПС, из которой видно, что особая роль принадлежит автопилоту (АП), поскольку именно он реализует такие свойства ДПС, как автономность, независимость от человеческого фактора, „интеллектуальность“, устойчивость к внешним воздействиям. Автопилот осуществляет обмен информацией с НПУ, получает сигналы от инерциальной навигационной системы (ИНС), модуля спутниковой навигационной системы (СНС), системы воздушных сигналов (СВС) и других датчиков. На основе этой информации он вырабатывает управляющие воздействия на исполнительные сервомеханизмы, осуществляя автоматическую стабилизацию углов положения и угловых скоростей ДПС, регулируя скорость и высоту с целью обеспечения заданных параметров полета.

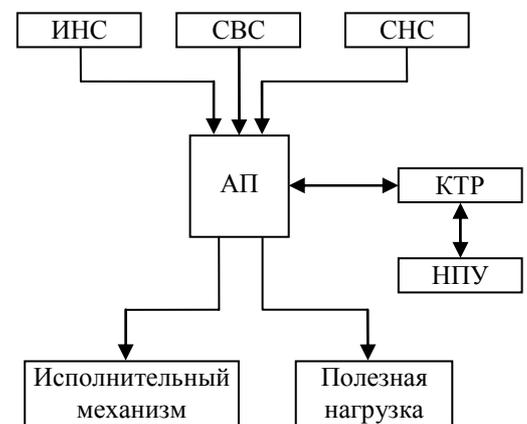


Рис. 5

Одной из характерных тенденций развития теории управления движением ЛА является интеграция систем управления, решающих частные задачи. Это особенно актуально для малоразмерных ДПС в силу ограниченности их массогабаритных и стоимостных характеристик. Поэтому помимо своей основной задачи — управления полетом ДПС по заданному маршруту — автопилот осуществляет управление полезной нагрузкой, а также вспомогательными бортовыми устройствами.

Решаемую автопилотом задачу по управлению полетом можно разделить на подзадачу навигации, состоящую в определении координат ДПС в пространстве, и подзадачу пилотирования, которая состоит в управлении ДПС по навигационным данным.

Решение задачи навигации осуществляется с помощью модуля спутниковой навигационной системы. Такой подход является в настоящее время стандартным для малоразмерных ДПС. Используемый приемник спутниковых сигналов имеет возможность работать по сигналам ГЛОНАСС и GPS. Резервный канал обеспечивается с помощью трехосевого магнитного датчика. Наличие резервного канала позволяет реализовать различные варианты наведения ДПС в случае временного или постоянного исчезновения сигналов со спутников или их искажения.

Подзадача пилотирования решается на основе информации, поступающей от инерциальной навигационной системы и системы воздушных сигналов. В состав модуля инерциальной навигационной системы входят три микромеханических датчика угловой скорости (гироскопа) и три микромеханических акселерометра [5]. Модуль системы воздушных сигналов имеет в своем составе датчики статического и динамического давления.

Указанные авторами положения были реализованы в САУ АПС-2.1, которая предназначена для управления малоразмерными ДПС самолетной схемы и его полезной нагрузкой, САУ обеспечивает:

- 1) стабилизацию углов положения ДПС в полете;
- 2) навигацию и управление ДПС при полете по заданной траектории;
- 3) передачу телеметрической информации о навигационных параметрах и углах положения ДПС в реальном режиме времени.

Система может работать в автоматическом, полуавтоматическом и автономном режимах. В автоматическом режиме производится полет ДПС по заданному маршруту с возможностью оперативной корректировки отдельных точек маршрута или всего маршрута в целом. Число точек маршрута — 100. Для каждой точки могут быть заданы своя высота и признак облета точки (барражирование над точкой и т.п.).

В автономном режиме система работает при отсутствии связи с ДПС (в режиме радиомолчания). Коррекция маршрута и контроль его выполнения при этом производиться не могут.

В полуавтоматическом режиме управление ДПС может производиться с манипулятора типа „джойстик“, с клавиатуры персонального компьютера или пульта управления. При этом осуществляется автоматическая стабилизация задаваемых углов положения и угловых скоростей ДПС с целью удержания их в пределах допустимых значений, также осуществляется удержание заданной высоты.

Взлет и посадка ДПС реализуются в ручном и автоматическом режиме. В настоящее время отработан алгоритм автоматического взлета и захода на посадку.

В состав САУ АПС-2.1 входят:

- 1) модуль автопилота имеет интегрированную ИНС, определяет ускорения и угловые скорости ЛА, вырабатывает управляющие воздействия на исполнительные механизмы, обменивается данными с остальными модулями. В базовой комплектации предусмотрены выходы на шесть стандартных сервомеханизмов, четыре из них задействованы в канале управления, два — для управления приборами навигации. Вес модуля — 8 г, размеры 35×40×12 мм;

- 2) модуль видеотелеметрии измеряет барометрическую высоту и скорость, обрабатывает видеосигнал с телевизионной камеры, производя врезку данных для отображения в составе изображения, передаваемого одной или двумя телевизионными камерами. Также производится отображение навигационной информации (номера точки маршрута, дальности и направления). Вес модуля — 7 г, размеры 30×32×12 мм;

- 3) модуль GPS включает в себя собственно приемник GPS (чипсет Sirf Star2 LP или Antaris) и аудиомодем, передающий данные о координатах в звуковом канале телевизионной

камеры совместно со звуком. Таким образом, канал передачи координат дублирован. Вес модуля — 13 г, размеры 25×50×7 мм;

4) модуль командно-телеметрической радиоперехватной линии (КТР) осуществляет связь с аналогичным наземным модулем, принимает команды управления и передает телеметрическую и навигационную информацию. Частотный диапазон — 900 МГц. Вес модуля — 7 г, размеры — 21×40×12 мм. Также на борту может быть установлен стандартный приемник системы радиоуправления моделями, автопилот может быть включен или выключен по команде. При этом управление осуществляется в ручном режиме со стандартного пульта. Напряжение питания всей системы 5—14 В, потребляемый ток — 300 мА;

5) наземный пункт управления состоит из наземного модуля КТР, стандартного ПК (ноутбука) и передатчика системы ручного управления.

Программное обеспечение НПУ позволяет:

а) использовать в качестве карты любое растровое изображение местности. Привязка может быть осуществлена пользователем по двум и более точкам, также можно использовать файлы привязки и электронные карты, совместимые с популярной программой Ozi Explorer;

б) вводить и редактировать маршрут ДПС — до 100 точек маршрута. Для каждой точки могут быть заданы высота и признак облета точки (барражирование). Облет задается по количеству проходов над точкой или по времени. Маршрут может быть скорректирован или введен заново и во время полета — для ввода маршрута используется радиоканал;

в) задавать точку „дом“ и точку посадки, а также алгоритмы поведения в нестандартных ситуациях, таких как пропадание радиосвязи, отсутствие сигналов GPS, отказ двигателя.

Основой пользовательского интерфейса служат цифровая карта и накладываемые на нее интерактивные панели управления. Расположение и наличие панелей на карте пользователь может выбрать сам или использовать один из „стандартных“ вариантов.

При записи точек и любых действий, связанных с изменением режима управления ДПС, ведется лог (дневник) возникших событий. Также в него записываются поступающие телеметрические данные. GPS-трек полета пишется в отдельном файле, он совместим по формату с программой OZI Explorer и др. Панель оперативной индикации (под картой) позволяет оперативно контролировать все важные параметры для анализа функционирования и исправности бортовых систем.

Для просмотра логов полета, в том числе в режиме реального времени, анализа поведения аппарата в полете и оперативной корректировки настроек регуляторов с учетом отображаемых в виде графиков и диаграмм параметров используется отдельное программное обеспечение. Отладочный комплект также позволяет настроить и проверить корректность функционирования каждой системы отдельно с применением тестовых сигналов и симуляторов с отображением и записью результатов проверок в виде графиков, диаграмм и цветовых индикаторов.

Модули видеотелеметрии и GPS могут использоваться на дистанционно пилотируемых летательных аппаратах, оснащенных телевизионной системой, передающей видеоизображение в реальном масштабе времени в формате PAL. При этом данные видеотелеметрии отображаются непосредственно в кадре (рис. 3), а GPS-информация передается по звуковому каналу совместно со звуком, воспринимаемым встроенным микрофоном, и далее через интерфейсный кабель на COM-порт (RS-232).

Архитектура построения многомодульной системы оправдала себя в основном на аппаратах малых и сверхмалых размеров.

Выполнено свыше 1000 полетов ДПС, оснащенных САУ АПС-2.1, что доказывает правильность выбора стратегии построения системы автоматического управления для малоразмерных ДПС. В 2008 году САУ АПС-2.1 экспонировалась на Международном салоне „Комплексная безопасность“ (Москва), где и была отмечена дипломом. Выводы, сделанные в ходе эксплуатации САУ АПС-2.1, позволили наметить пути улучшения системы управления.

**Система автоматического управления АПС-2.2** является модификацией САУ АПС-2.1 и имеет следующие основные отличия:

- 1) моноблочное исполнение;
- 2) предусмотрены выходы на 12 стандартных сервомеханизмов, четыре из них задействованы в канале управления, остальные могут быть конфигурированы как для управления сервомеханизмами, так и дискретными выключателями;
- 3) модуль GPS включает в себя собственно приемник GPS (чипсет Antaris4);
- 4) для обработки информации, цифровой фильтрации сигналов и реализации законов управления применен 8-разрядный AVR-микроконтроллер ATmega 128.

Конструктивно автопилот, инерциальная система и система спутниковой навигации выполнены в виде единого блока. Также на блоке смонтированы преобразователи напряжения для сервомеханизмов, модуля спутниковой навигации и аппаратуры командно-телеметрической радиолинии. Вес такого блока составляет всего 22 г, его габаритные размеры 54×40×25 мм, а потребляемая мощность около 1 Вт. Массогабаритные характеристики блока — одни из наименьших в своем классе, для сравнения: автопилотный модуль MicroPilot одноименной фирмы весит 28 г.

Тщательный выбор датчиков, а также примененные алгоритмы управления движением ДПС позволяют добиться высоких точностных показателей. При прохождении поворотного пункта маршрута ДПС „Орлан-3М“ на скорости 100—150 км/ч среднеквадратичное отклонение составляет менее 15 м, что дает возможность производить высококачественную фото-, видео- и тепловизионную съемку наземных объектов, в том числе с помощью стабилизированной камеры.

Ниже приведены основные параметры САУ АПС-2.2.

В заключение следует отметить, что САУ АПС-2.2 является комплексобразующей для всех разработок ЦТБА ГУАП в области ДПС начиная с 2009 г.

|                                     |                  |
|-------------------------------------|------------------|
| <b>Технические характеристики</b>   |                  |
| Частота обновления данных GPS ..... | до 4 Гц          |
| Интерфейсы .....                    | RS-232, I2C, SPI |
| Частота обновления данных .....     | до 200 Гц        |
| <b>Окружающая среда</b>             |                  |
| Рабочая температура .....           | -40—+70 °С       |
| <b>Электрические параметры</b>      |                  |
| Напряжение питания .....            | 7,5—16,0 В       |
| Потребляемая мощность .....         | 0,5 Вт           |
| <b>Рабочий диапазон</b>             |                  |
| Крен .....                          | ±180°            |
| Тангаж .....                        | ±90°             |
| Курс .....                          | 360°             |
| Ускорение .....                     | ±10g             |
| Угловая скорость .....              | ±300 °/с         |
| <b>Точностные характеристики</b>    |                  |
| Координаты .....                    | 5,0 м            |
| Высота .....                        | 1,0 м            |
| Путевая скорость .....              | 0,25 м/с         |
| Вертикальная скорость .....         | 0,2 м/с          |
| Углы ориентации:                    |                  |
| прямолинейный полет .....           | 0,2—0,3°         |
| маневрирование .....                | 2,0°             |
| курс .....                          | 0,2°             |
| Высота .....                        | до 10 000 м      |
| Скорость .....                      | 500 км/ч         |

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Биненко В. И., Донченко В. К., Андреев В. Л., Иванов Р. В. Некоторые результаты и перспективы использования беспилотных летательных аппаратов для задач экологического мониторинга // Экологическая химия. 2001. Т. 10. С. 21—30.
2. Андреев В. Л., Биненко В. И., Иванов Р. В. Обнаружение нефтяных загрязнений акваторий портов Балтийского моря на основе микроавиации // Сб. докл. Пятого Междунар. экологического форума, посвященного 30-летию подписания Хельсинкской Конвенции. СПб, 2004.
3. Анцев Г. В., Тупиков В. Л., Турнецкий Л. С., Андреев В. Л., Иванов Р. В., Козлов Е. Б. Упрощенная система управления дистанционно пилотируемыми аппаратами // Мир авионики. 2004. № 2. С. 52—54.
4. Анцев Г. В., Андреев В. Л., Барабанов А. Д., Иванов Р. В. и др. Управление и навигация дистанционно пилотируемых вертолетов // Гироскопия и навигация. 2006. № 1(52). С. 85—94.
5. Анучин О. Н., Емельянов Г. И. Интегрированные системы ориентации для морских подвижных объектов / Под общ. ред. чл.-кор. РАН В. Г. Пешехонова. СПб, 1999. 367 с.

*Сведения об авторах*

- Владимир Леонидович Андреев** — канд. техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Центр технологии беспилотной авиации; старший научный сотрудник
- Роман Вячеславович Иванов** — Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Центр технологии беспилотной авиации; директор; E-mail: roman\_spb@mail.ru
- Евгений Борисович Козлов** — Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Центр технологии беспилотной авиации; зав. лабораторией, E-mail: kozlov\_e@inbox.ru
- Сергей Георгиевич Потупчик** — ООО „Специальный технологический центр“, Санкт-Петербург; руководитель отдела; E-mail: serj\_uav@mail.ru
- Петр Валентинович Соколов** — ООО „Технологии автоматизации и программирования“, Санкт-Петербург; ведущий программист

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

УДК 681.51

Х. О. АРО

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ  
ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РАКЕТЫ**

Рассматривается возможность применения методов робастного управления для стабилизации метеорологической ракеты. Оценены границы неопределенностей неизвестных параметров. Разработаны автоматы стабилизации на основе  $H-\infty$  ( $H$ -infinity) оптимизации,  $\mu$ -синтеза и анализа с учетом неопределенностей модели. Исследованы устойчивость и качество системы управления для каждой оценки неопределенностей с использованием компьютерного моделирования.

**Ключевые слова:** робастное управление, упругость, динамика полета, моделирование, линеаризация, неопределенности.

**Введение.** Метеорологическая ракета, которую иногда называют исследовательской, предназначена для доставки измерительного оборудования и проведения научных экспериментов во время суборбитальных полетов. Национальное агентство космических исследований и

развития Нигерии (NASRDA) открыло программу создания и применения метеорологических ракет для проведения измерений и испытаний приборов на высоте от 10 до 80 км над поверхностью Земли.

Появление технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС) привело к созданию недорогих акселерометров и гироскопов, что позволяет применять интегрированную навигационную систему для широкого спектра новых приложений, таких как системы навигации и управления для малых беспилотных летательных аппаратов (БЛА) или автономные наземные средства. Поскольку основными задачами совершенствования метеорологических ракет в Нигерии являются снижение себестоимости производства и увеличение грузоподъемности, интегрированную систему навигации на базе МЭМС следует считать наиболее подходящим выбором.

Существуют различия между математической моделью, используемой для разработки системы управления, и реальной динамикой системы, причины возникновения этих различий следующие:

- начальные условия системы не могут быть указаны точно или совершенно неизвестны,
- математическая модель любой реальной системы всегда есть лишь аппроксимация реальной динамики системы.

Чтобы сохранить уровень устойчивости и качества управления, несмотря на динамику возмущений и неопределенности в модели, ракета должна быть оборудована робастной системой управления.

**Модель объекта.** Модель метеорологической ракеты в пространстве состояний включает динамическую модель движения твердого тела и модель упругих относительных перемещений конструкции с учетом перекрестных связей, определяемых совокупностью внешних и управляющих сил и моментов. Движение твердого тела описывается системой дифференциальных уравнений в связанной с телом системе координат. Уравнения движения ракеты как твердого тела в плоскости тангажа ( $0xy$ ) имеют вид [1]:

$$m\dot{V} = P\cos\alpha - Q - G\sin\Theta + F_x(t), \quad (1)$$

$$mV\dot{\Theta} = P\sin\alpha + Y - G\cos\Theta + F_y(t), \quad (2)$$

$$I_z\dot{\omega}_z = M_z^f + M_z^d + M_z^c + M_z(t), \quad (3)$$

$$\dot{\Theta} = \omega_z, \quad (4)$$

где  $m$  — масса ракеты,  $V$  — скорость,  $P$  — тяга двигателя,  $Q$  — сила сопротивления,  $Y$  — подъемная сила в направлении оси  $y$ ,  $G$  — вес ракеты,  $\alpha$  — угол атаки,  $\Theta$  — угол наклона траектории полета,  $F_x$  и  $F_y$  — обобщенные силы в направлении  $x$  и  $y$  соответственно,  $I_z$  — момент инерции относительно оси  $z$ ,  $\omega_z$  — угловая скорость;  $M_z^f, M_z^d, M_z^c$  — аэродинамические моменты в зависимости от  $\alpha$ ,  $\omega_z$  и угла отклонения руля высоты  $\delta_z$  соответственно,  $M_z(t)$  — обобщенный момент относительно оси  $z$ .

Уравнение связи между углами  $\alpha$ ,  $\theta$ ,  $\Theta$ :

$$\alpha = \theta - \Theta. \quad (5)$$

Уравнение нормального ускорения будет иметь вид:

$$n_y = -\frac{P\cos\alpha - Q}{G}\sin\alpha + \frac{P\sin\alpha + Y}{G}\cos\alpha. \quad (6)$$

Используется упрощенная модель упругости, соответствующая изгибным колебаниям упругого стержня с переменной массой, которая представлена системой обыкновенных дифференциальных уравнений вида [4]:

$$\Delta M\ddot{q} + \Delta \Xi \dot{q} + q = \Delta f, \quad (7)$$

где  $\mathbf{q}$  — смещение упругой линии по нормали к продольной оси;  $\Delta$  — симметричная матрица жесткости;  $\mathbf{M}$  — диагональная матрица масс;  $\Xi$  — симметричная матрица структурного демпфирования;  $f$  — распределенная нагрузка. Уравнения упругих колебаний в обобщенных координатах  $\xi_i$ , соответствующих собственным формам  $\Phi = \{\phi_{i,j}\}$  и частотам  $\Omega = \text{diag}(\omega_i)$  свободных упругих колебаний, имеют вид:

$$\Phi' \mathbf{M} \Phi \ddot{\xi} + \Phi' \Xi \Phi \dot{\xi} + \Omega^2 \Phi' \mathbf{M} \Phi \xi = \Phi' f, \quad (8)$$

$$q = \Phi \xi. \quad (9)$$

Локальный угол атаки  $\alpha_i^*$  в точке с координатой  $x_i$  вдоль продольной оси ракеты с учетом изгибных колебаний будет иметь вид [2]:

$$\alpha_i^* = \alpha_i + \frac{x_{cg} - x_i}{V_i} \dot{\theta} - \frac{\dot{q}}{V_i} + \frac{\partial q_i}{\partial x_i}, \quad (10)$$

где  $\frac{\partial q_i}{\partial x_i}$  — мгновенное значение наклона упругой линии в точке,  $\dot{q}_i$  — локальная поперечная скорость колебаний,  $V_i$  — локальная воздушная скорость.

Локальная аэродинамическая нагрузка определяется как функция от локального угла атаки, скоростного напора и распределенных аэродинамических коэффициентов, зависящих от геометрии летательного аппарата. Обобщенные силы и моменты определяются с учетом локальной нагрузки для выбранных мод упругих колебаний. Локальные нагрузки в точках приложения векторов тяги и управляющих воздействий (аэродинамических рулей) определяются с учетом локального угла атаки в этих точках.

Взаимосвязь упругих колебаний и аэродинамических сил и моментов лежит в основе такого явления, как аэроупругость. Упругие перемещения в точках размещения датчиков навигационной системы приводят к возникновению колебаний в контуре управления.

В работе используется линейная модель объекта в пространстве состояний, полученная линеаризацией уравнений (1)—(4) в точках базовой траектории с учетом линейной модели упругости и аэродинамики. Линейная модель сервопривода задается следующим дифференциальным уравнением:

$$\ddot{\delta}_z + 2\xi_{\delta_x} \omega_{\delta_x} \dot{\delta}_z + \omega_{\delta_x}^2 \delta_z = \omega_{\delta_x}^2 \delta_z^0, \quad (11)$$

где  $\delta_z^0$  — заданное угловое отклонение руля,  $\omega_{\delta_x}$  — собственная частота привода и  $\xi_{\delta_x}$  — коэффициент затухания сервопривода.

**Методы робастного синтеза.** Управление динамическими объектами в условиях неопределенности является одной из основных проблем современной теории управления. Отсутствие полных сведений относительно параметров или характеристик метеорологической ракеты приводит к структурной и параметрической неопределенности математической модели. Модель, полученная на основании теории, с использованием прикладного программного обеспечения (ANSYS, NASTRAN) или в результате идентификации, отличается от реальной технической системы. Кроме того, технологический процесс создания таких объектов предполагает большой разброс параметров для каждого экземпляра серии. Параметры объекта изменяются в течение полета, возникает неопределенность в законах изменения этих параметров. Задача синтеза робастного управления состоит в том, чтобы обеспечить устойчивость замкнутой системы не только для номинального объекта, но и любого объекта из заданного класса неопределенности.

Существующие методы синтеза робастных регуляторов основываются на определении области робастной устойчивости и увеличении этой области. Синтезируемые регуляторы

должны обеспечивать желаемое качество переходного процесса. Используются следующие наиболее известные методы синтеза [3]:

- $H_\infty$  смешанной чувствительности (H-infinity mixed sensitivity);
- $H_\infty$  субоптимальный (H-infinity suboptimal);
- $H_\infty$  с формированием контура (H-infinity loop shaping);
- $H_\infty$  синтез с двумя степенями свободы (2-Degree-of-freedom);
- $\mu$ -синтез и анализ;
- робастная оценка обратной динамики (Robust Inverse Dynamics Estimation).

В рассматриваемом проекте контроллер создан с использованием мощного программного пакета MatLab/Simulink. Субоптимальный подход  $H_\infty$  был реализован в сочетании с  $\mu$ -синтезом и анализом.

Варьирование аэродинамических коэффициентов, а также изменение массы и скорости ракеты во время полета приводит к изменениям в коэффициентах неопределенности в уравнениях (1)—(4). Это должно учитываться при разработке контроллера. Диапазон изменения этих коэффициентов составляет приблизительно 30 % от номинальных значений.

В упрощенной модели определены семь коэффициентов неопределенности в возмущенных уравнениях движения, а именно  $a_{\Theta\Theta}, a_{\Theta\delta_z}, a_{\Theta\dot{\theta}}, a_{\Theta\ddot{\theta}}, a_{\Theta\delta_z}, a_{n_y\alpha}, a_{n_y\delta_z}$ . Эти коэффициенты показывают параметры неопределенности в модели ракеты в течение полета. Каждый коэффициент неопределенности может быть представлен в виде  $c = \bar{c}(1 + p_c\delta_c)$ , где  $\bar{c}$  — это номинальное значение  $c$ ,  $p_c = 0,3$  (для 30 %-ной неопределенности) и  $-1 \leq \delta_c \leq 1$ . Коэффициент  $c$  можно представить в виде верхнего дробно-линейного преобразования (LFT) в  $\delta_c$  (рис 1, а), где

$$c = F_u(\mathbf{M}_c, \delta_c), \mathbf{M}_c = \begin{bmatrix} 0 & \bar{c} \\ p_c & \bar{c} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Коэффициент  $\Delta$  определяет динамику неопределенности в системе:

$$\Delta = \text{diag}(\delta_{a_{\Theta\Theta}}, \delta_{a_{\Theta\delta_z}}, \delta_{a_{\Theta\dot{\theta}}}, \delta_{a_{\Theta\ddot{\theta}}}, \delta_{a_{\Theta\delta_z}}, \delta_{a_{n_y\alpha}}, \delta_{a_{n_y\delta_z}}), \quad (13)$$

Из-за сложности системы наилучший способ разработки и моделирования динамики неопределенности состоит в выполнении команды “sysic” в MatLab. Команда “sysic” используется для создания взаимосвязей определенных и неопределенных матриц системы (рис. 1, б).

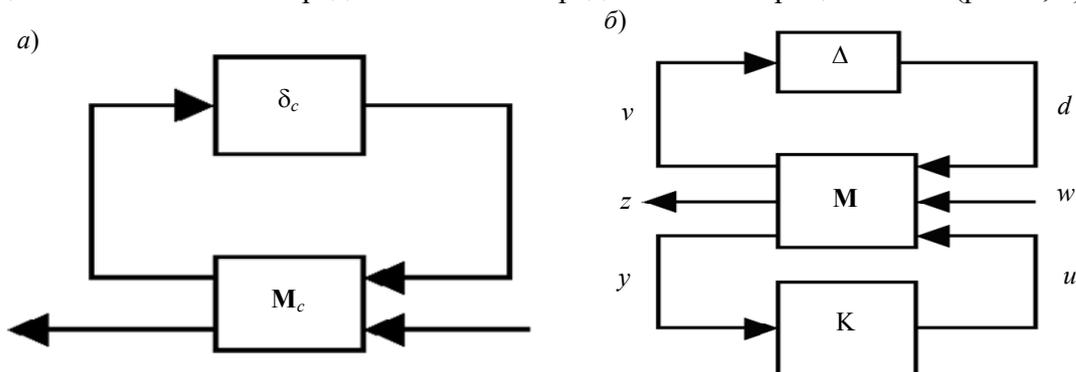


Рис. 1

**Результаты расчетов.** В соответствии с критерием робастной устойчивости стабильность возмущенной системы робастного управления гарантируется, если значение  $\infty$ -нормы возмущенной модели объекта менее единицы, а именно:  $\|\cdot\|_\infty < 1$  для всех ограниченных возмущений.

Эта  $\infty$ -норма устанавливает максимально возможный порог возмущений, или верхнюю границу соответствующего сингулярного значения  $\mu$  передаточной матричной функции системы, приведенной на рис. 1, б. Графики сингулярных значений для двух вариаций парамет-

ров (10 и 30 %) приведены на рис. 2. Видно, что и в первом, и во втором случае вариации параметров удовлетворяют критериям робастности, стабильности и качества. Показано, что чем меньше коэффициент неопределенности, тем больше робастные показатели стабильности и качества.

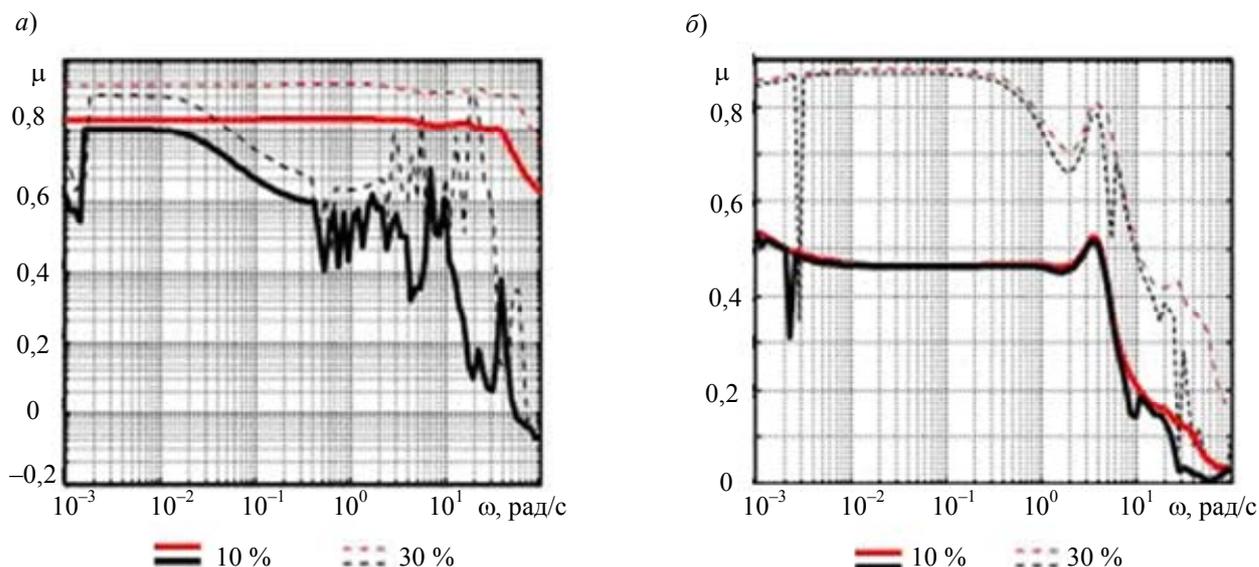


Рис. 2

**Выводы.** Представленный подход к применению методов робастного управления для стабилизации метеорологической ракеты показал, что комбинация  $H_\infty$  оптимизации и  $\mu$ -синтеза гарантирует как устойчивость, так и уровень качества системы с обратной связью при ограниченных возмущениях.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мишин В. П. Динамика ракет. М.: Машиностроение, 1990.
2. Кузовков Н. Т. Системы стабилизации летательных аппаратов. М., 1976.
3. Gu D.-W., Petkov P. H., Konstantinov M. M. Robust Control Design with Matlab. Springer, 2002.
4. Gawronski W. K. Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures. NY: Springer-Verlag, 2004.

#### Сведения об авторе

**Хабиб Олалекан Аро** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра компьютерного проектирования аэрокосмических измерительно-вычислительных комплексов (МИПАКТ); E-mail: habeebaro@yahoo.com

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

Н. А. БОГАЧЕВА, А. Д. ЖУКОВ, С. А. ЖУКОВ

## ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ АНТИЮЗОВОЙ АВТОМАТИКИ САМОЛЕТА

Рассматриваются вопросы, связанные с созданием полунатурного стенда, имитирующего пространственное наземное движение самолета. Приводятся функциональные схемы малого контура управления — системы антиюзовой автоматики и большого контура управления — самолета в целом. Учтены все основные силы и моменты, действующие на него при посадке (прерванном взлете).

**Ключевые слова:** математическое моделирование, полунатурное моделирование, самолет, посадка, антиюзовая автоматика, система дистанционного управления давлением.

Вопросам имитации динамики полета для освоения навыков пилотирования самолетов внимание уделялось уже на заре авиации. По мере усложнения самолетов, повышения их летно-технических характеристик компьютерное моделирование динамики полета, авиационное тренажеростроение и строительство исследовательских моделирующих стендов стали приоритетными направлениями технического прогресса в авиации. С 1980-х гг. более 100 зарубежных фирм, включая крупнейшие самолетостроительные концерны, заняты этими вопросами [1]. Разработкой авиационных тренажеров и моделирующих стендов занимаются и многие российские ученые [2—5].

Авторы настоящей статьи много лет посвятили вопросам проектирования и разработки самолетных систем антиюзовой автоматики (САА), являющихся неотъемлемой частью системы колесного торможения любого самолета. Рассматриваемый полунатурный стенд NiBiuM<sup>3</sup> является развитием цифровой модели посадки [6] и предназначен для проведения испытаний и настройки САА в контуре управления. Он может быть достаточно легко интегрирован в различные тренажеры и исследовательские моделирующие стенды для достоверного представления динамики работы самолетной колесной тормозной системы при движении самолета по земле.

Динамика качения колес самолета с учетом влияния на них объекта управления (самолета в целом), а также геометрические и фрикционные неровности взлетно-посадочной полосы (ВПП) моделируются на персональном компьютере.

В рассматриваемом полунатурном стенде большой контур управления (БКУ), описывающий динамику пространственного движения самолета при послепосадочном пробеге (прерванном взлете) практически весь реализован программно, с использованием MatLab/Simulink [7]. Аппаратно обеспечивается только управление самолетом с помощью штурвала и педалей. Наибольшее внимание при создании стенда уделено аппаратно-программной реализации малых контуров управления (МКУ). Аппаратно реализованы: четырехканальный микропроцессорный регулятор, система дистанционного управления давлением (СДУД), гидравлические части тормозов. Программно реализованы силовые части колесных тормозов, колеса с колесными датчиками угловой скорости, геометрические и фрикционные неровности ВПП.

**Функциональная схема тормозной системы.** Функциональная схема САА приведена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: МКУ<sub>1</sub>—МКУ<sub>4</sub> — малые контуры управления, каждый из которых содержит электронный регулятор, формирующий электрический сигнал управления; систему дистанционного управления давлением, преобразующую этот сигнал в тормозное давление; тормоз, создающий тормозной момент и тормозное колесо, яв-

ляющееся объектом управления малого контура. На функциональной схеме обозначены следующие фазовые координаты:  $U_{\text{л}}$  — сигнал от задатчиков тормозного давления;  $U_{\text{у}}$  — сигнал управления с регулятора;  $U_{\text{ос}}$  — сигнал внутренней обратной связи по давлению;  $P_{\text{т}}$  — тормозное давление на выходе СДУД;  $M_{\text{т}}$  — тормозной момент в тормозе колеса;  $\omega_{\text{к}}$  — угловая скорость тормозного колеса;  $\mathbf{x}_{\text{ВПП}}$  — вектор геометрических и фрикционных неровностей ВПП;  $\mathbf{F}_{\text{к1}}—\mathbf{F}_{\text{к4}}$  — векторы сил и моментов, действующих на корпус планера от колес;  $\mathbf{x}_{\text{ООШ1}}—\mathbf{x}_{\text{ООШ2}}$  — векторы геометрических координат осей тормозных колес.

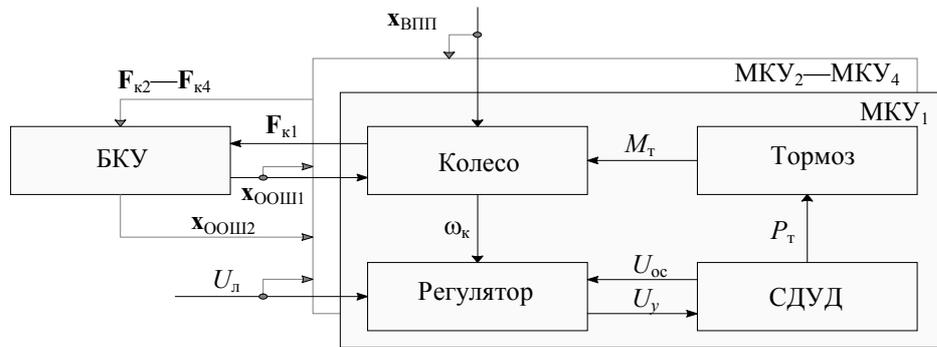


Рис. 1

*Регулятор* представляет собой микропроцессорное устройство, которое в зависимости от значения угловой скорости тормозного колеса  $\omega_{\text{к}}$  и сигналов от датчика тормозного давления  $U_{\text{л}}$  и внутренней обратной связи по давлению  $U_{\text{ос}}$  формирует сигнал управления  $U_{\text{у}}$ . Он через интерфейсное устройство подключается к персональному компьютеру.

*СДУД* стенда — гидравлическая. При полунатурном моделировании целесообразно натурное исполнение гидравлической системы, поскольку такие системы часто имеют явно выраженные колебательные свойства, существенно меняющиеся под действием многих факторов, и прежде всего температуры в рабочем диапазоне от  $-55$  до  $+40$  °С.

*Тормоз* в натурной части стенда представляет собой замкнутый подпружиненный объем с датчиком тормозного давления. Нелинейная зависимость тормозного момента  $M_{\text{т}}$  от тормозного давления  $P_{\text{т}}$ , снятого с датчика тормозного давления, моделируется в программной части стенда.

*Колесо* в стенде реализовано программно. Эквивалентная схема тормозного колеса с упругой пневматической шиной в полунатурном стенде представляет собой два концентрических кольца, которые вращаются и закручиваются друг относительно друга: внутреннее кольцо, с моментом инерции  $J_{\text{w}}$ , жестко связанное с ободом колеса, и внешнее кольцо с моментом инерции  $J_{\text{pn}}$ , связанное с первым посредством пружины с жесткостью  $C_{\text{wt}}$  и демпфера с коэффициентом демпфирования  $K_{\text{wt}}$ . Его динамика может быть описана системой дифференциальных уравнений 3-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\varphi_w}{dt^2} &= \frac{J_w + J_{pn}}{J_w J_{pn}} \left[ C_{wt}\varphi_w + K_{wt} \frac{d\varphi_w}{dt} \right] + \frac{1}{J_{pn}} [F_n + F_d] r_{dn} [\mu_s + \varphi_w] + \frac{1}{J_w} M_b, \\ \frac{d\omega_w}{dt} &= \frac{1}{J_w} \left[ C_{wt}\varphi_w + K_{wt} \frac{d\varphi_w}{dt} - M_b \right]. \end{aligned} \right\}$$

Здесь  $\varphi_w$  — угол закручивания внешней части пневматической шины относительно центральной;  $\omega_w$  — угловая скорость центральной части пневматической шины и вращающего-

ся обода колеса;  $J_w$  — момент инерции центральной части пневматической шины вместе с ободом и тормозом;  $J_{pn}$  — момент инерции внешней части пневматической шины;  $C_{вт}$  — тангенциальная жесткость пневматической шины;  $K_{вт}$  — коэффициент демпфирования пневматической шины в тангенциальном направлении;  $F_n$  — нормальная реакция пневматической шины;  $F_d$  — компонент демпфирования пневматической реакции шины на сжатие;  $r_{dn}$  — динамический радиус пневматической шины;  $\mu_s$  — коэффициент скольжения в функции скольжения шины;  $f_w$  — коэффициент трения качения, который зависит от скорости и нагрузки колеса;  $M_b$  — тормозной момент колеса.

**Функциональная схема большого контура управления.** Под БКУ в данном случае понимается математическая модель пространственного движения самолета по земле, в которой учтены все основные силы и моменты, действующие на самолет при его наземном движении.

Функциональная схема БКУ представлена на рис. 2, где приняты следующие обозначения: НОШ — носовая опора шасси; ООШ<sub>1</sub>, ООШ<sub>2</sub> — основные опоры шасси;  $x_{пл}$  — вектор геометрических координат планера в самолетной системе координат (ССК);  $x_{ООШ1}$ ,  $x_{ООШ2}$  — вектор геометрических координат основных опор шасси в ССК;  $F_{к1}$  —  $F_{к4}$  — векторы сил и моментов, действующих на ООШ<sub>1</sub> и ООШ<sub>2</sub> соответственно со стороны тормозных колес;  $F_{ООШ1}$ ,  $F_{ООШ2}$  — векторы сил и моментов, действующих на самолет соответственно со стороны ООШ<sub>1</sub> и ООШ<sub>2</sub>;  $F_{НОШ}$  — вектор сил и моментов, действующих на самолет со стороны НОШ;  $F_a$  — вектор аэродинамических сил и моментов, действующих на самолет;  $F_d$  — вектор сил и моментов, действующих на самолет со стороны авиадвигателей.

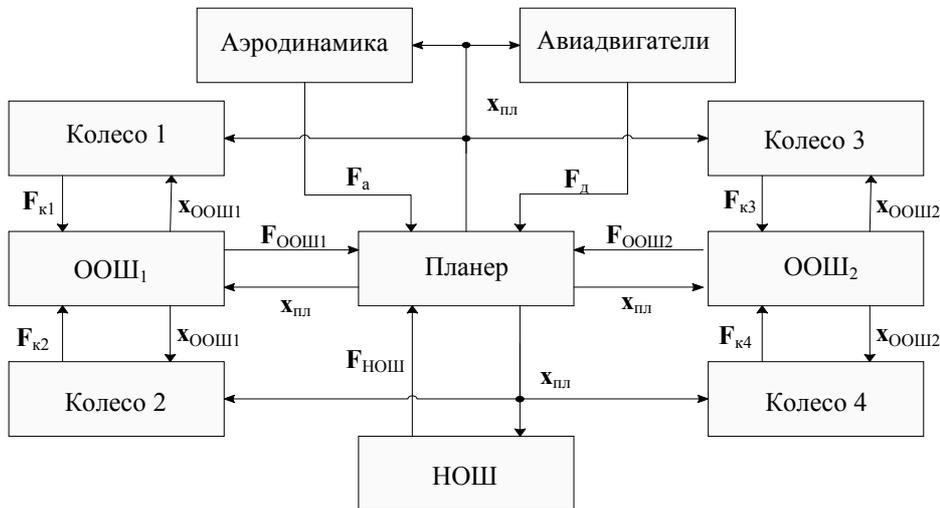


Рис. 2

В математических моделях элементов БКУ учтены их основные динамические свойства, для опор шасси это — амортизационные и демпфирующие характеристики, для аэродинамики — использование средств механизации крыла, для авиадвигателей — их скоростные, высотные и переходные характеристики.

Рассмотренный полунатурный стенд обеспечивает возможность проверить работоспособность и эффективность САА при различных алгоритмах торможения в условиях посадки (прерванного взлета) на ВПП с малым коэффициентом трения. Он моделирует работу САА и других бортовых систем самолета, а также обеспечивает возможность регистрации и статистической обработки параметров при испытании САА в различных условиях эксплуатации, в

том числе редких и крайне опасных. Особенно следует подчеркнуть возможность имитации отказных и аварийных режимов, таких как отказ тормозной системы, поломка авиадвигателя, невыпуск средств механизации крыла, заклинивание руля направления.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Установки для моделирования боевых действий самолетов и эффективность их применения (по материалам открытой иностранной печати): Обзор. М.: ЦАГИ, 1986. № 688.
2. Боднер В. А., Закиров Р. А., Смирнов И. И. Авиационные тренажеры. М.: Машиностроение, 1978.
3. Тренажерные системы / Под ред. В. Е. Шукинуова. М.: Машиностроение, 1981.
4. Красовский А. А., Лопатин В. И., Наумов А. И., Самолаев Ю. Н. Авиационные тренажеры. М.: Изд-во ВВИА им. Жуковского, 1992.
5. Красовский А. А. Основы теории авиационных тренажеров. М.: Машиностроение, 1995.
6. Богачева Н. А., Жуков А. Д. Цифровая модель послепосадочного торможения самолета (NiBiuM++). Свид-во об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2002610482. М.: Роспатент, 2002.
7. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6.5+Simulink 4/5 в математике и моделировании: Полное руководство пользователя. М.: Солон-Р, 2002.
8. Богачева Н. А., Жуков А. Д. Алгоритм управления торможением самолета на пробеге // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 11. Приложение. С. 6—9.

**Сведения об авторах**

- Надежда Анатольевна Богачева** — Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; ведущий программист; E-mail: az@aanet.ru
- Алексей Дмитриевич Жуков** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; E-mail: az@aanet.ru
- Сергей Алексеевич Жуков** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; E-mail: az@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

Ю. П. ИВАНОВ

## МЕТОД АДАПТИВНОЙ ОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ В НАВИГАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСАХ

Предложен метод непараметрической адаптивной оптимальной фильтрации дискретного сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной, в общем случае коррелированной, помехи измерения. Предполагается, что модель измерения является линейной, сигнал и помеха не коррелированы. В качестве исходной информации используются матрицы моментов второго порядка вектора помехи и модели измерения, а также приблизительное значение интервала квазистационарности сигнала.

**Ключевые слова:** оптимальная фильтрация, адаптация, непараметрическая неопределенность, линейная модель измерения, марковский сигнал, коррелированная помеха, пространство состояний, модель авторегрессии — скользящего среднего.

Проектирование навигационных систем обработки информации часто происходит в условиях значительной априорной неопределенности статистических характеристик сигналов и помех измерения. В процессе эксплуатации навигационных систем статистические характеристики наблюдаемых сигналов могут непредсказуемо изменяться и значительно отличаться от исходной информации. В связи с этим классические методы обработки сигналов на основе уравнений Калмана и Стратановича, базирующихся на использовании полной исходной информации и оптимальной обработки сигналов, приводят к значительным ошибкам оценок навигационных параметров. Кроме этого, используемые классические алгоритмы обработки сигналов во многих случаях требуют значительных затрат на необходимую для работы память и производительность вычислительных средств при их реализации. Применяемые в настоящее время методы адаптивной обработки сигналов [1], к сожалению, не обладают желаемой универсальностью, а в случае параметрической априорной неопределенности требуют значительного объема исходной информации и достаточно сложны при их реализации. При использовании параметрической адаптивной оптимальной обработки информации предполагаются априори известными законы распределения и структуры моделей сигналов и помех измерения, которые часто не соответствуют реальным случайным процессам, протекающим в информационно-измерительной системе. В этом случае не всегда удается достичь точности получаемых оценок, а процесс адаптивной фильтрации может расходиться.

Поэтому для устранения указанных недостатков был разработан адаптивный оптимальный способ дискретной фильтрации сигналов в условиях полной априорной неопределенности относительно модели и параметров сигнала, принимаемого на фоне, в общем случае коррелированной помехи. Алгоритм фильтрации сигналов на основе данного метода является достаточно простым, обладает универсальностью в том смысле, что структура алгоритма инвариантна к моделям сигнала как при представлении сигнала в пространстве состояний, так и в виде модели авторегрессии — проинтегрированного скользящего среднего [2]. Структура адаптивного алгоритма также инвариантна к наличию или отсутствию корреляции помехи измерения.

Предлагаемый алгоритм устойчив в работе, а адаптивные оценки навигационных параметров, полученные на основе предложенного алгоритма, сходятся к оптимальным оценкам, полученным на основе классических алгоритмов в условиях полной априорной определенности.

Эти алгоритмы могут работать и в условиях полной определенности, но их структура при обеспечении эквивалентной точности оценки значительно проще структуры алгоритма фильтрации Калмана, также отпадает необходимость в решении уравнения Риккати. В качестве недостатка метода, присущего всем адаптивным алгоритмам, можно отметить наличие существенного интервала адаптации процесса оценки, величину которого, правда, можно минимизировать.

Рассмотрим следующую линейную модель дискретного измерения сигнала:

$$\mathbf{Y}_j = \mathbf{R}_j \mathbf{X}_j + \mathbf{H}_j, \quad j=1, 2, \dots, \quad (1)$$

где  $\mathbf{X}_j$  — произвольный полезный сигнал размерности  $m \times 1$  в момент времени  $j$ , математическая модель и статистические параметры которого неизвестны. Каждая составляющая векторного сигнала представляет собой марковскую последовательность неизвестного  $k_i$ -го порядка ( $i=1, \dots, m$ ),  $\mathbf{R}_j$  — известная  $(n \times m)$ -матрица измерения,  $\mathbf{H}_j$  — вектор помех измерения размерности  $n \times 1$ .

Моделью каждого компонента векторной помехи является марковская последовательность известного порядка  $p_r \times 1$  ( $r=1, \dots, n$ ). Известны  $(n \times n)$ -матрицы начальных одномерных моментов второго порядка  $\mathbf{N}_{\mathbf{H}}^j$  векторной марковской последовательности  $\mathbf{H}_j$  в  $j$ -й момент времени и двумерных моментов второго порядка  $\mathbf{N}_{\mathbf{H}}^{j,j-f}$  размерности  $(f \times n) \times n$  на интервале, определяемом  $f\Delta$ , где  $\Delta$  — интервал дискретизации,  $f$  — предполагаемый максимальный порядок компонент марковского сигнала. Полезный сигнал и помеха измерения предполагаются взаимно некоррелированными. Если случайная последовательность, определяющая сигнал, не является стационарной, будем предполагать, что известен минимальный интервал квазистационарности компонент сигнала. В качестве критерия оптимальности используем среднеквадратическую ошибку (СКО) оценки. Будем искать алгоритм оптимальной оценки после окончания процесса адаптации в классе линейных алгоритмов. Если законы распределения сигнала и погрешностей являются нормальными, то полученная оценка после окончания процесса адаптации будет оптимальной в классе любых оценок, в альтернативном случае оценка будет оптимальной только в классе линейных оценок [3].

Сформируем входной сигнал размерности  $(m \times (k+1)) \times 1$  адаптивного фильтра, обеспечивающий рекуррентную обработку информации, в следующем виде:

$$\mathbf{Z}^{j,j-k} = \left\| \mathbf{Y}1_j, \hat{\mathbf{X}}_{j-1}^*, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{j-k}^* \right\|^T, \quad (2)$$

где  $\mathbf{Y}1_j = (\mathbf{R}_j^T \cdot \mathbf{R}_j)^{-1} \cdot \mathbf{R}_j^T \mathbf{Y}_j$  — приведенный к размерности сигнала результат измерения,  $\hat{\mathbf{X}}_{j-1}^*, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{j-k}^*$  — векторы оптимальных оценок фильтрации и интерполяции сигналов  $\mathbf{X}_j, \dots, \mathbf{X}_{j-k}$  на шагах наблюдения  $j-1, \dots, j-k$ . Структура вектора  $\mathbf{Z}^{j,j-k}$  определяет структуру рекуррентного алгоритма фильтрации сигналов. Можно при формировании вектора  $\mathbf{Z}^{j,j-k}$  использовать линейные модели сигналов в виде процессов авторегрессии, скользящего среднего или авторегрессии — проинтегрированного скользящего среднего [2]. В этом случае размерность вектора  $\mathbf{Z}^{j,j-k}$  может уменьшиться.

Начальное значение вектора  $\mathbf{Z}^{j,j-k}$  можно определить в следующем виде:

$$\mathbf{Z}^{k+1,1} = \left\| \mathbf{Y}1_{k+1}, \dots, \mathbf{Y}1_1 \right\|^T,$$

где значение  $k$  определяется априори исходя из предположения о возможном минимальном порядке марковского процесса, определяющего модель полезного сигнала.

Как известно, оптимальная оценка по критерию минимума СКО в классе линейных оценок для рассматриваемой дискретной модели измерения определяется следующим выражением [4]:

$$\hat{\mathbf{X}}^{*j,j-k} = \mathbf{A}^{*j,j-k} \mathbf{Z}^{j,j-k} \quad (3)$$

В данном случае вектор  $\hat{\mathbf{X}}^{*j,j-k}$  размерности  $(m \times (k+1)) \times 1$  определяет оптимальные на текущем шаге  $j$  оценки сигналов  $\mathbf{X}_j, \dots, \mathbf{X}_{j-k}$ , полученные по результатам наблюдения входного сигнала фильтра  $\mathbf{Z}^{j,1}$  на всем интервале наблюдения. Матрица размерности  $(m \times (k+1)) \times (m \times (k+1))$  оптимального преобразования сигнала  $\mathbf{Z}^{j,j-k}$  будет в этом случае равна [4]:

$$\mathbf{A}^{*j,j-k} = \mathbf{M}[\mathbf{X}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] \cdot \mathbf{M}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T]^{-1}, \quad (4)$$

где  $\mathbf{X}^{j,j-k} = \|\mathbf{X}_j, \dots, \mathbf{X}_{j-k}\|^T$  — вектор-столбец размерности  $(m \times (k+1)) \times 1$  сигналов на шагах  $j, \dots, j-k$  наблюдения.  $\mathbf{M}[\ ]$  — оператор математического ожидания. Начальное значение матрицы оценки можно определить в виде единичной матрицы размерности  $(m \times (k+1)) \times (m \times (k+1))$ . Оценку матрицы  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T]$  в процессе адаптации можно найти в случае стационарной последовательности  $\mathbf{Z}_j$  с помощью рекуррентного соотношения

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] = & \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j-1,j-k-1} (\mathbf{Z}^{j-1,j-k-1})^T] + \\ & + \frac{1}{j} \left\{ \left[ \mathbf{Z}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T \right] - \hat{\mathbf{M}} \left[ \mathbf{Z}^{j-1,j-k-1} \cdot (\mathbf{Z}^{j-1,j-k-1})^T \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

и в случае нестационарных последовательностей  $\mathbf{Z}_j$  в следующем виде:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] = & \frac{1}{s} \sum_{i=j-1-s}^{j-1} \left[ \mathbf{Z}^{i,i-k} \cdot (\mathbf{Z}^{i,i-k})^T \right] + \\ & + \frac{1}{s} \left\{ \left[ \mathbf{Z}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T \right] - \frac{1}{s} \sum_{i=j-1-s}^{j-1} \left[ \mathbf{Z}^{i,i-k} \cdot (\mathbf{Z}^{i,i-k})^T \right] \right\}, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $j=k+1$  ( $k=2, \dots$ ),  $s$  — число дискретов, определяющих максимальный интервал квазистационарности компонентов сигнала  $\mathbf{X}_j$ ,  $\hat{\mathbf{M}}[\ ]$  — оценка математического ожидания. Матрицу  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T]$  можно представить в виде следующих подматриц:

$$\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] = \left\| \begin{array}{cc} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1 \cdot \mathbf{Y}_1^T] & \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1 \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k})^T] \\ \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1^{j-1,j-k} \cdot \mathbf{Y}_1^T] & \hat{\mathbf{M}}[\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k} \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k})^T] \end{array} \right\|, \quad (7)$$

где  $\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k} = \|\hat{\mathbf{X}}_{j-1}^*, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{j-k}^*\|^T$  — вектор оптимальных оценок сигналов  $\mathbf{X}_{j-1}, \dots, \mathbf{X}_{j-k}$ ,

$\mathbf{Y}_1^{j-1,j-k} = \|\mathbf{Y}_1_{j-1}, \dots, \mathbf{Y}_1_{j-k}\|^T$  — вектор преобразованных результатов измерений сигналов

$\mathbf{X}_{j-1}, \dots, \mathbf{X}_{j-k}$  на шагах наблюдения  $j-1, \dots, j-k$ . Для определения матрицы  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T]$

можно воспользоваться следующими очевидными соотношениями:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] = & \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] - \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{H}_1^{j,j-k} (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] = \\ = & \left\| \begin{array}{cc} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1 \cdot \mathbf{Y}_1^T] - \mathbf{N}_1^T \mathbf{H}_1 & \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1 \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k})^T] - \mathbf{M}[\mathbf{H}_1 \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k})^T] \\ \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}_1^{j-1,j-k} \cdot \mathbf{Y}_1^T] - \mathbf{N}_1^T \mathbf{H}_1 & \hat{\mathbf{M}}[\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k} \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1,j-k})^T] \end{array} \right\|, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\mathbf{H}_1^{j-1,j-k} = \|\mathbf{H}_1_{j-1}, \dots, \mathbf{H}_1_{j-k}\|^T$  — вектор преобразованных помех измерений  $\mathbf{H}_1_{j-r} =$

$= (\mathbf{R}_{j-r}^T \cdot \mathbf{R}_{j-r})^{-1} \cdot \mathbf{R}_{j-r}^T \mathbf{H}_{j-r}$  ( $r=1, \dots, k$ ) на шагах наблюдения  $j-1, \dots, j-k$ ,  $(m \times m)$ -матрица

$\mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^j = \mathbf{M}[\mathbf{H1}_j \times \mathbf{H1}_j^T]$ ,  $((k \times m) \times m)$ -матрица  $\mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^{j-1, j-k; j} = \mathbf{M}[\mathbf{H1}^{j-1, j-k} \times \mathbf{H1}_j^T]$ . Можно показать, что матрица  $\mathbf{M}[\mathbf{H1}_j \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1, j-k})^T]$  определяется рекуррентным способом с помощью следующего соотношения:

$$\mathbf{M}[\mathbf{H1}_j \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1, j-k})^T] = \left\| \mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^{j, j-1}, \mathbf{M}[\mathbf{H1}_{j-1} \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-2, j-k-1})^T] \right\| \cdot (\mathbf{A1}^{*j-1, j-k-1})^T, \quad (9)$$

где  $\mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^{j, j-1}$  —  $(m \times m)$ -матрица взаимных начальных вторых моментов векторов помех измерения сигналов  $\mathbf{H1}_j$  и  $\mathbf{H1}_{j-1}$  на шагах  $j$  и  $j-1$  наблюдения,  $\mathbf{A1}^{*j-1, j-k-1}$  — матрица оптимальной адаптивной фильтрации сигналов на  $(j-1)$ -м шаге измерения сигнала размерности  $(m \times (k+1)) \times m$ . Матрица  $\mathbf{A1}^{*j-1, j-k-1}$  размерности  $(m \times (k+1)) \times m$  является подматрицей матрицы  $\mathbf{A}^{*j-1, j-k-1}$ :

$$\mathbf{A}^{*j-1, j-k-1} = \left\| \mathbf{A1}^{*j-1, j-k-1} \quad \mathbf{A2}^{*j-1, j-k-1} \right\|.$$

Начальную матрицу  $\mathbf{M}[\mathbf{H1}_{k+1} \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*k, 1})^T]$  можно определить в следующем виде:

$$\mathbf{M}[\mathbf{H1}_j \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1, j-k})^T] = \mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^{k+1, 1}.$$

При определении соотношения (8) было использовано следствие теоремы ортогонального проецирования (теорема Пугачева) [4]:

$$\mathbf{M}[\mathbf{X}^{j, j-k} (\hat{\mathbf{X}}^{*j, j-k})^T] = \mathbf{M}[\hat{\mathbf{X}}^{*j, j-k} (\hat{\mathbf{X}}^{*j, j-k})^T].$$

Если моделями помех измерения являются белые последовательности, то алгоритм адаптивной оптимальной оценки сигналов значительно упрощается. В этом случае матрицы  $\mathbf{M}[\mathbf{H1}_j \cdot (\hat{\mathbf{X}}^{*j-1, j-k})^T]$  и  $\mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^{j-1, j-k; j}$  являются нулевыми при всех значениях  $j$ , а матрицу  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y1}_j \cdot \mathbf{Y1}_j^T] - \mathbf{N}_{\mathbf{H1}}^j$  при малом значении дискрета  $\Delta$  можно приближенно представить в следующем виде  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y1}_j \cdot \mathbf{Y1}_{j-1}^T]$ , т.е. в этом случае можно обойтись без знания начальных вторых моментов помехи измерения.

При этом  $m$  строк и  $m$  первых столбцов матрицы  $\mathbf{A}^{j, j-k}$  определяют подматрицу матрицы усиления Калмана.

Алгоритм фильтрации сигналов, определяемый соотношениями (2)—(9), применим как к случайным стационарным, так и к нестационарным последовательностям  $\mathbf{X}_j$  и  $\mathbf{H}_j$ . Необходимо только учитывать, что при рассмотрении процесса адаптации алгоритма оптимальной фильтрации случайных нестационарных последовательностей  $\mathbf{X}_j$  и  $\mathbf{H}_j$  интервал осреднения  $s\Delta$  матрицы фильтрации  $\mathbf{A}^{j, j-k}$  должен выбираться из следующих условий:  $s\Delta > \tau_{Xj}$ ,  $s\Delta < t_{Xj}$ , где  $\tau_{Xj}$  — предполагаемый максимальный интервал корреляции компонентов последовательности  $\mathbf{X}_j$ ,  $t_{Xj}$  — минимальный интервал локальной стационарности компонентов последовательности  $\mathbf{X}_j$ . Первое из этих условий ( $s\Delta > \tau_{Xj}$ ) необходимо, чтобы случайные ошибки приближения матриц  $\xi_1 = \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j-k} (\mathbf{Z}^{j-k})^T] - \mathbf{M}[\mathbf{X}^{j-k} (\mathbf{Z}^{j-k})^T]$ ,  $\xi_2 = \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j-k} (\mathbf{Z}^{j-k})^T] - \mathbf{M}[\mathbf{Z}^{j-k} (\mathbf{Z}^{j-k})^T]$  были достаточно малыми, второе условие ( $s\Delta < t_{Xj}$ ) обеспечивает однородность выборки процесса  $\mathbf{Z}_j$  и несмещенность оценок матриц. В случае стационарных последовательностей  $\mathbf{X}_j$ ,  $\mathbf{H}_j$  значение  $s=j$ .

Для оценки качества адаптивной фильтрации и интерполяции сигналов можно использовать два подхода. Во-первых, оценку СКО адаптивной дискретной фильтрации применительно к рассматриваемой постановке задачи можно получить на основе соотношения, справедливого для произвольной оценки:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{E}^{*j,j-k} \cdot (\mathbf{E}^{*j,j-k})^T] &= \hat{\mathbf{A}}^{*j,j-k} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] (\hat{\mathbf{A}}^{*j,j-k})^T + \\ &+ \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] (\mathbf{A}^{*j,j-k})^T - (\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] (\mathbf{A}^{*j,j-k})^T)^T + \\ &+ \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{X}^{j,j-k})^T], \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\mathbf{E}^{*j,j-k} = \hat{\mathbf{X}}^{j,j-k} - \mathbf{X}^{j,j-k}$  — ошибка адаптивной оптимальной оценки.

Оценку матрицы среднеквадратических значений сигнала  $\mathbf{X}^{j,j-k}$  можно определить следующим образом:

$$\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{X}^{j,j-k})^T] = \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Y}1^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Y}1^{j,j-k})^T] - \mathbf{N}1_{\mathbf{H}1}^{j,j-k}, \quad (11)$$

где вектор  $\mathbf{Y}1^{j,j-k}$  размерности  $(m \times (k+1)) \times 1$  результатов измерений, полученных в  $j, j-1, \dots, j-k$  дискретные моменты времени, матрица  $\mathbf{N}1_{\mathbf{H}1}^{j,j-k}$  размерности  $(m \times (k+1)) \times (m \times (k+1))$  определяет матрицу среднеквадратических значений вектора  $\mathbf{H}1^{j,j-k}$ .

Во-вторых, оценку СКО рассматриваемого алгоритма фильтрации можно получить, пользуясь соотношением, определяющим только оценку оптимальной фильтрации в соответствии со следующим выражением [4]:

$$\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{E}^{*j,j-k} \cdot (\mathbf{E}^{*j,j-k})^T] = \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{X}^{j,j-k})^T] - \mathbf{A}^{*j,j-k} \hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}^{j,j-k})^T] (\mathbf{A}^{*j,j-k})^T. \quad (12)$$

В рассматриваемом методе фильтрации после окончания процесса адаптации в любой момент времени  $j$  СКО оценок фильтрации и интерполяции, определяемые по формулам (7)—(10), теоретически должны быть равны. Определение порядка марковости и параметров сигнала  $\mathbf{X}_j$  осуществляется путем нахождения размерностей вектора  $\mathbf{Z}1^{j,j-k}$ , соответствующего минимуму СКО оценок вектора  $\mathbf{X}^{j,j-k}$ , определяемых соотношениями (10) или (12) при их практическом совпадении. Учитывая, что в большинстве случаев реальные случайные процессы, определяющие сигналы и помехи измерения, имеют порядок марковости  $k \leq 3$ , то процедура идентификации свойства марковости исследуемого процесса не вызывает технических затруднений, и в качестве начального исследуемого порядка марковости имеет смысл принимать наименьшее значение ( $k=2, 3$ ). Об окончании времени адаптации алгоритма обработки сигналов можно судить по оценкам разностей соответствующих диагональных элементов матриц (10) и (12). Если при каком-либо значении  $j$  эти оценки становятся меньше по модулю заданного значения  $\delta$  и в течение определенного интервала времени не выходят за его пределы, принимается решение об окончании периода адаптации алгоритма фильтрации или интерполяции сигналов.

Таким образом, предлагаемый метод адаптивной оптимально-инвариантной дискретной фильтрации сигналов позволяет производить оценку полезного сигнала в условиях значительной априорной неопределенности статистических характеристик сигналов. Устойчивость и сходимость предлагаемого адаптивного алгоритма, проверенные при моделировании различных задач фильтрации сигналов, объясняются тем, что в процессе адаптации неизвестные модели погрешностей автоматически уточняются в виде матриц  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{X}^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}1^{j,j-k})^T]$ ,  $\hat{\mathbf{M}}[\mathbf{Z}1^{j,j-k} \cdot (\mathbf{Z}1^{j,j-k})^T]$  в соответствии с реальными выборками  $\mathbf{Y}_j$  ( $j=1, 2, \dots$ ) наблюдаемого сигнала измерителей.

Проведенный анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод, что предлагаемый метод адаптивной оптимальной обработки сигналов дает возможность обеспечить для широкого класса помех измерения в значительном диапазоне отношения средних значений сигнала к помехе устойчивые оптимальные фильтрацию и интерполяцию произвольного полезного сигнала с автоматическим определением порядка марковости сигнала и момента времени окончания процесса адаптации алгоритма оптимальной фильтрации сигналов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Огарков М. А. Методы статистического оценивания параметров случайных процессов. М.: Энергоатомиздат, 1990. 208 с.

2. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов прогноз и управление. Вып. 1. М.: Мир, 1974. 406 с.
3. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 320 с.
4. Иванов Ю. П., Синяков А. Н., Филатов И. В. Комплексирование информационно-измерительных устройств летательных аппаратов. Л.: Машиностроение, 1984. 208 с.

**Сведения об авторе**

**Юрий Павлович Иванов** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения; E-mail: yri35@mail.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

УДК 621.396

Н. В. МИХАЙЛОВ

## АВТОНОМНАЯ НАВИГАЦИЯ КОСМИЧЕСКИХ КОРАБЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОДНОЧАСТОТНОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ GPS

Представлен метод определения относительных координат искусственных спутников Земли, эффективность которого проверена, в частности, с использованием GPS-данных, записанных в ходе выполнения проекта GRACE. Результаты обработки экспериментальных данных показывают удовлетворительное качество оценки относительных координат на базах до 10 км при доле правильных оценок выше 99,5 %.

**Ключевые слова:** GPS, ГЛОНАСС, спутниковая навигация, относительная навигация, автономная навигация.

**Введение.** Так называемый „полет строем“ (*formation flying*) в настоящее время считается одним из наиболее перспективных подходов к освоению околоземного космического пространства. По сравнению с одиночным полетом распределение измерительной аппаратуры и датчиков по разнесенным в пространстве космическим аппаратам (КА) обладает существенными преимуществами в надежности за счет избыточности и в функциональных возможностях — за счет увеличения числа датчиков и их пространственного разнесения. Кроме того, полет строем позволяет проводить многие научные космические эксперименты, не осуществимые при одиночных полетах. К таким экспериментам можно отнести интерферометрические наблюдения, получение высокоточных фотоснимков земной поверхности и изучение гравитационного поля Земли. Для выполнения полета строем необходима относительная навигация, т.е. определение относительного расстояния и относительной скорости между КА. Важно подчеркнуть, что для целей оперативного управления относительная навигация должна осуществляться в режиме реального времени.

Использование спутниковых радионавигационных систем (СРНС) для относительной навигации КА является естественным выбором разработчиков космических систем, оно интенсивно обсуждалось в последние годы [1—5]. Как отмечалось ранее [6], в указанных работах использованы данные симулятора сигналов СРНС, отсутствуют обработка данных в режиме реального времени и решение задачи не на борту КА, а на Земле. Для автономной относительной навигации требуется определять вектор взаимного положения двух космических кораблей на борту (без связи с наземными станциями) в реальном масштабе времени. Указанные выше особенности работ [1—5] не позволяют применить разработанные методы для автономной относительной навигации. В последние 4—5 лет были опубликованы работы

по обработке данных эксперимента GRACE (см., например, [7, 8]), которые показывают возможности наземной постобработки, но не предоставляют решения задачи автономной относительной навигации.

В 2008—2009 гг. опубликованы статьи [6, 9], в которых был предложен метод разрешения неоднозначности фазовых измерений GPS и рассматривалось применение этого метода для автономной относительной навигации космических кораблей. Апробация предложенного метода относительной навигации проводилась в два этапа. На первом этапе решалась задача относительной навигации без ионосферной погрешности (по двухчастотным измерениям). На этом этапе описанный в [6] метод применялся к двухчастотным измерениям GRACE. Задачей была апробация предложенного метода относительной навигации в условиях, когда ионосферная погрешность отсутствует. На втором этапе моделировались одночастотные измерения с учетом ионосферной погрешности для коротких баз относительной навигации. Задачей этого этапа было определение размеров баз, при которых предложенный метод относительной навигации применим к измерениям, включающим в себя ионосферную погрешность. Было проведено исследование границ применимости предложенного метода относительной навигации при использовании одночастотных измерений.

Целью настоящей работы является применение метода разрешения неоднозначности фазовых измерений GPS, описанного в [6], для автономной относительной навигации космических кораблей при использовании одночастотных измерений, необходимого для создания основ проектирования гражданской аппаратуры, предназначенной для коммерческой реализации. Это и определило необходимость верификации предложенного метода относительной навигации при использовании одночастотных измерений по экспериментальным данным.

**Особенности относительной навигации в космосе.** Задача определения взаимного положения искусственных спутников Земли (ИСЗ) по сигналам навигационных спутников (НС) имеет некоторые общие черты с аналогичной задачей для наземных пользователей, но содержит и ряд существенных отличий.

Для низкоорбитальных спутников (НОС) не возникает проблемы недостаточного созвездия видимых НС, поскольку высота орбит НОС составляет сотни километров, а орбиты НС имеют высоту примерно 20 тыс. км. Количество видимых НС и их геометрический фактор для НОС принципиально не отличаются от наблюдаемых наземными потребителями [10]. Несмотря на сходство количества видимых НС и геометрического фактора для НОС и для наземных потребителей, навигация НОС имеет свою специфику.

Так, поскольку НОС обращается вокруг Земли намного быстрее, чем НС, состав видимых для НОС наземных спутников изменяется значительно чаще. Быстрая смена созвездия и малое время прохождения НС влияют как на плавающее решение, так и на фиксированное. Малое время прохождения снижает эффективность фильтрационных методов обработки измерений, таких как сглаживание псевдодальномерных измерений по измерениям фазы несущей частоты (CAS — *computer aided smoothing*) и использование фильтров Калмана при вторичной обработке. Фильтрационные методы направлены на подавление медленноменяющихся составляющих ошибок измерений и, естественно, они нуждаются в достаточно продолжительном интервале непрерывного поступления измерений. Иногда говорят об инерционности решения, имея в виду возможность учета полученных ранее измерений при определении текущего положения. Чем больше интервал времени, на котором используются ранее полученные измерения, тем выше инерционность решения. Очевидно, что уменьшение инерционности решения, вызванное малым временем прохождения НС, неблагоприятно сказывается на точности получаемого плавающего решения.

Малое время прохождения двояко сказывается на фиксированном решении. Во-первых, нахождение фиксированного решения становится затруднительным из-за низкой точности плавающего решения. Во-вторых, небольшое время прохождения означает увеличение доли измерений несущей, полученных на близких по времени измерениях. Такие фазовые измере-

ния сильно коррелированы между собой и их использование затрудняет разрешение фазовой неоднозначности.

Еще одной особенностью относительной навигации НОС, как и вообще любых спутников, является отсутствие тропосферных ошибок, неизбежных для наземных потребителей. Вместе с тем на околоземных орбитах остается существенным влияние ионосферы, которая простирается до 1,5 тыс. км и вызывает погрешности измерения задержки сигнала от НС. Для двухчастотных приемников ионосферная погрешность может быть исключена. Однако используя одночастотные приемники, ионосферную погрешность необходимо учитывать при обработке измерений. При этом следует иметь в виду, что разработанные для наземных потребителей алгоритмы расчета поправок на ионосферную погрешность не годятся для НОС. Это связано с тем, что при расчете поправок для наземных пользователей используется допущение о том, что ионосфера представляет собой тонкий слой, расположенный на высоте максимальной плотности электронного содержания [11]. Такое допущение неприемлемо для НОС, которые фактически не выходят за пределы ионосферы. Для НОС плотность электронного содержания по линии распространения сигнала от КА спутниковых радионавигационных систем к НОС изменяется сложным образом, в частности, линия распространения сигнала может дважды пересекать уровень наибольшей плотности электронного содержания.

Наконец, еще одной важной особенностью относительной навигации НОС по сигналам СРНС является жесткое ограничение на объем вычислительных затрат [12]. В этой связи особенно актуально построение вычислительно эффективных методов относительной навигации. Настоящая статья посвящена обсуждению возможности применения вычислительно эффективного метода разрешения фазовой неоднозначности [6] к относительной навигации НОС. Как и для наземных потребителей, основные усилия при решении этой задачи направлены на минимизацию вычислительных затрат, связанных с наиболее трудоемким этапом — исключением неоднозначности фазовых измерений, т.е. с фиксированным решением.

**GPS-данные проекта GRACE.** Эффективность разработанного метода определения относительных координат проверена, в частности, с использованием GPS-данных, записанных в ходе выполнения проекта GRACE (Gravity Recovery And Climate Experiment). GRACE является совместным проектом NASA (National Aeronautics and Space Administration, США) и DLR (Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Германия). Основная цель проекта — исследование гравитационного поля Земли с помощью датчиков, расположенных на двух НОС.

Оба НОС (GRACE A/B) снабжены одинаковыми приемниками GPS для решения навигационной задачи. Приемники используют кодовые и фазовые измерения на двух частотах. В открытом доступе имеются записи измерений GPS, с помощью которых можно апробировать алгоритмы обработки информации GPS на НОС. Помимо навигационных GPS-антенн, расположенных сверху, на борту НОС размещены антенны для измерения взаимного положения с помощью радиосигналов в специальной полосе частот (K-band), а также лазерные дальнометры, также предназначенные для уточнения орбит спутников. Кроме того, имеются блоки акселерометров для измерения ускорений и астрономическая система определения ориентации. Совокупность указанных навигационных средств обеспечивает высокоточное позиционирование спутников GRACE. Массивы координат, полученных в результате постобработки, открыты для общего пользования и могут рассматриваться как эталонные данные при проверке эффективности собственных алгоритмов обработки навигационной информации.

Спутники GRACE движутся по компланарным, околополярным орбитам. Между НОС поддерживается номинальное расстояние 220 км при допустимом его увеличении на 50 км. Спутники не выходят за пределы ионосферы, а база относительной навигации превышает 200 км и ее нельзя полагать „короткой“.

**Результаты обработки двухчастотных данных GRACE.** На рис. 1 представлены результаты решения задачи относительной навигации (длина базы ~250 км) по вторым разностям двухчастотных измерений, полученных приемниками GRACE A/B [9]. На трех

верхних графиках тонкими линиями изображены разности полученных в ходе решения оценок относительных координат и эталонных значений из пакета GNV. Жирные линии передают утроенные среднеквадратические значения ошибки (СКО), рассчитанные при решении. Затемненные области графиков — это интервалы, где фиксированное решение оказалось невозможным и имеется только плавающее решение, не учитывающее целочисленного характера периодов фазы. Отметим, что отсутствие фиксированного решения в начале интервала обусловлено необходимостью исключения неоднозначности сразу для всех НС. По существу, начало интервала соответствует ситуации возобновления приема сигналов GPS после перерыва. На четвертом сверху графике приведена квадратичная норма разности трехмерных векторов полученного и эталонного решений, т.е. пространственное отклонение от эталонного решения. Для сравнения здесь приведены графики квадратичных норм для однозначного и плавающего решения (соответственно тонкая и жирная линии). На нижнем графике показаны число видимых спутников (жирная линия) и соответствующий им геометрический фактор (тонкая линия).

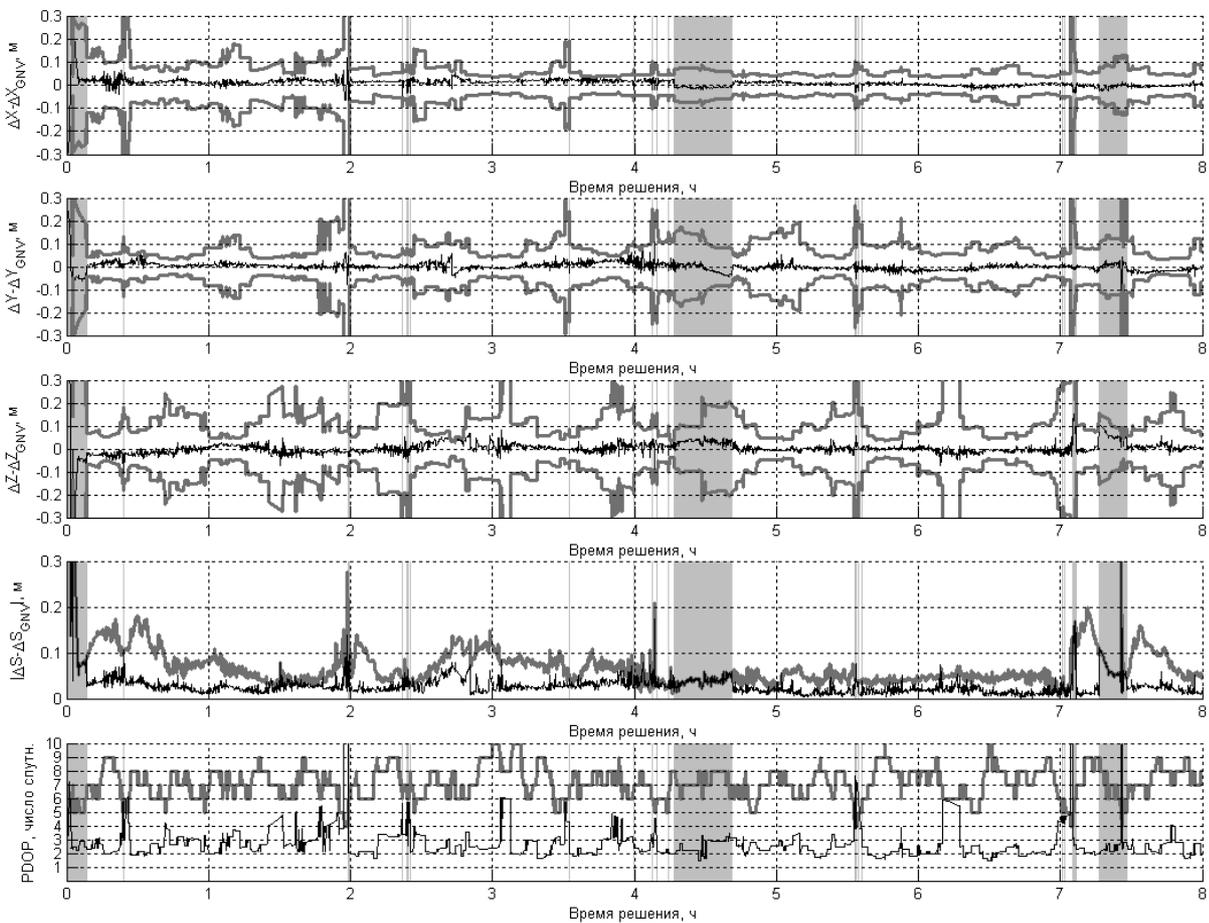


Рис. 1

Из рис. 1 видно, что фиксированное решение удается получить примерно в 90 % случаев. Там, где фазовая неоднозначность исключена, отклонение от GNV-решения, как правило, не превышает 5 см. Эти отклонения укладываются в расчетный коридор утроенных среднеквадратических значений, т.е. точность полученного решения оценивается адекватно.

**Результаты моделирования одночастотных данных.** Одна из основных проблем, возникающих при обработке данных эксперимента, — влияние ионосферных ошибок на точность относительной навигации при использовании одночастотных измерений. Для анализа возможности получения фиксированных решений по одночастотным измерениям автором было проведено моделирование ионосферной ошибки для двух НОС, расположенных на раз-

личных базах [9]. В качестве траектории одного из НОС была принята реальная траектория GRACE B. Моделирование ионосферных ошибок проводилось путем интегрирования плотности электронного содержания по линии распространения сигналов от НС. Моделировались шумовые составляющие кодовых и фазовых измерений с гауссовым распределением и со среднеквадратическими значениями, которые использовались в алгоритме двухчастотного решения. Чтобы сравнение было объективным, для всех баз использовались одни и те же смоделированные реализации шумовых составляющих измерений.

Результаты моделирования приведены в таблице, из которой видно, что увеличение длины базы до значений превышающих 40 км, ведет к достаточно частым и продолжительным перерывам в получении однозначного решения и повышению процента ложных решений.

**Результаты одночастотного решения для разных баз относительной навигации**

| Длина базы, км | Доля фиксированных решений, % | Доля правильных решений, % | СКО эталонного решения, см |
|----------------|-------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| 1              | 99,4                          | 100                        | 1                          |
| 10             | 99,1                          | 100                        | 1,7                        |
| 20             | 98,0                          | 100                        | 2,5                        |
| 30             | 96,2                          | 99,97                      | 3,2                        |
| 40             | 95,2                          | 99,80                      | 4,1                        |
| 50             | 92,8                          | 99,60                      | 5,3                        |

**Результаты обработки одночастотных данных GRACE.** Результаты моделирования одночастотных данных, приведенные выше, требовали экспериментальной проверки. Эта задача представлялась практически неразрешимой, поскольку номинальное расстояние между спутниками GRACE составляет 220 км, а границы применимости метода для одночастотных данных составляют 40—50 км. 10 декабря 2005 г. спутники GRACE выполняли маневр, который привел к сближению GRACE A и GRACE B до 400 метров. Полученные измерения GPS находятся в открытом доступе и представляют уникальную возможность для тестирования алгоритмов относительной навигации, использующих одночастотные данные.

На рис. 2 представлены результаты решения задачи относительной навигации (длина базы ~5 км) по вторым разностям одночастотных измерений, полученных приемниками GRACE A/B. Как и на рис. 1, на трех верхних графиках тонкими линиями изображены разности полученных в ходе решения оценок относительных координат и эталонных значений. Жирные линии передают рассчитанные утроенные среднеквадратические значения ошибки. В отличие от рис. 1, на рис. 2 практически отсутствуют затемненные области, т.е. удалось получить фиксированное решение почти на всем интервале наблюдения. На четвертом сверху графике приведена квадратичная норма разности трехмерных векторов полученного и эталонного решений, т.е. пространственное отклонение от эталонного решения. Отклонение решения от эталонного не превышает 3—4 см. На пятом графике показаны число видимых спутников (жирная линия) и соответствующий им геометрический фактор (тонкая линия), а на нижнем графике — база, т.е. расстояние между GRACE A и GRACE B.

Интересно сравнить результаты моделирования с обработкой реальных данных. Сравнивая данные рис. 2 и таблицы, можно заключить, что моделирование давало достоверные, но излишне оптимистичные результаты в части предсказанной точности решения.

На рис. 3 продемонстрировано расхождение решений, полученных для одночастотных и двухчастотных измерений. Показано, что существенное (более 10 см) расхождение между решениями наблюдается лишь в начале обработки. Такой результат ожидаем с учетом того, что фазовая неоднозначность разрешается практически на всем интервале наблюдения.

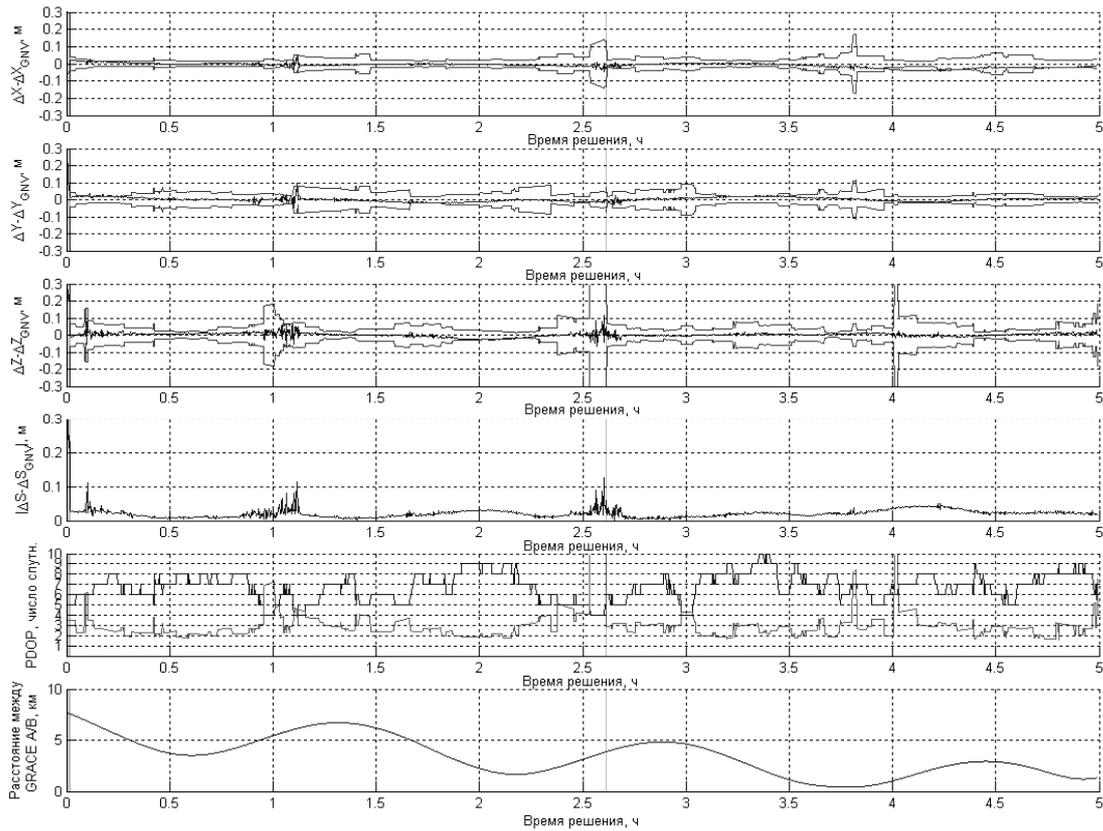


Рис. 2

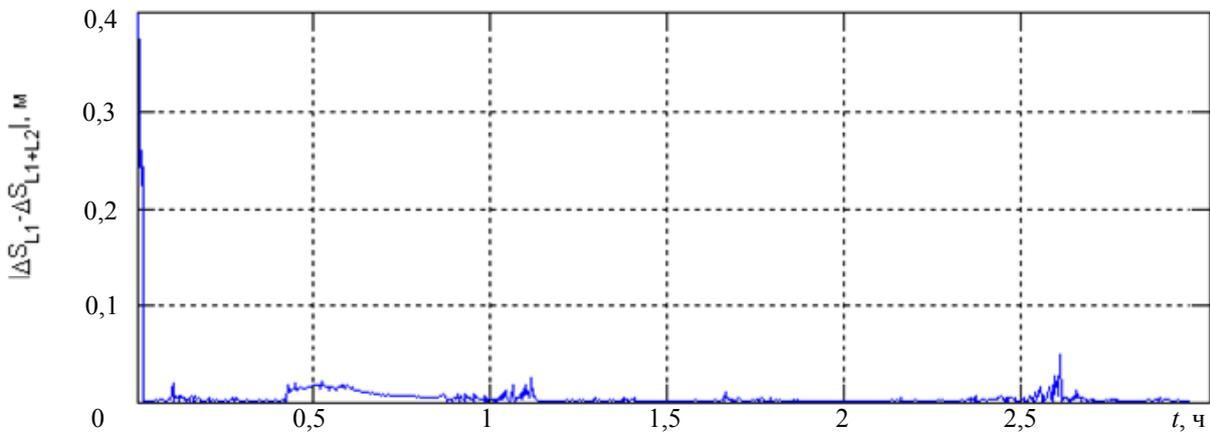


Рис. 3

**Заключение.** Разработанный метод относительной навигации апробирован на реальных одночастотных измерениях GPS, полученных на низкоорбитных спутниках GRACE с базой <math><10</math> км. Доля фиксированных решений составила более 99 %, а правильных — 99,55 %. Погрешность оценки относительных координат (расхождение с эталонным решением) для фиксированных решений находится на уровне 3—5 см. При этом вычисляемая при решении среднеквадратическая ошибка адекватна реальной ошибке.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Highsmith D., Axelrad P. Relative State Estimation Using GPS Flight Data from Co-Orbiting Spacecraft // Proc. ION GPS-99. Nashville, TN, September, 1999.
2. Ebinuma T. Precision spacecraft rendezvous using GPS: an integrated hardware approach. Ph.D. dissertation. University of Texas, 2001.

3. Миттнахт М., Хартрампф М., Васильев М. В., Михайлов Н. В. Высокоточная относительная навигация ИСЗ по спутникам системы GPS // IX Санкт-Петербургская междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. 2002.
4. Busse F. D. Precise Formation-State Estimation in Low Earth Orbit Using Carrier Differential GPS. Ph.D. dissertation. Stanford University, 2001.
5. Leung S., Montenbruck O. Real-Time Navigation of Formation Flying Spacecraft using Global Positioning System Measurements // J. Guidance, Control and Dynamics. Vol. 28(2). P. 226—235.
6. Kroes R. Precise relative positioning of formation flying spacecraft using GPS // Publications on Geodesy Delft, 2006. P. 61.
7. Kroes R., Montenbruck O., Bertiger W., Visser P. Precise GRACE baseline determination using GPS // GPS Solutions. 2005. Vol. 9. P. 21—31.
8. Shaer S. Mapping and Predicting the Earth's Ionosphere Using the Global Positioning System. 1999 [Electronic resource]: <<ftp://ftp.unibe.ch/aiub/papers/ionodiss.pdf>>.
9. Михайлов Н. В., Васильев М. В., Михайлов В. Ф. Автономная навигация космических кораблей с использованием GPS // Гироскопия и навигация. 2008. № 1.
10. [Электронный ресурс]: <<ftp://ftp.unibe.ch/aiub/ionosphere/doc/COD08443.ION>, <ftp://ftp.unibe.ch/aiub/ionosphere/doc/gimman.ps>>.
11. Михайлов Н. В., Михайлов В. Ф. Метод разрешения неоднозначности фазовых измерений GPS при относительной навигации космических объектов // Гироскопия и навигация. 2008. № 4.
12. Михайлов Н. В., Михайлов В. Ф. Применение метода разрешения неоднозначности фазовых измерений GPS для автономной относительной навигации космических кораблей // Гироскопия и навигация. 2009. № 1.
13. Михайлов Н. В., Михайлов В. Ф. Методы первичной обработки сигналов в радионавигационных приемниках космического базирования // Гироскопия и навигация. 2009. № 4.

#### *Сведения об авторе*

**Николай Викторович Михайлов** — канд. физ-мат. наук; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения; старший преподаватель; E-mail: nmikhailov@satnav.spb.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

УДК 004.05

С. А. ВЛАСОВ, В. В. БУРАКОВ

## ПОДХОД К СПЕЦИФИКАЦИИ СТРУКТУРНОЙ МОДИФИКАЦИИ КОДА БОРТОВОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Представлен подход к спецификации структурных модификаций бортового программного обеспечения, направленных на повышение показателей надежности и безопасности. Подход основан на применении модификаций, описанных графовыми продукциями над графовым представлением исходного кода.

**Ключевые слова:** рефакторинг, модификация, граф, продукция.

К программному обеспечению, входящему в состав бортовых комплексов, традиционно предъявляются повышенные требования по надежности и безопасности. Помимо этого, к важным свойствам таких программ относят высокое качество, поддающееся проверке, непротиворечивость, возможность повторного использования, низкую стоимость технического обслуживания, быструю интеграцию с аппаратными средствами, возможность переноса на другие платформы [1]. Вместе с тем не менее важным представляется

обеспечение такого качества бортового программного обеспечения, как сопровождаемость. Хороший уровень сопровождаемости обеспечивается оптимальной структурой программы, для достижения которой используется рефакторинг. К процессу рефакторинга программного обеспечения бортовых систем, как и к самим программам, предъявляются повышенные требования по надежности и безопасности. Обеспечить эти требования в отсутствие непротиворечивого математического базиса представляется практически невозможным [2].

Рефакторинг исходного кода объектно-ориентированных программ заключается в изменении структуры кода в соответствии с заданными в системе шаблонами. Большую работу по созданию таких шаблонов провел М. Фаулер [3], составив один из наиболее полных каталогов шаблонов рефакторинга. Каталог состоит более чем из 120 преобразований, применение которых упрощает работу программиста.

Наиболее близкими, с функциональной точки зрения, аналогами разрабатываемой системы являются Eclipse IDE и плагин, разработанный Jet Brains к среде разработки Microsoft Visual Studio — ReSharper. Функциональность обоих программных решений включает поиск дефектов, метрический анализ исходного кода и инструмент рефакторинга. Эти системы умеют определять явные стилистические, структурные и поведенческие дефекты исходного кода, предлагая несколько вариантов их решения, а инструмент рефакторинга помогает быстро изменить структуру исходного кода, сохраняя ее работоспособность. Основным недостатком указанных систем является ограниченность набора шаблонов и невозможность их пополнения [4]. Существует несколько подходов к реализации систем с пополняемым набором шаблонов, их различие заключается в способе представления исходного кода, и как следствие — способе представления шаблонов. Наиболее подходящей (ввиду своей математической природы) является теория графов, а наглядность представления программных сущностей и их поведения положительно сказывается на простоте задания самих шаблонов рефакторига.

**Модель представления исходного кода.** Для описания программных сущностей и их взаимоотношений были выбраны графы, а для описания преобразований — графовые морфизмы. В рассматриваемом подходе это будет помеченный типизированный граф. Дадим несколько определений.

*Ориентированный граф*  $G = (V, E, s, t)$  состоит из двух множеств, конечного множества  $V$ , элементы которого называются вершинами, и конечного множества  $E$ , элементы которого называются ребрами. Каждое ребро связано с упорядоченной парой вершин. Для обозначения вершин используются символы  $v_1, v_2, v_3, \dots$ , а для обозначения ребер — символы  $e_1, e_2, e_3, \dots$ . Если  $e_1 = (v_i, v_j)$ , то  $v_i$  и  $v_j$  называются оконечными вершинами  $e_1$ , при этом  $v_i$  — начальная вершина, а  $v_j$  — конечная вершина  $e_1$ . Функции  $s: E \rightarrow V$  и  $t: E \rightarrow V$  связывают с каждым ребром в точности одну начальную и одну конечную вершины [1].

*Помеченный граф.* Пусть  $L = (VL, EL)$ ,  $L$ -помеченный граф  $G$  представляет собой двойку  $(g, l)$  такую, что имеет место:

1)  $g = (V, E, s, t)$  — граф;

2)  $l = (vl: V \rightarrow VL, el: E \rightarrow EL)$  — пара функций пометки соответственно вершин и ребер, при этом  $vl$  является инъективной функцией.

*Помеченный типизированный граф.* Пусть  $T = (VT, ET)$  — пара непересекающихся конечных множеств предопределенных типов вершин и ребер.  $L$ -помеченный  $T$ -типизированный граф  $G$  является двойкой  $(g, type)$ , такой что  $g$  является  $L$ -помеченным графом, а  $type = (vt: V \rightarrow VT, et: E \rightarrow ET)$  — пара функций,  $vt$  связывает с каждой вершиной из  $V$  ее тип из  $VT$ , а  $et$  — с каждым ребром из  $E$  его тип из  $ET$ .

*Подграф.*  $H$  является подграфом  $G$  (обозначается  $H \subseteq G$ ) если существует инъективный графовый морфизм  $m: H \rightarrow G$ , называемый соответствием  $H$  в  $G$ .

Иными словами, каждая вершина и каждая дуга имеют соответственно тип как обязательный атрибут и, по необходимости, имя; каждая вершина связана с дугой, заканчивающейся другой вершиной. В графе не допускаются петли и связь двух вершин более чем одной дугой (параллельные дуги).

В качестве примера рассмотрим следующий участок исходного кода.

```
class Phone
{
    public:
    void dialNumber(int number);
    bool busy;
    Device dial;
};

public: void Phone::dialNumber(int number)
{
    dial->getDevice();
    busy = dial->line(number);
}
```

Вершины характеризуют такие программные сущности, как классы, методы, параметры. Примеры типов вершин приведены в табл. 1.

Таблица 1

| Тип | Описание          | Пример                     |
|-----|-------------------|----------------------------|
| Cl  | Класс             | class Phone                |
| Ty  | Тип               | void                       |
| Va  | Переменная        | busy                       |
| Si  | Сигнатура метода  | dialNumber(int number)     |
| Pa  | Параметр          | number                     |
| Bo  | Тело метода       | dial->getDevice();<br>...  |
| Ex  | Выражение         | busy = dial->line(number); |
| Vi  | Область видимости | public                     |

Дуги графа характеризуют отношения между двумя вершинами, такие как наследование, связь переменной с типом, область видимости и т.д. На рис. 1 изображен граф, соответствующий представленному выше исходному коду. Таким образом, ввиду отсутствия ограничений на типы дуг и вершин и их конечное число можно говорить о полноте, или адекватности, данной графовой модели исходному коду. Пример дуг представлен в табл. 2.



**Спецификация преобразований исходного кода.** Для описания преобразований (рефакторингов) используется теория перезаписи (перезаписывания) графов. Рефакторинг состоит из набора графовых продукций, представляющих собой логически законченные этапы преобразования исходного кода в соответствии с сутью самого преобразования.

*Продукция  $p:(L \rightarrow R)$*  состоит из имени продукции  $p$  и инъективного частичного графового морфизма  $r$ , называемого морфизмом продукции. Графы  $L$  и  $R$  — соответственно левая и правая части продукции.

При перезаписи графа в левой части продукции описываются те вершины и ребра, которые должны присутствовать в исходном графе, а в правой — вид этой части графа после применения продукции. Частичный морфизм описывает отношения объектов левой части продукции  $L$  к правой  $R$ . Соблюдается ряд правил:

- объекты, не описанные морфизмом, удаляются;
- объекты правой части продукции, не имеющие прообраза в левой части, создаются заново;
- объекты, не изменяемые морфизмом, формируют контекст продукции.

Любой рефакторинг имеет ряд ограничений, или условий применимости к конкретному исходному коду. Например, переименование переменной не должно создать переменную с одинаковым именем в одной и той же области видимости имен, приводя тем самым к ошибке. Таким образом, к набору продукций добавляются условия, описанные одиночными, недопустимыми графами. Присутствие вершин и ребер недопустимого графа в графе исходного кода показывает невозможность выполнения данного рефакторинга, соответственно поиск недопустимых графов в графе исходного кода производится до выполнения преобразований.

Для практического применения графовое описание рефакторинга должно иметь обобщенный характер, т.е. отвечать двум критериям:

- не зависеть от таких деталей кода, как имена программных сущностей, их тип, и порядка следования операторов исходного кода;
- поддерживать множественную параметризацию.

Для обеспечения множественности входных параметров в качестве входных данных также выбран граф. Пользователь выделяет участок кода, который в преобразованном виде поступает на вход и служит шаблоном для заполнения графов рефакторинга. Первый критерий обеспечивается путем выделения трех категорий имен вершин и дуг:

- вершины, заполняемые из графа входных параметров;
- вершины, требующие дополнительного ввода (например, имени новой переменной при переименовании);
- вершины, логическим значением которых является „все“.

Для простоты задания в имя вводится расширение „%“ или „@“, или „\*“. В свою очередь, сами имена, дополненные данным расширением, являются абстрактными обозначениями, определяющими соответствие между графами продукций, самими продукциями и графами условий. Вершины, имеющие подобные обозначения, заполняются в соответствии с графом входных параметров.

**Пример спецификации преобразования кода.** В качестве примера рассмотрим пространственный рефакторинг „выделение метода“. Суть данного рефакторинга заключается в выделении части кода, в основном самодостаточной, вынесении ее в новый метод, а также формировании списка формальных и фактических параметров.

*Создание нового метода.* Первым преобразованием необходимо создать заготовку для нового метода, т.е. описать прототип и тело метода, пока пустое. Левая и правая части этого преобразования представлены на рис. 2.

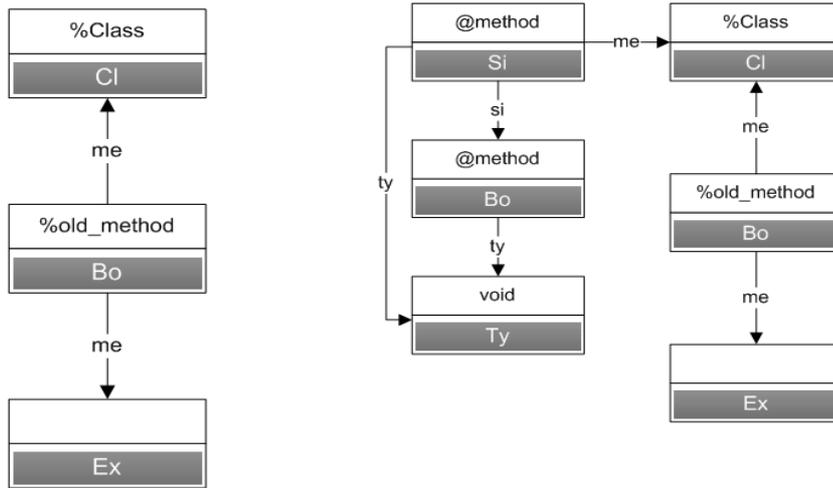


Рис. 2

Морфизм, определенный данной продукцией, создает в графе исходного кода вершины сигнатуры и реализации метода с именем `@method` и типом `void`. Связь вершин `%old_method` с вершиной `%Class` в обеих частях продукции определяет класс местоположения нового метода (в том же классе, что и оригинальный метод).

*Перемещение кода в новый метод.* На следующем шаге необходимо переместить выделенный пользователем исходный код в новый метод. Данное преобразование достаточно просто реализовать, поскольку в принятом описании вершин и дуг для обозначения строки кода используется последовательность вершин  $Bo:Ex \rightarrow Ex$ . Таким образом, каждая строка кода представляется набором выражений, соединенных одной дугой с вершиной „тело метода“ ( $Bo$ ). Следовательно, для перемещения кода в графе исходного кода необходимо для каждой вершины (подходящей для преобразования) произвести преобразование (рис. 3).

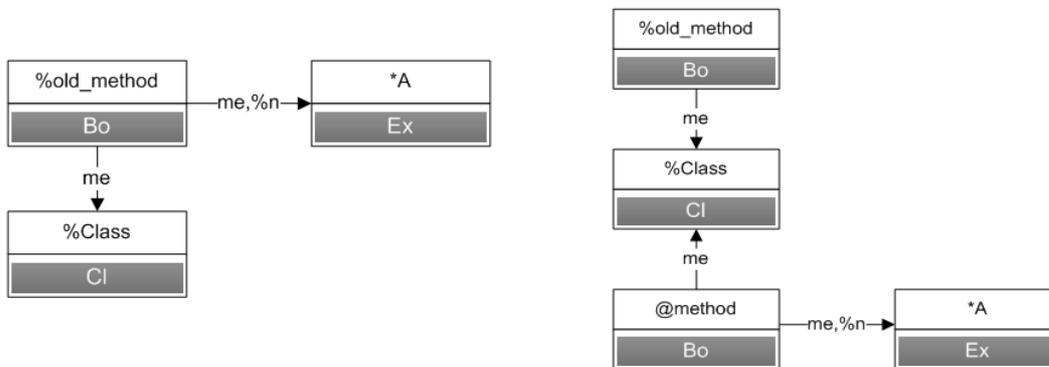


Рис. 3

В левой части продукции есть отношение  $me:Bo \rightarrow EX$ , обозначающее одно выражение в теле метода (одну строку кода). Имя вершины `%old_method` заполняется на этапе выполнения и принимает значение имени метода оригинального расположения кода. Вершина с именем `*A` обозначает необходимость выполнить данное преобразование для всех вершин такого типа из графа входных параметров. В правой части дуга перемещена из вершины старого метода в вершину нового.

*Добавление параметров функции.* Последним преобразованием необходимо создать формальные и фактические параметры нового метода и подставить его вызов в нужное место. Для этого выполним преобразование, показанное на рис. 4.

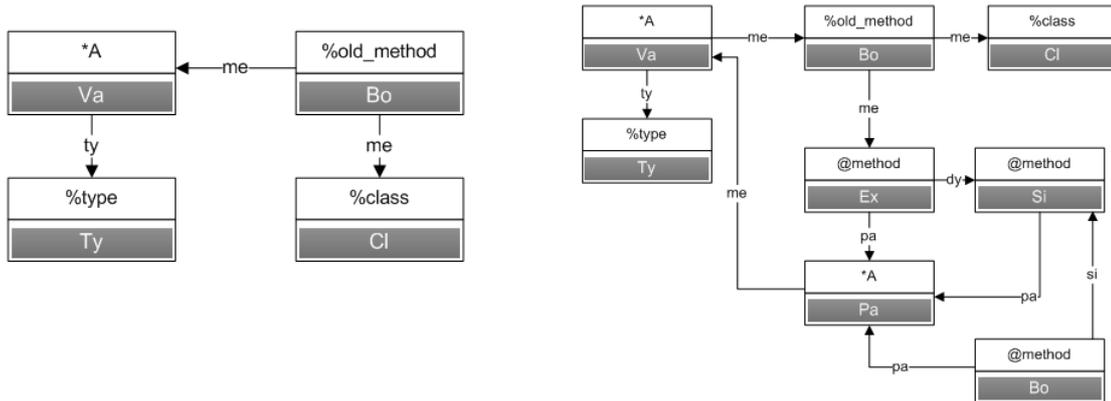


Рис. 4

Для сохранения работоспособности программы необходимо все переменные из перемещаемого кода проверить на локальную принадлежность к старому методу и вынести их в список параметров нового метода. В левой части фактически определяются локальные переменные (отношение  $me:Bo \rightarrow Va$ ). В правой — для найденных вершин создаются новые отношения:  $pa:Si \rightarrow Pa$  (формальный параметр метода),  $me:Pa \rightarrow Va$  (связь вершины формального параметра и вершины переменной),  $pa:Bo \rightarrow Pa$  (фактический параметр метода).

В заключение нужно отметить, что представленный в этой статье пример рефакторинга можно отнести к сложно описываемым, но даже для его воплощения потребовалось всего три набора продуктов. Данный подход в полной мере пригоден для описания любых структурных преобразований, он позволяет создавать группировки преобразований и новые (например, исправляющие стилистику кода) преобразования. Описанный подход является важным элементом системы контроля и улучшения качества программного обеспечения, способен обеспечить необходимую математическую основу для создания системы автоматизации преобразований, гарантировать требуемые уровни безопасности и надежности бортового программного обеспечения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Титов А.* Все, что вы хотели спросить о сертификации бортового программного обеспечения, но боялись узнать // Компьютерра. 2007. № 45.
2. *Бураков В. В.* Управление качеством программных средств. СПб: СПбГУАП, 2009. 206 с.
3. *Фаулер М.* Каталог паттернов рефакторинга 2010 [Электронный ресурс]: <refactoring.com>.
4. Рефакторинг с использованием шаблонов. М.: Вильямс, 2008. 510 с.

#### Сведения об авторах

- Станислав Александрович Власов** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра компьютерной математики и программирования; E-mail: zeronetlog@gmail.com
- Вадим Витальевич Бураков** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра компьютерной математики и программирования; E-mail: burakov@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию  
04.04.11 г.

## SUMMARY

P. 5—11.

### RADIO PERCEPTIBILITY OF ANTENNA WINDOWS OF HYPERSONIC AIRPLANE

In given article possibility of application of conformal and plane microstrip antenna arrays for hypersonic airplanes is considered. Several alternate designs of theirs for solving problem of radio perceptibility reduction in centimetric wave band are suggested.

**Keywords:** hypersonic airplane, microstrip antenna array, directional diagram, scattering cross-section.

#### *Data on authors*

- Anatoly A. Ovodenko* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; Rector; E-mail: zlata@aanet.ru
- Vladimir N. Krasnyuk* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Antennas and Maintenance of Electronics; Head of Department; E-mail: zlata@aanet.ru
- Alexander R. Bestugin* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Faculty of Radioengineering, Electronics and Communications; Dean; E-mail: zlata@aanet.ru
- Maxim B. Ryzhikov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Antennas and Maintenance of Electronics; E-mail: maxrmb@rambler.ru

P. 12—22.

### DATA CHARACTERISTICS OF THE MICROMECHANICAL GYROSCOPES BASED ON SILICON TECHNOLOGY MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS

General data characteristics of the different type of the micromechanical gyroscopes realized on silicon technology are analyzed. Give much attention to stabilization scale factor, frequency band, linearity and errors of transformation.

**Keywords:** micromechanical gyroscopes, microelectromechanical systems.

#### *Data on authors*

- Leonid A. Severov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of Orientation, Navigation and Stabilization; Head of Department; E-mail: severov@aanet.ru
- Stanislav K. Zolotarev* — Federal State Unitare Enterprise “Control Units Research Inctitute”, Head of Department; E-mail: stazolot@yandex.ru
- Natalia A. Ovchinnikova* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of Orientation, Navigation and Stabilization; Assistent; E-mail: reale@mail.ru
- Alexander I. Panferov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of Orientation, Navigation and Stabilization; E-mail: panferov@aanet.ru
- Valery K. Ponomarev* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of Orientation, Navigation and Stabilization; E-mail: severov@aanet.ru

P. 23—29.

### DIFFERENTIAL SENSITIVE ELEMENT ON SAW WITH SMALL CHANGE OF FREQUENCY AND PHASE CODING

Results of researches of a new method (a method of the coordinated phase coding with small change of frequency) constructions of contactless passive gauges on superficial acoustic waves on the basis of dispersive lines of a delay and phase modulation are resulted. The suboptimum kind of the law of change of the phase, providing high sensitivity to deformation piezoelectric plate is defined. The offered approach provides high noise immunity, accuracy of contactless measurements at the increased radius of action. Physical restrictions on realization of the offered methods are considered.

**Keywords:** pressure gauges, passive, dispersive lines of a delay.

#### *Data on author*

*Sergey V. Bogoslovsky* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of orientation, navigation and stabilization; E-mail: svb@aanet.ru

P. 30—34.

### DISCRIMINATIVE METHOD OF IMPROVING THE MEASUREMENTS OF STAR COORDINATORS WITH CCD-MATRICES

Suggested is a method of improving the accuracy of angular measurement positions of stars relative to the center of the optical axis of star coordinators uses discrimination characteristics

**Keywords:** star coordinators, CCD, discrimination characteristics, coordinate estimation.

#### *Data on author*

*Igor V. Lazarev* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Information and Network Technologies; Assistant; E-mail: strider2038@rambler.ru

P. 35—43.

### PRINCIPLES AND SYSTEMS OF HEAVY WIG-CRAFT FLIGHT CONTROL

Presently the numerous changes appeared in the concepts of WIG-craft design and application. The modern means of motion control automation has become applicable. The criteria and methods for control systems improving for large ekranoplanes are given in the paper. The experience and achievements in this field of high technology are analyzed.

**Keywords:** flight control, low altitude flight, sea waves, sensors integration, control law design.

#### *Data on authors*

*Alexander V. Nebylov* — Dr. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, International Institute for Advanced Aerospace; Head of Institute; E-mail: nebylov@aanet.ru

*Vladimir A. Nebylov* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, International Institute for Advanced Aerospace; Scientist; E-mail: vladnebylov@rambler.ru

P. 43—47.

### MATHEMATICAL MODELS OF A COMPLEX FLEXIBLE SPACE CONSTRUCTIONS AND SOFTWARE FOR DESIGN OF A CONTROL SYSTEMS

The concept of creation of the universal program for research of dynamic properties of elastic space systems of various types, automations of obtaining of their mathematical models, simulation of flight and synthesis of intellectual control laws is observed.

**Keywords:** elasticity, simulation, flight, synthesis, control law.

#### *Data on authors*

- Alexander I. Panferov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Aerospace Instruments of Orientation, Navigation and Stabilization; E-mail: panferov@aanet.ru
- Alexander V. Nebylov* — Dr. Techn. Sci.; St. Petersburg of Aerospace Instrumentation, International Institute for Advanced Aerospace; Head of Institute; E-mail: nebylov@aanet.ru
- Sergey A. Brodsky* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, International Institute for Advanced Aerospace; Senior Scientist; E-mail: dr\_gray67@mail.ru

P. 48—57.

### CONTROL SYSTEMS OF SMALL-SIZED REMOTE-PILOTED AIRPLANES

Consideration is given to the control system for small-sized remote-piloted aircraft (RPA) developed at the Center of technology for Unmanned Aviation of SUAI for the period from 2003 to 2009. Simplified control system RPA by TV picture is shown. Consideration is given to the principles for development of automatic control system (ACS). Description is given of the two ACS for a small-sized RPA.

**Keywords:** small-sized remote-piloted aircraft, control system, automatic control system, autopilot.

#### *Data on author*

- Vladimir L. Andreev* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrument, Center of Technology for Unmanned Aviation; Senior Researcher
- Roman V. Ivanov* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrument; Center of Technology for Unmanned Aviation; Director; E-mail: roman\_spb@mail.ru
- Evgeny B. Kozlov* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrument; Center of Technology for Unmanned Aviation; Head of Laboratory; E-mail: kozlov\_e@inbox.ru
- Sergey G. Potupchik* — Ltd. Special Technology Center; Head of Department; E-mail: serj\_uav@mail.ru
- Petr V. Sokolov* — Ltd. "Technology and automation programming", St. Petersburg; Leading Programmer

P. 57—61.

### APPLICATION OF ROBUST SYNTHESIS METHODOLOGY FOR SOUNDING ROCKET ATTITUDE STABILIZATION

In this paper, the application of robust methodology for attitude stabilization of a sounding rocket is addressed. The unknown uncertainties are bounded and estimated. Stabilizing controller based on H-infinity optimisation and  $\mu$  synthesis and analysis methods is designed while estimating the uncertainty model. The stability and performance levels of the control system are investigated at each estimate using computer simulation.

**Keywords:** robust control, flexibility, flight dynamic, simulation, linearization, uncertainties.

#### *Data on author*

- Habeeb Olalekan Aro* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Aerospace Instrument, Department IIAAT; E-mail: habeebaro@yahoo.com

P. 62—65.

### SEMI-NATURAL MODELING OF PLANE SYSTEM ANTI-SLIDING AUTOMATICS

The questions connected with creation of the semi-natural bench, the plane simulating spatial land movement are considered. Function charts of a small contour of control - systems anti-sliding automatics - and the big contour of control - the plane as a whole are resulted. All basic forces and the moments operating on it at landing (take-of) are considered.

**Keywords:** mathematical modeling, semi-natural modeling, plane, landing, anti-sliding automatics, system of remote control by pressure.

#### *Data on authors*

- Nadezhda A. Bogacheva* — St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Information-Network Technologies; Leading Programmer; E-mail: az@aanet.ru
- Alexey D. Zhukov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Information-Network Technologies; E-mail: az@aanet.ru
- Sergey A. Zhukov* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Information-Network Technologies; E-mail: az@aanet.ru

P. 66—71.

### METHOD OF THE ADAPTIVE OPTIMUM FILTRATION OF SIGNALS IN NAVIGATING COMPLEXES

The new method of a nonparametric adaptive optimum filtration of the discrete signal observed against additive, generally, of the correlated hindrance of measurement is considered. It is supposed that the measurement model is linear, the signal and a hindrance are not correlated. As the aprioristic information matrixes of the moments of the second order of a vector of a hindrance and measurement model, and also approximate value of an interval quasi-stationary a signal are used.

**Keywords:** optimum filtration, adaptation, nonparametric uncertainty, linear model of measurement, Markov's signal, correlated hindrance, space of conditions, model of autoregression-sliding of an average.

#### *Data on author*

- Yury P. Ivanov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; E-mail: ypi35@mail.ru

P. 71—77

### AUTONOMOUS RELATIVE NAVIGATION OF SPACECRAFTS WITH A SINGLE FREQUENCY GPS RECEIVER

A method of relative navigation of space vehicles with a single frequency GPS receiver is described, the results of the experimental data processing are given. The performance of the method of calculation of space vehicles relative position is verified with GPS data from GRACE project. The results of the data processing show a sufficient quality of relative navigation for bases less than 10 km, with percentage of true estimates exceeding 99,5 %.

**Keywords:** GPS, GLONASS, satellite navigation, relative navigation, autonomous navigation.

#### *Data on author*

- Nikolay V. Mikhaylov* — Cand. Phys.-Math. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; E-mail: nmikhailov@satnav.spb.ru

**P. 78—83**

**APPROACH TO STRUCTURE MODIFICATION SPECIFICATION OF ON-BOARD PROGRAM SUPPORT CODE**

The paper presents an approach to the specification of the structural modifications of the onboard software to improve reliability and safety. The basis of the approach is to use the modifications described in graphs, on a graph representation of source code.

**Keywords:** refactoring, modifications, graph.

*Data on authors*

- Stanislav A. Vlasov* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Computer Mathematics and Programming;  
E-mail: zeronetlog@gmail.com
- Vadim V. Burakov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Computer Mathematics and Programming; E-mail: burakov@aanet.ru