

Proceedings of the
International scientific conference

PROBLEMS of PRESENT DAY SYSTEM ENGINEERING



конференция
радиотехнических и
телекоммуникационных
СИСТЕМ

Международная научно-техническая и
научно-методическая
интернет-конференция в режиме on-line

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ

Сборник трудов конференции

<http://www.rts.tsure.ru>



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное
автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Южный федеральный университет»
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ В Г. ТАГАНРОГЕ



Кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем

4-я Международная научно-техническая и научно-методическая интернет-конференция в режиме off-line

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ

Сборник трудов конференции

**Proceedings of the
4-th International scientific conference
PROBLEMS of PRESENT DAY
SYSTEM ENGINEERING**

October 30 th in Taganrog, Russia

<http://www.rts.tsure.ru>

Таганрог – 2010

УДК 681.51(06)

Материалы 4-й Международной научно-технической и научно-методической конференции «ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ». – Таганрог, 2010 – 135 с.

Сборник содержит тексты докладов по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, комплексных систем охраны и безопасности объектов, а также по принципам построения и использования информационных систем и программного обеспечения в моделировании, разработке и эксплуатации радиосистем

Печатается в авторской редакции
с предоставленных авторами оригинал-макетов статей

Редакционная коллегия:

Обуховец В.А, Грищенко С.Г., Сущенко М.И, Федосов В.П., Макаревич О.Б.,
Лобач В.Т. (отв. редактор), Корниенко В.Т.(отв. секретарь)

ISBN 978-5-88040-075-1

© Изд-во ООО «Антон», 2010 г.

СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

Session 1: SYSTEMS of REMOTE RADIOMONITORING, RADAR And RADIONAVIGATION

УДК 621.396.98

АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С УЧЕТОМ ПЕРЕХОДА ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ ТРАВЕРЗНОГО НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК ИЗЛУЧЕНИЯ

Ю.Ф.Евдокимов, О.Ю.Евдокимов

*Технологический институт в г. Таганроге (ТТИ Южного федерального университета),
каф. РТС, Некрасовский, 44,
г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: rts@tsure.ru*

Рассмотрен пассивный интегрально-доплеровский метод определения местоположения источников радиоизлучения с известной несущей частотой при произвольном пространственном положении летательного аппарата относительно источника радиоизлучения, а также проведен анализ флуктуационной погрешности метода.

В работе [1] рассмотрены некоторые способы определения местоположения (МП) источников радиоизлучения (ИРИ) с использованием информации о собственном движении летательного аппарата (ЛА) и их флуктуационные погрешности при точно известной несущей частоте ИРИ. При выводе уравнений для определения дальности до ИРИ и направления на ИРИ относительно ЛА предполагалось, что ИРИ находится в передней полусфере. Представляет, однако, интерес знать, а каковы будут уравнения при расположении ИРИ в задней полусфере, на траверзе, при переходе летательным аппаратом траверзы, а также как при этом изменяются флуктуационные погрешности.

МП ИРИ определяется в наклонной плоскости, проходящей через вектор $\dot{\mathbf{v}}$ путевой скорости ЛА и точку, в которой расположен ИРИ. Принято, что скорость ИРИ существенно меньше скорости ЛА (предполагается, что это наземный или надводный объект, скорость которого значительно меньше скорости ЛА), а ЛА движется равномерно и прямолинейно. Интервал наблюдения разбивается на два измерительных интервала $[t_0, t_1]$ и $[t_1, t_2]$ и на каждом интервале подсчитывается число пересечений N_1 и N_2 сигналом нулевого уровня. На рисунке 1 представлено расположение ИРИ относительно

траектории движения ЛА и два возможных варианта расположения ЛА в момент начала

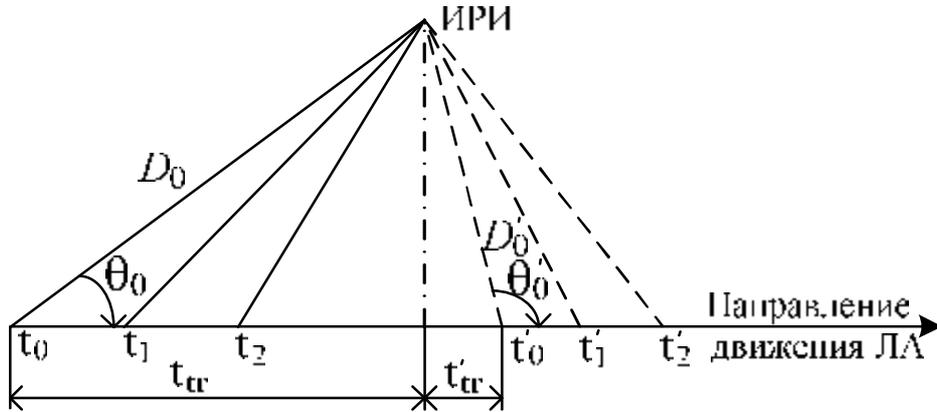


Рисунок 1 – Относительное расположение ИРИ и ЛА

измерений t_0 (t'_0). В первом случае по числу пересечений N_1 и N_2 определяется дальность D_0 до ИРИ и направление q_0 на ИРИ в передней полусфере; во втором случае те же неизвестные определяются в задней полусфере. Принято, что измерения начинаются в момент времени t_0 (t'_0) = 0. Временной отрезок t_{tr} (t'_{tr}) в решении уравнений никак не участвует, а характеризует лишь временной интервал t_{tr} между началом измерений и моментом, когда ЛА расположен на траверзе относительно ИРИ либо интервал t'_{tr} между траверзным направлением и началом измерений.

При расположении ИРИ в передней полусфере дальность D_0 до ИРИ и направление q_0 на ИРИ определяются следующими формулами [1, 2]

$$D_0 = \frac{v^2 t_1 t_2 (t_2 - t_1) - I^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]}{2I [N_1 t_2 - (N_1 + N_2) t_1]}, \quad (1)$$

$$\cos q_0 = \frac{I v^2 [N_1 t_2^2 - (N_1 + N_2) t_1^2] - I^2 N_1 N_2 (N_1 + N_2)}{v^2 t_1 t_2 (t_2 - t_1) - I^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]}. \quad (2)$$

В работе [3] показано, что ошибки измерения дальности и направления минимальны при $t_2 = 2t_1$. При этом соотношении и рассматриваются дальнейшие выкладки.

В процессе анализа выражений (1) и (2) было установлено, что они справедливы для любых положений ЛА относительно ИРИ при учете некоторых дополнительных условий, а именно:

- при $t_{tr} > 0$ ИРИ находится в передней полусфере;

- при $t_{tr} = (t_1 + t_2)/2$ величина N_2 становится равной нулю, а при $t_{tr} < (t_1 + t_2)/2$ величина N_2 становится отрицательной;
- при $t_{tr} < 0$ ИРИ находится в задней полусфере;
- при $t_{tr} < 0$ становится отрицательным и N_1 .

Все эти условия в выражениях (1) и (2) при аналитических расчетах выполняются “автоматически”, т.е. выражения (1) и (2) учитывают знаки величин N_1 и N_2 , однако при аппаратурной реализации знаки N_1 и N_2 не будут определяться, поэтому необходимо фиксировать моменты времени, в которые начинают выполняться указанные выше условия. Все эти условия, в конечном счете, сводятся к единственному – знать, в какой полусфере находится ИРИ. Это может быть известно из априорных сведений или получено предварительной фиксацией возрастания или убывания доплеровской частоты.

Средние квадратичные ошибки S_D и S_q могут быть определены из выражений [4]:

$$S_D = \sqrt{\left[\frac{\partial D_0(t)}{\partial N_1}\right]^2 S_{N_1}^2 + \left[\frac{\partial D_0(t)}{\partial N_2}\right]^2 S_{N_2}^2}, \quad (3)$$

где $\partial D_0 / \partial N_1$ и $\partial D_0 / \partial N_2$ - частные производные дальности D_0 по числу нулей в соответствующие интервалы времени;

$S_{N_1}^2$ и $S_{N_2}^2$ - дисперсии числа нулей соответствующих интервалов времени.

$$S_q = \sqrt{\left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial N_1}\right]^2 S_{N_1}^2 + \left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial N_2}\right]^2 S_{N_2}^2}, \quad (4)$$

где $\partial q_0 / \partial N_1$ и $\partial q_0 / \partial N_2$ - частные производные направления q_0 по числу нулей в соответствующие интервалы времени.

Вычисляя частные производные выражений (1) и (2) (предварительно найдя из формулы (2) угол q_0), получим

$$\frac{\partial D_0}{\partial N_1} = \frac{I^2(t_1 N_{12} - t_2 N_1)^2 + I^2 t_1 t_2 N_2^2 - v^2 t_1 t_2 \Delta t^2}{2I(t_1 N_{12} - t_2 N_1)^2}; \quad (5)$$

где $N_{12} = N_1 + N_2$; $\Delta t = t_2 - t_1$.

$$\frac{\partial D_0}{\partial N_2} = \frac{I^2(t_1 N_{12} - t_2 N_1)^2 - t_2 \Delta t (t_1^2 v^2 - I^2 N_1^2)}{2I(t_1 N_{12} - t_2 N_1)^2}; \quad (6)$$

$$\frac{\partial q_0}{\partial N_1} = -\frac{I(N_2^2 I^2 - v^2 \Delta t^2)}{I^2(N_1^2 t_2 - N_{12}^2 t_1) + v^2 t_1 t_2 \Delta t} \times$$

$$\times \frac{I^2 t_1 N_{12}^2 + I^2 t_2 N_1^2 - t_1 t_2 (t_1 + t_2) v^2}{\sqrt{(v^2 t_1^2 - N_1^2 I^2)(N_{12}^2 I^2 - v^2 t_2^2)(N_2^2 I^2 - v^2 \Delta t^2)}}; \quad (7)$$

$$\frac{\partial q_0}{\partial N_2} = - \frac{I(N_1^2 I^2 - v^2 t_1^2)}{I^2(N_1^2 t_2 - N_{12}^2 t_1) + v^2 t_1 t_2 \Delta t} \times \\ \times \frac{I^2 \Delta t N_{12}^2 - I^2 t_2 N_2^2 - t_1 t_2 \Delta t v^2}{\sqrt{(v^2 t_1^2 - N_1^2 I^2)(N_{12}^2 I^2 - v^2 t_2^2)(N_2^2 I^2 - v^2 \Delta t^2)}}. \quad (8)$$

Дисперсия числа нулей (для корреляционной функции шума в виде гауссовой кривой) определяется соотношением [5]:

$$S_N^2 = \frac{8}{p^2} \int_0^{\sqrt{pq}} \frac{(\sqrt{pq} - x)x^2 e^{-2x^2}}{1 - e^{-2x^2}} \exp\left(-\frac{2g_{BX}^2}{1 + e^{-x^2}}\right) dx + \\ + \frac{2}{p} \int_0^{g(q)} \left(1 - \frac{4y}{p}\right) \exp\left(-\frac{1}{2} g_{BX}^2 \sec^2 y\right) dy, \quad (9)$$

где $q = \Delta f_s t$ – безразмерное время;

Δf_s – эффективная ширина спектра квазигармонического шума, которую можно положить равной разности доплеровских частот на концах измерительного интервала;

t – длительность реализации сигнала (для первого интервала равная t_1 , для второго интервала равная $t_2 - t_1$);

$g_{BX}^2 = A_C^2 / (2S_{Ш}^2)$ – входное отношение сигнал/шум;

A_C – амплитуда сигнала на входе измерителя (счетчика переходов сигналом нулевого уровня);

$S_{Ш}^2$ – дисперсия шума на входе измерителя;

$$g(q) = \frac{1}{2} \arccos(e^{-pq^2}).$$

Для иллюстрации полученных соотношений на рисунках 2 – 5 приведены некоторые зависимости средних квадратичных ошибок (СКО) дальности и направления от расстояния $D = vt_{tr}$ ($D' = vt'_{tr}$) до траверзы (на рисунках по оси абсцисс отложено время t_{tr}), рассчитанные по формулам (3) – (9). На рисунках 6 и 7 приведены зависимости СКО измерения дальности и направления от отношения сигнал/шум при трех значениях измерительных

интервалов (сплошная линия – $t_1 = 5c$, $t_2 = 10c$; точки – $t_1 = 2,5c$, $t_2 = 5c$; пунктирная линия – $t_1 = 1c$, $t_2 = 2c$).

Из анализа соотношений и приведенных графиков можно сделать следующие выводы:

– СКО измерения дальности и направления стремятся к бесконечности при $|t_{tr}| = D_0 / v$, так как при этом стремится к нулю q_0 и измерения становятся невозможными;

– при отклонении в ту или иную сторону от траверзного направления имеются значительные временные интервалы, в пределах которых СКО дальности и направления весьма малы (см. рисунки 3 и 5);

– точность измерения дальности и направления в области траверзы при $t_1 = 5c$, $t_2 = 10c$ и отношении сигнал/шум $g > 3...4$ может достигать единиц метров и сотых-тысячных долей градуса соответственно;

– в зависимости от величины измерительных временных интервалов, отношения сигнал/шум и расстояния до траверзы СКО дальности и направления может возрасти на 2...4 порядка;

– при аппаратной реализации рассматриваемого метода необходимо фиксировать момент перехода траверзы и учитывать знаки числа пересечений N_1 и N_2 .

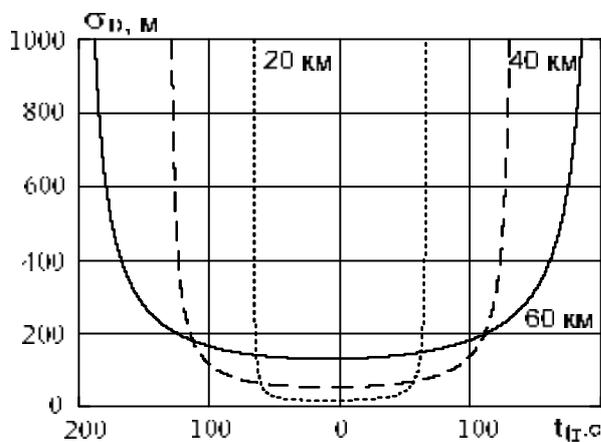


Рисунок 2 – Зависимость ошибки измерения дальности от расстояния до траверза при $t_1 = 5c$, $t_2 = 10c$, $g = 2$

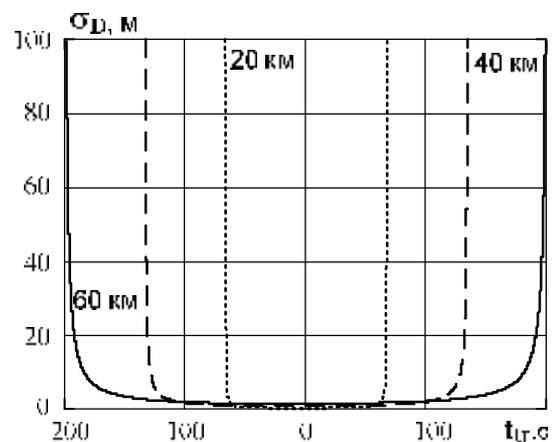


Рисунок 3 – Зависимость ошибки измерения дальности от расстояния до траверза при $t_1 = 5c$, $t_2 = 10c$, $g = 3,5$

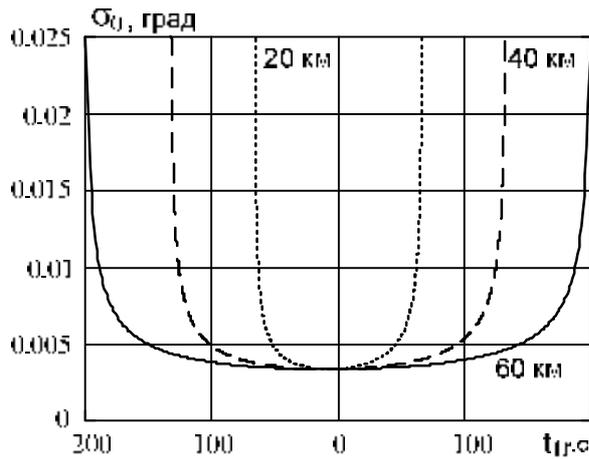


Рисунок 4 – Зависимость ошибки измерения направления от расстояния до траверза при $t_1 = 5$ с, $t_2 = 10$ с, $g = 2$

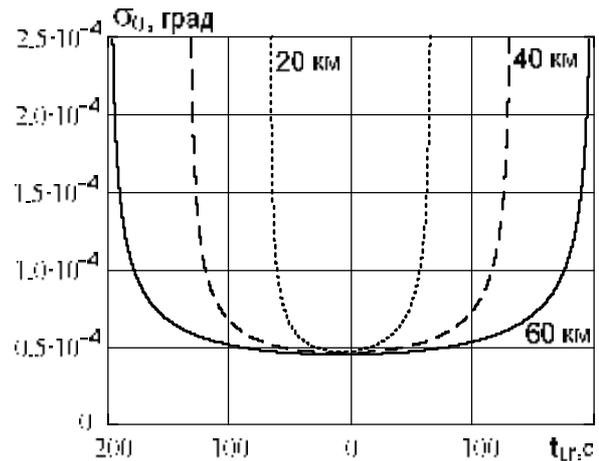


Рисунок 5 – Зависимость ошибки измерения направления от расстояния до траверза при $t_1 = 5$ с, $t_2 = 10$ с, $g = 3,5$

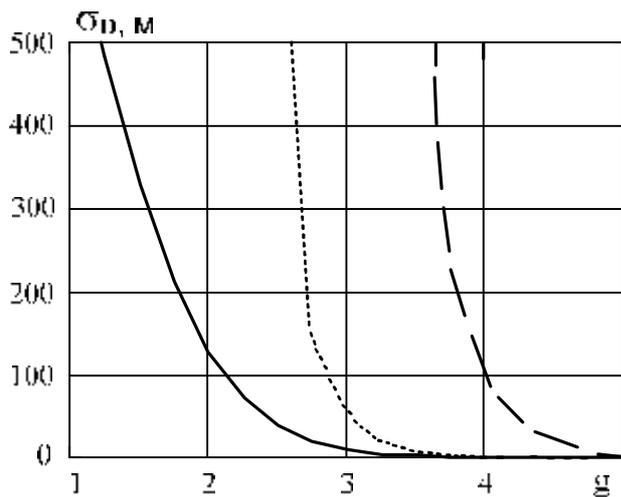


Рисунок 6 – Зависимость ошибки измерения дальности от отношения сигнал/шум

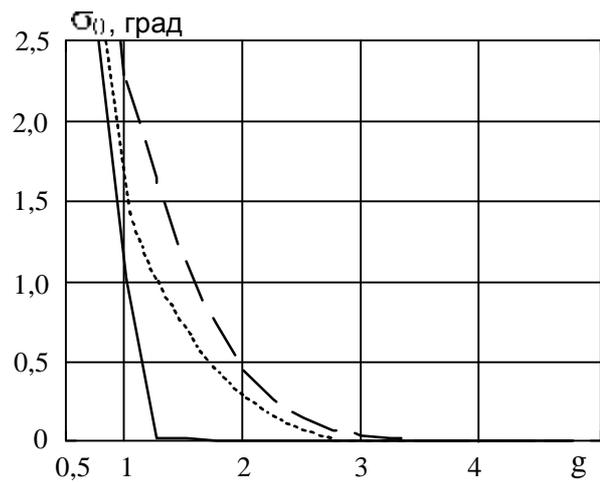


Рисунок 7 – Зависимость ошибки измерения направления от отношения сигнал/шум

Литература

1. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов. Анализ некоторых вариантов пассивного доплеровского метода определения местоположения источников радиоизлучения // Материалы международной научной конференции «Информационные технологии в современном мире» - часть 3 – Таганрог: ТРТУ, 2006. – С. 36 – 44.

2. Ю.Ф.Евдокимов. Доплеровский метод определения местоположения источников радиоизлучения с использованием счета нулей // Материалы международной научно-технической и научно-методической интернет-

конференции в режиме off-line «ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ» – Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2008. – С. 9 – 13.

3. Ю.Ф.Евдокимов, О.Ю.Евдокимов. Исследование погрешности дискретности частотного метода определения местоположения источника радиоизлучения с известной несущей частотой // Материалы международной научной конференции “Информационное общество: идеи, технологии, системы” – часть 5 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 24- -31.

4. Р.С.Гутер, Б.В.Овчинников. Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта. – М.: Изд-во «Наука». Главн. ред. физ.-мат. лит. 1970. – 432 с.

5. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. – М.: Наука, Главн. ред. физ.-мат. лит., 1970. – 392 с.

REMOTE SENSING BY THE USE OF VIDEO CAMERAS FOR THE STUDY OF A BEACH EVOLUTION DUE TO STORMS AND NOURISHMENTS

Renata Archetti

DICAM, Università di Bologna, Viale Risorgimento, 2,40136 Bologna. renata.archetti@unibo.it

Abstract

The purpose of this study is to present the results of the shoreline monitoring for the period October 2006 - March 2008 of a beach using the tools developed for the video images processing. The study was carried out in Igea Marina, where a video monitoring station EVS-SVM was intalled in September 2006 . During the period of observation the beach was enlarged by a nourishment an intensive field campaign aimed to measure waves and currents at the site by two ADCP was carried out. The dynamics of the beach and its relationship to the forcing mechanisms of waves (and tides) are presented.

Key-words: Video Monitoring, Shoreline detection, Shore protection, storm impact, submerged breakwaters.

Introduction

The collection of data representative of the state of the coastal environment is essential for proper management of coastal areas, is challenging and expensive task.

Remote sensing techniques using video cameras have been developed in recent years in order to monitor the hydrodynamic processes (Chickadel and Holman, 2003; Archetti and Lamberti, 2007, Jimenez et al., 2007) and coastal morphodynamic (Aarninkhof et al. , 2003, Kroon et al., 2007, Archetti, 2009.): The most common application in the processing of images for the coastline management is the detection of the shoreline position on timex . The main advantage of the detection of the shoreline on video images, is the possibility to obtain the information with high frequency in time, in fact it has been shown how the sporadic shoreline detection

performed occasionally (1 or 2 times a year) through traditional methods (GPS) or satellite imagery, can lead to misleading results in respect the real evolutionary trend of a beach (Kroon et al., 2007).

The purpose of this work is twofold: - to present the experience of monitoring of a beach with a video system, designed with low-cost digital cameras, installed in Igea Marina, Rimini, (Preti et al., 2005) , - to show a new technique for the shoreline detection at a hourly frequency based on a type of image called timestack, representing the intensity of pixels on cross section array in time, - finally to describe the evolution of the shore line monitored for more than a year and the correlation of the shoreline evolution with the meteomarine conditions. The paper ends with a discussion on future developments.

The study site

Igea Marina is located on the Northern Adriatic Sea, 15 km North of Rimini (Figure 1). The beach was protected until 2002 by a system of parallel emerged structures; the same system protects the littoral zone from Rimini to Cesenatico, as we can see in Figure 1. In 2003, a pilot intervention aiming at improving the water quality (Preti et al. 2005) was carried out, consisting of lowering the crest of 6 adjacent detached barriers just above m.s.w.l., building, also, two laterals partially submerged groins and some re-nourishment. The installation of the imaging station was implemented in order to monitor the coastline evolution and the hydrodynamics at the groin heads and at the barrier gaps beyond the area of the intervention.



a



b

Figure 1 - Location map

The video station installed in Igea Marina in September 2006 is described in Archetti et al. 2009.

Video images Analysis

The study of various shoreline features and processes is facilitated by transforming the images into real world coordinates. This process of geo-referencing an image is carried out in the following manner. First the lens distortion is corrected by a lens calibration. Then with the use of ground control points, the image is rectified and placed in a geo-referenced system. The processes has been implemented and carried out for both imaging systems at Igea Marina.

In order to estimate the parameters for the camera calibration, image series have taken of a planar checkerboard, as shown in Figure 3 for the still camera. The corner position is automatically extracted and the calibration parameters estimated with the Matlab camera calibration toolbox. The tool allows the estimation of the so-called camera intrinsic parameters and the non-linear distortion introduced by the lens. The lens distortion is shown in Figure 2, each arrow represents the effective displacement of a pixel induced by the lens distortion, some what higher for the still camera than for the video camera. Observe that for the video camera (Figure 2a), there is high radial distortion at the right side of the shoreline. For the still camera the maximum radial distortion reaches 20 pixels, but is located in a position of reduced interest for our analysis.

The second step is the image rectification. This process consists of projecting the entire captured image, or a portion of it, from the image reference system on a user specified horizontal plane.

By image rectification we mean the transformation from image coordinates to world coordinates of the entire captured scene or a portion of it. We have used a projective transformation of a plane at the sea water level. The matrix of transformation from image coordinates (U, V) to geographic coordinates (x,y,zmswl) is the called the geometry. The process involves the establishment of pairs of ground control points (GCP) which are visible in the images and in the real world.

In order to extract useful information for analysis, ground control surveys were carried out and included the identification and location of permanent and temporary ground control points (GCP) placed on the beach and in the sea (i e poles showing the structures roundhead) in the field of view of each camera (Figure 3).



a



b

Figure 2 - The impact of the complete distortion model (radial and tangential) on each pixel of the images for both video systems: videocamera (a) and still camera (b).

The white bullets show the position of the two ADCP installed during the field campaign carried out in the period 2 Dec.07 – 2 Feb 08



Figure 3. Timex image by still camera during the GCP survey with RTK-GPS in Igea Marina. The points show the GCPs location.

The accuracy of the RTK-GPS (Real Time Kinematic GPS) was assessed by surveying 4 benchmarks at the site: the first 2 located on the street behind the beach and the others on the beach (these points were surveyed at the beginning of our measurements). All four measurements were within the stated accuracy of the RTK-GPS, yielding a horizontal root mean square error (erms) of 0.04 m.

The reference system of the survey had the origin at the video camera location, and was rotated 36° in order to have the orientation of the x-axis normal to the shoreline, with the positive x-axis pointing in seaward direction. The y-axis is directed perpendicular to the x-axis, such that the co-ordinate system thus obtained is positive in mathematical sense. The latter means that the rotation from the x-axis towards the y-axis indicates the counter-clockwise (or 'positive') turning direction. In this reference the structures parallel to the shore are y-oriented and the groins x-oriented (Figure 4).

For every GCP image, coordinates are associated with the xy coordinates in the local reference system. The geometry (relationship between UV and xy coordinates) has been calculated several times, about once a month, as the FOV and the zoom of the cameras have had some minor excursion in time. These changes are mostly due to the temperature excursion, which causes minor movements of the systems and of the lens focus.

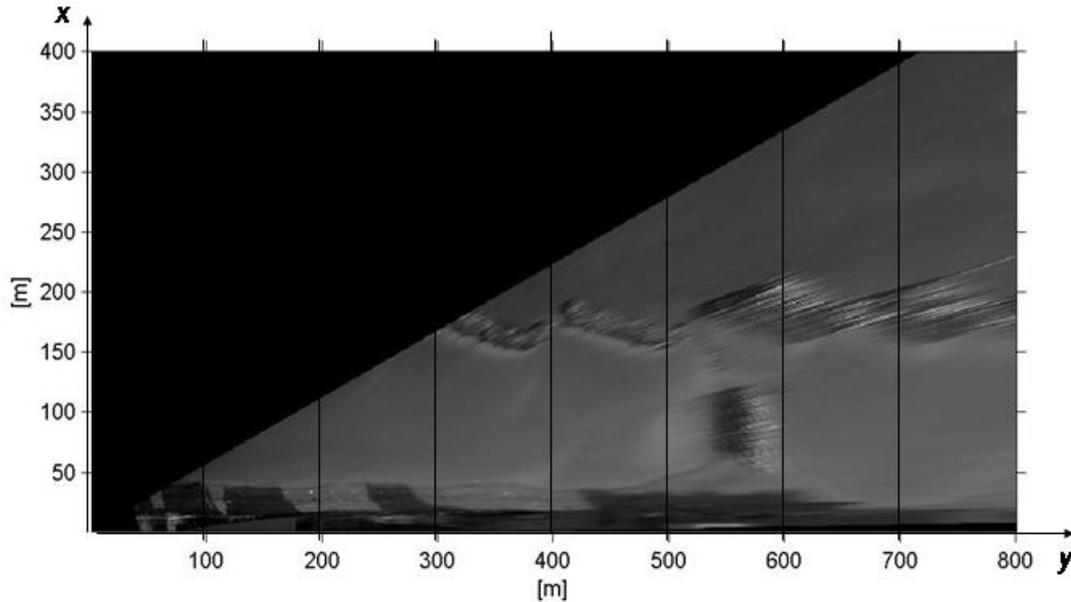


Figure 4 - Rectified plan-view image in the local coordinate system. The vertical lines are seven shore normal transects.

A rectified image is shown in Figure 4, the error in the rectification process estimated by comparing RTK-GPS GCP with video derived GCPs is 1.28 ± 1.30 and increases with a linear trend with the distance from the origin. It has been estimated that for position at the distance of the order of 100m $O(100)$, the error is $O(0.10)$, increasing up to $O(1.0)$ at 400 m distance. Following the resented data within the area of interest the error in the image rectification is acceptable.

As a preliminary analysis and first application utilizing this imaging station in order to quantify changes in coastal features and nearshore processes, we have developed two approaches to detect the shoreline evolution. The first consists of making timestacks in selected sections on the beach: a timestack image is obtained by sampling image intensities along a fixed cross-shore array and stacking them over time. The second approach consists in the detection of the shoreline on the entire image at selected times.

Timestack analysis

For several longshore transects (see Figure 4 for reference) data were compiled for the period 1 October 2006 – 28 February 2008 of usable imagery in a timestack. Examples of timestacks are shown in Figure 5: on the y axis is the cross-shore distance from the beach and on the x axis is the time. On the image in Figure 5 it is possible to detect by eye the limit sea/beach (or dry/wet).. The shorelines keeps constant during winter 2007 with same small fluctuation of the order of few meters in coincidence with storm events. In April 2007, the beach nourishment carried out by the Regione Emilia Romagna produced an advance in the shoreline position varying from 20 to 25 m in different sections of the **beach. The beach width keeps constant** for the whole summer and in fall it is possible to observe some fluctuations in

correspondence to storms. On the same image the measured sea water level (swl) and the wave height H_s are shown. The significant wave height sources are the hindcasted wave data from SWAN (courtesy provided by ARPA SIM in blue in the plot), the wave data measured by the directional wave bouy istalled off shore Cesenatico, on a depth of 10 m (in red), and the measure during the field campaign carried out in winter 2007 – 2008 by two ADCP installed at the site (black line).

Through this technique the limit dry/wet is detectable during all the day-light hours. With the help of this timestack image, the behavior of the shoreline can be monitored in a very simple way. imilar analysis has been presented in Elko et al., (2005).

The shoreline was detected in an authomitic way as follows: The Red band was divided by the Blue band (hierherafter R_B), in this way it was possible to obtain an image where the boundary wet/dry is easily detectable. For each line (each hour) of the R_B image the threshold between wet/dry has been estimated as the mean R_B in the whole image plus the mean of R_B in the wet part of the image, previously selected.

The shoreline position is then estimated for each section as the maximum $R_B < \text{threshold}$. The signal has been detrend with a low pass filter, in order to filter the daily tidal excursion. An example of the shoreline automatically detected is shown in figure 6. When the shoreline decreases the beach width decreases.

Figure 7 shown the shoreline evolution for the period Dec. 2007- March 2008. During the period two ADCP have been installed inside and outside the low crested structures. In figure 7 the H_s , T_p ans SWL measured during the field campaign are shown. The blue line refers to the measure taken by the ADCP installed outside the LCS and the red one the data measured by the ADCP installed inside the area protected by the structure.

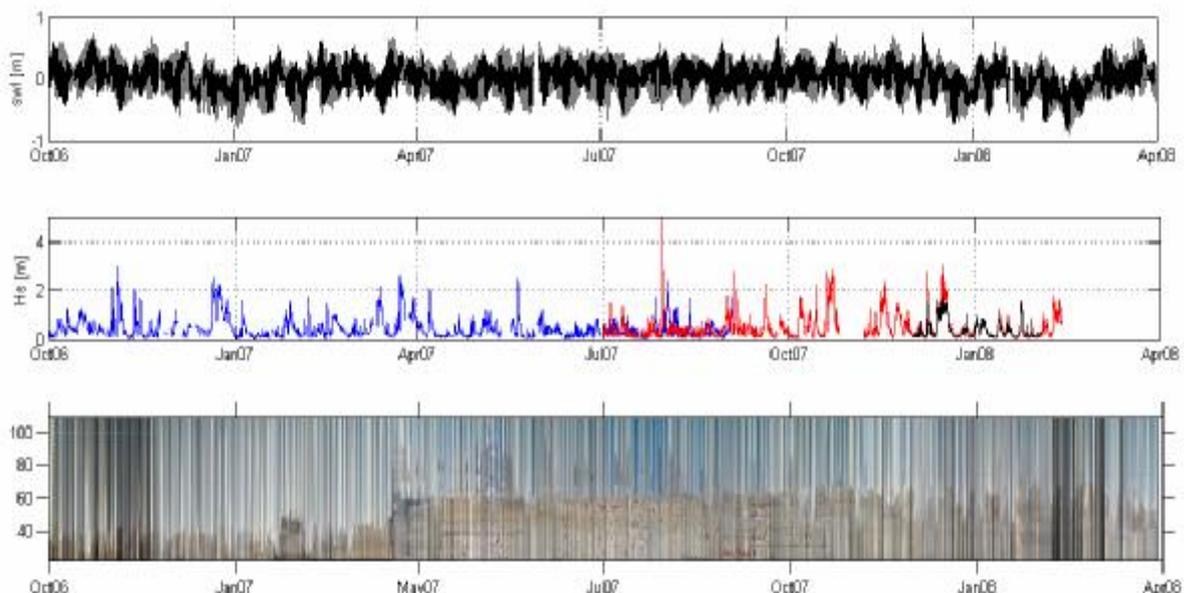


Figure 5. SWL timesteries (top panel); H_s timeseries (mid panel); A 1.5 year timestack taken from the section $y=200$ m in Igea Marina (bottom panel).

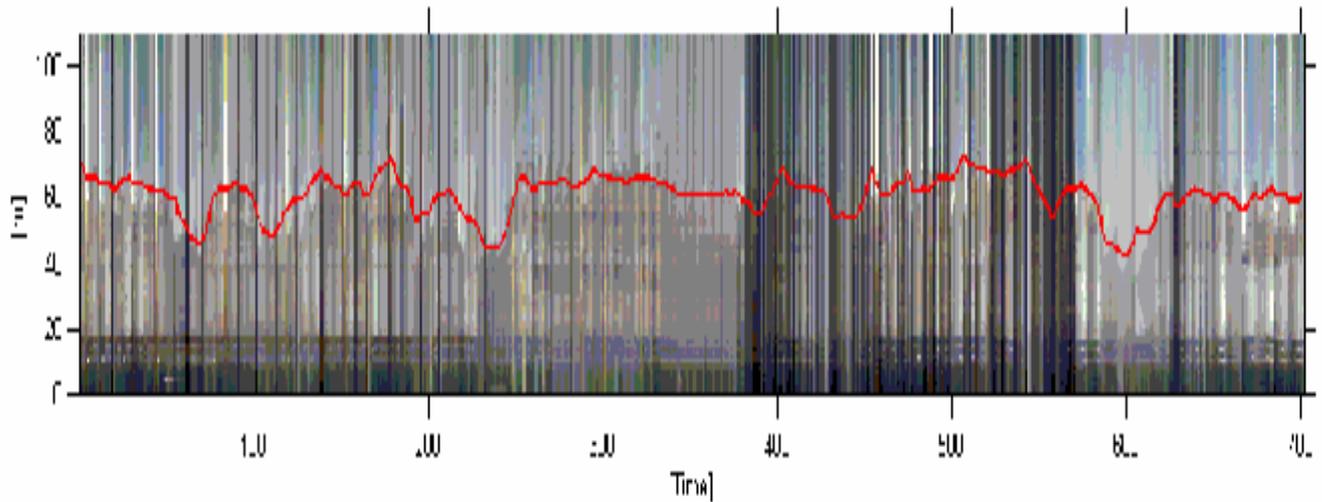


Figure 6. Example of timestack image and automatically detected shoreline.

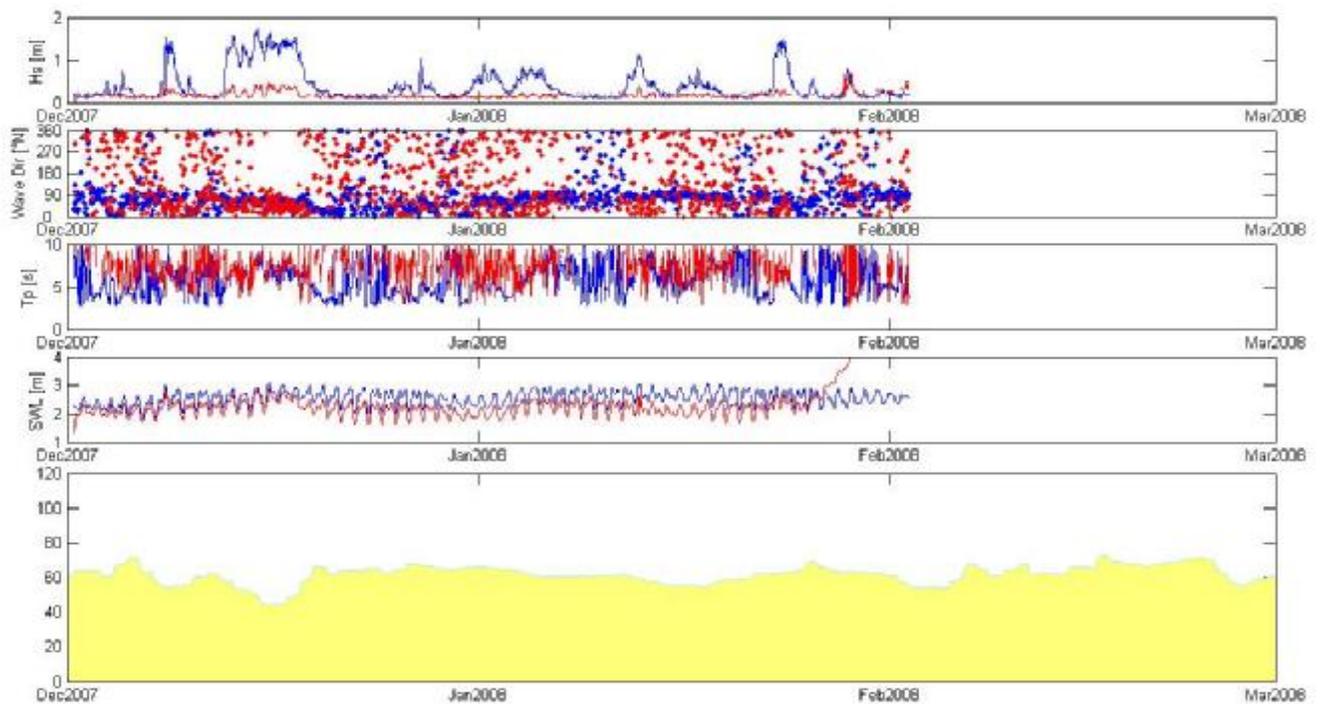


Figure 7 – Wave height, wave peak period swl measured by the ADCP (blue located outside and red inside the structure) during the field campaign. (Top panels) Shoreline detected in section 200 during the field campaign.

A severe storm from North occurred in Dec. 2007. The shoreline shows a retreat, mostly due to the increase of the swl. After the storm, at the end of December 2007, the beach width goes back to the original dimension. During the storm the

waves have been strongly reduced by the structures, as we can observe in the plot regarding the H_s (top panel). At the end of March 2008 the beach width is still at the same dimension as before the summer. This means that the low crested breakwaters work well in the wave height reduction.

Shoreline position detection

The shorelines have been detected on the entire image in order to follow the evolution along the beach. The first step consisted of selecting the most appropriate images for the analysis: good quality images taken during very calm days (and after periods of calm conditions), at the time in correspondence to the sea water level equal to approx. zero. The shoreline was detected on oblique images and then rectified and interpolated in order to have the shoreline position at 1 m spatial resolution. A total of 50 shorelines were detected. Figure 8 shows 19 shorelines detected in the period 5 October 2006 – 5 February 2008.

The shorelines closer to the back of the beach (to the x axis in figure 8b) refers to the “surveys” carried out before the nourishment, the others to the “surveys” carried out after the nourishment or during the nourishment. It keeps constant during winter with some small fluctuation of the order of few meters in coincidence with storm events. The behaviour of different sections is comparable, except for section at $y=400\text{m}$ and $y=150\text{m}$ which shows more evident retreat. The mentioned sections are located just in front of the gaps of the parallel low crested structures. The strong currents that generated at the gaps is responsible of a greater erosion of the beach.

Conclusions

The use of the EVS-SVM image monitoring system at Igea Marina beach has provided an effective mean of describing the variability in morphology before and after storm event and sand nourishment. Analysis of video data during an 18 month period has allowed the dynamics of the beach and its relationship to the forcing mechanisms of waves (and tides) to be investigated. The evolution of the shoreline before the nourishment, carried out in April 2007, shows a small accretion of the beach probably due to the seasonal variability. The shoreline position and the beach dimension seems to maintain constant in time until the end of the analysis, in March 2008, Despite the storms that occurred in Autumn and Winter. The study of Igea Marina beach shows that the beach evolution can be successfully analyzed using a low cost technique that allows an increase in sampling frequency, which provides the opportunity for a detailed study of the beach behaviors, identifying relevant events and their effect on the coastal evolution. The use of videocameras as remote sensing monitoring system seems to be promising for continuous observation of the coast.

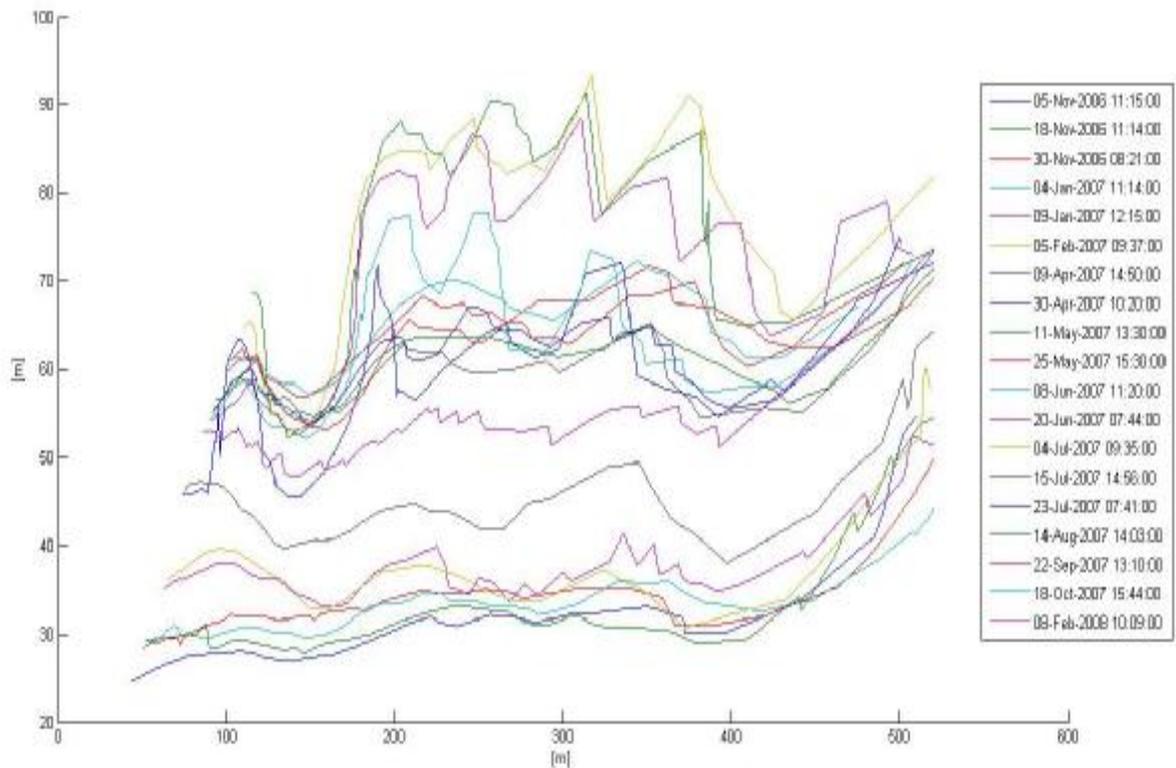
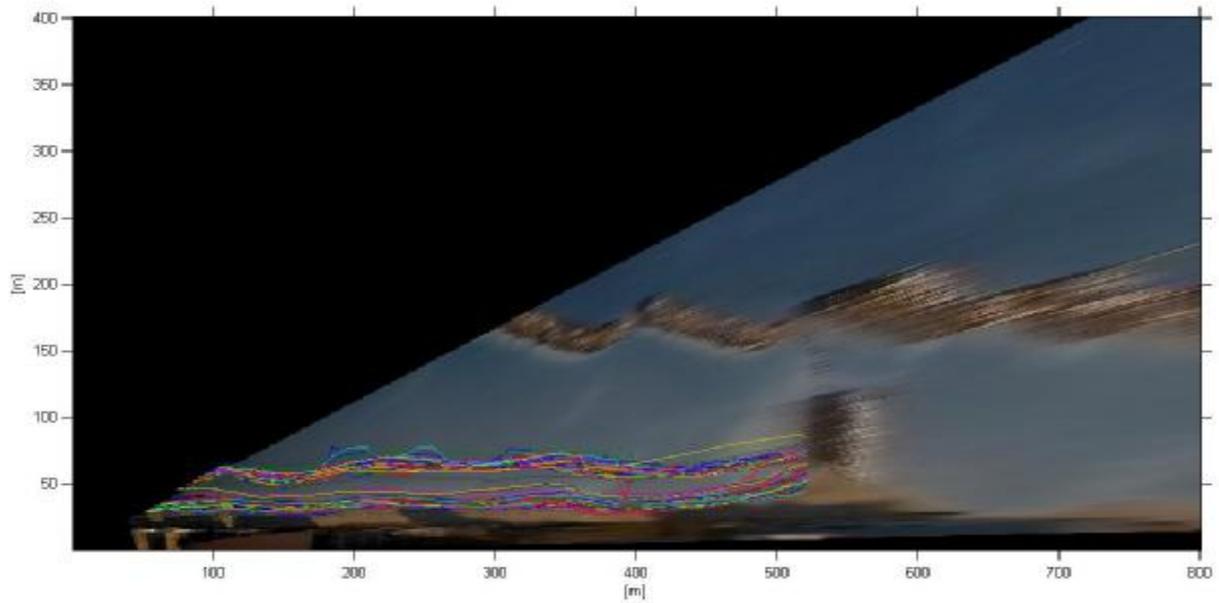


Figure 8. A total of 19 shorelines plotted on plan-view images during the study period.

References

1. Aarninkhof, S.G.J., Turner, I.L., Dronkers, T.D.T., Caljouw, M. and Nipius, L. (2003). A video-technique for mapping intertidal beach bathymetry. *Coastal Engineering* 49, 275-289.
2. Archetti R. and Lamberti A. (2006). Study of hydrodynamic induced by low crested structures through image processing. Proc. XXX ICCE, San Diego CA, 2-7 Sep 2006.
3. Archetti R., Schiaffino C.F., Ferrari M., Brignone M, Rihouey D. and Gauffres P. 2008. Video systems for the coastal monitoring. The Optimal Report.
4. Archetti R. 2009. Quantifying the evolution of a beach protected by low crested structures using video monitoring. *Journal of Coastal Research* 25(4): 884-899.
5. Chickadel, C.C., R.A. Holman, and M. Freilich. (2003). An optical technique for the measurement of longshore currents, *J. Geophys. Res.*, 108 (C11), 3364, 28-1:28-17.
6. Elko A.N., Holman.R. A. And Gelfenbaum G. (2005). Quantifying the rapid evolution of a nourishment project with video imagery. *J. of Coastal Research*. 21 (4). pp. 633 – 645.
7. Holman, R.A, Sallenger, A.H. jr, Lippmann, T.C., and Haines, J.W., (1993). The application of video image processing to the study of nearshore processes. *Oceanography* 6(3).
8. Kroon A., Aarninkhof S.G.J., Archetti R., Armaroli C., Gonzalez M., Medri S, Osorio A., Aagaard T., Davidson M.A., Holman R.A., Spanhoff R. (2007). Application of remote sensing video systems for coastline management problems. *Coastal Engineering*. vol. 54, Issues 6-7, June-July 2007, Pp. 493-505 .
9. Preti M., Lamberti A., Martinelli L., Albertazzi C., Sammarini S. (2005). An effort toward renaturalisation of Igea Marina beach: transformation of 6 emerged barriers into a single low crested structure, *Proc. MedCoast 2005* (Kusadasi, Turkey), E. Özhan Ed., 919-930.

УДК 537.874.72.01

ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЙЯНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО УГОЛКА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ПОЛОСАМИ НА ГРЯНЯХ

Т.А. Суанов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС

Актуальность постановки и решения задач рассеяния электромагнитного (ЭМ) поля на клиновидных структурах, имеющих нелинейную нагрузку, обсуждается в [1]. Там же рассмотрена задача для бесконечного металлического клина с произвольным углом раскрыва, на гранях которого имеются параллельные ребру полосы, образованные нелинейными контактами.

Ниже в приближении метода физической оптики рассмотрим наиболее важный для практики частный случай, расчёта диаграмм обратного рассеяния (ДОР) прямоугольного уголкового отражателя, на гранях которого расположены сплошные плоские полосы нелинейного вещества.

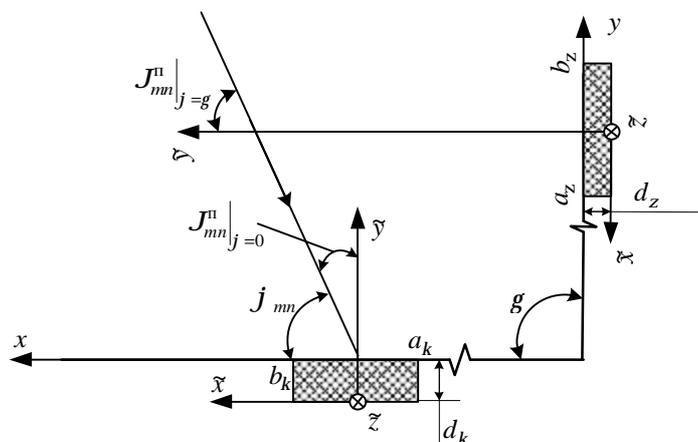


Рисунок 1

Имеем клин с бесконечными идеально проводящими гранями и углом раскрыва g (рисунок 1). На гранях клина параллельно его ребру расположены полосы, образованные плоскими слоями нелинейных веществ. Пронумеруем полосы, начиная с верхней грани ($j = 0$) и обозначим координаты их границ через a_k , b_k , а толщину через d_k ($k=1,2,\dots,N$, где N – число полос, расположенных на поверхности клина).

Сторонний источник создает у поверхности клина локально плоскую электромагнитную (ЭМ) волну с двумя спектральными составляющими на несоизмеримых частотах w и W . Нелинейное взаимодействие падающего ЭМ поля и вещества полос приводит к обогащению спектрального состава поля, рассеянного обратно в линейную среду, за счет составляющих на комбинационных частотах $w_{mn} = mw + nW$, где m и n принимают нулевые и любые целые значения. Направления векторов Пойнтинга спектральных составляющих падающего ЭМ поля определяются углами j_{mn} (то есть j_{10} на частоте w и j_{01} на частоте W).

Вещество, заполняющее пространство над клином, линейное однородное и изотропное, его абсолютные комплексную диэлектрическую и магнитную проницаемости обозначим через ϵ_a и m_a .

Электродинамические параметры нелинейных веществ, образующих полосы, считаем независимыми от продольной координаты z (таким образом имеем двумерную задачу) и заданными в виде вольтамперных характеристик (ВАХ) $j'_x(E'_x)$ и $D'_x(E'_x)$, где индекс x означает проекцию на какую-либо координатную ось; E'_x , j'_x и D'_x – мгновенные значения компонент

векторов напряженности электрического поля и плотностей тока проводимости и электрической индукции внутри слоя $0 < \tilde{y} \leq d_k$.

Кроме того, ограничимся рассмотрением случаев, когда все нелинейные полосы находятся в прямой видимости из областей положения источников, то есть исключаем расположение полос в области “тени”. Последнее ограничение означает, что

$$g - p \leq j_{10} \leq p \text{ и } g - p \leq j_{01} \leq p, \text{ при } p \leq g < 2p,$$

или

$$0 \leq j_{10} \leq g \text{ и } 0 \leq j_{01} \leq g, \text{ при } 0 < g < p.$$

Ограничимся рассмотрением только случая параллельной поляризации падающего поля. Тогда имеем систему интегральных уравнений, записанных в системе координат, показанной на рисунке 1,

$$ik_{mn} \left[\sum_{k=1}^{N_1} \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{up}(r') K_{00}(r, r') dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{up}(r') K_{0g}(r, r') dr' \right] =$$

$$= 2ti \mathcal{K}_{zmn}^{\pi} (1 - \cos k'_{1kmn} d_k) \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih \frac{p}{2}} \cosh j_{mn} J_h(k_{mn} r) + \quad (1)$$

$$+ \cos k'_{1kmn} d_k \sum_{q=0}^Q (a_{qk} + iw_{mn} b_{qk}) G_{kmn}^{\parallel}(q);$$

$$ik_{mn} \left[\sum_{k=1}^{N_1} \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{up}(r') K_{g0}(r, r') dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{up}(r') K_{gg}(r, r') dr' \right] =$$

$$= 2ti \mathcal{K}_{zmn}^{\pi} (1 - \cos k'_{1kmn} d_k) \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih \frac{p}{2}} \cosh j_{mn} \cosh g J_h(k_{mn} r) + \quad (2)$$

$$+ \cos k'_{1kmn} d_k \sum_{q=0}^Q (a_{qk} + iw_{mn} b_{qk}) G_{kmn}^{\parallel}(q).$$

Здесь $k_{mn} = w_{mn} \sqrt{\tilde{\epsilon}_{amn} m_a}$; N_1 – число нелинейных полос на верхней грани; величина \mathcal{K}_{zmn}^{π} имеет смысл амплитуды локально плоской волны на частоте w_{mn} .

Предполагаем, что в окрестности некоторой точки (постоянного смещения) $E'_{\tilde{x}} = E'_0$ функции $j'_{\tilde{x}}(E'_{\tilde{x}})$ и $D'_{\tilde{x}}(E'_{\tilde{x}})$ представимы своими рядами Тейлора с коэффициентами

$$j_{qk} = \frac{1}{q!} \frac{\partial^q j'_{k\tilde{x}}(E'_{\tilde{x}})}{(\partial E'_{\tilde{x}})^q} \Big|_{E'_{\tilde{x}}=E'_0}; \quad D_{qk} = \frac{1}{q!} \frac{\partial^q D'_{k\tilde{x}}(E'_{\tilde{x}})}{(\partial E'_{\tilde{x}})^q} \Big|_{E'_{\tilde{x}}=E'_0}.$$

Коэффициенты a_q и b_q на каждой полосе с номером k определены выражениями

$$a_{qk} = (2i)^q j_{qk}(E'_0); \quad b_{0k} = 0; \quad b_{qk} = (2i)^q D_{qk}(E'_0).$$

Нелинейная правая часть

$$G_{k mn}^{\parallel}(q) = \int_0^{d_k} \tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(q, \tilde{y}) d\tilde{y};$$

$$\tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(q, \tilde{y}) = \sum_{mn} \tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(q-1, \tilde{y}) g_{k m-mn-n}^{\parallel}(\tilde{y}), \text{ при } q \geq 2;$$

$$g_{k mn}^{\parallel}(\tilde{y}) = \tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(1, \tilde{y}) = E_{\tilde{x} mn}^{np} \sin k'_{1mn} \tilde{y}.$$

Величины

$$\tilde{Y}_{k, mn} = t \sqrt{\frac{\tilde{e}'_{amn}}{m_u}} (1 - \cos k'_{1mn} d_k) \sin k'_{1mn} d_k; \quad k'_{1k mn} = w_{mn} \sqrt{\tilde{e}'_{ak mn} m'_{ak}} \cos J_{mn}^{np};$$

где \tilde{e}'_{amn} и m'_a – параметры нелинейного слоя, образующего полосу с номером k при заданом поле смещения $E'_{\tilde{x}} = E'_0$, J_{mn}^{np} – угол преломления падающего поля в слое $0 < \tilde{y} \leq d_k$, определяемый из закона преломления [2] через углы падения волн на грани J_{mn}^n (при $j = 0$ и при $j = g$), показанные на рисунке 1.

Ядра интегральных уравнений определяются выражениями

$$K_{00}(r, r') = \sum_{u=0}^{\infty} e_u \begin{cases} J_h(k_{mn} r) H_h^{(2)}(k_{mn} r'), & r \leq r', \\ J_h(k_{mn} r') H_h^{(2)}(k_{mn} r), & r \geq r'; \end{cases}$$

$$K_{0g}(r, r') = K_{g0}(r, r') = \sum_{u=0}^{\infty} e_u \cos hg \begin{cases} J_h(k_{mn} r) H_h^{(2)}(k_{mn} r'), & r \leq r', \\ J_h(k_{mn} r') H_h^{(2)}(k_{mn} r), & r \geq r'; \end{cases}$$

$$K_{gg}(r, r') = \sum_{u=0}^{\infty} e_u \cos^2 hg \begin{cases} J_h(k_{mn} r) H_h^{(2)}(k_{mn} r'), & r \leq r', \\ J_h(k_{mn} r') H_h^{(2)}(k_{mn} r), & r \geq r', \end{cases}$$

где J_h – функция Бесселя, $H_h^{(2)}$ – функция Ханкеля второго рода.

Величины $t = p/g$; $h = ut$.

Интегральные уравнения записаны относительно величин $E_{\tilde{x} mn}^{np}$, которые на поверхностях полос связаны с эквивалентными поверхностными магнитными токами основных и комбинационных частот выражениями

$$\mathcal{J}_{z mn}^M(\tilde{x}) = 2i E_{\tilde{x} mn}^{np}(\tilde{x}) \sin k'_{1mn} d_k. \quad (3)$$

Для составляющих эквивалентных поверхностных электрических токов на нижней и верхней гранях имеем интегральные выражения

$$\mathcal{J}_{\tilde{x} mn}^E(r) \Big|_{j=0} = 2t i \mathcal{K}_{z mn}^E \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih \frac{p}{2}} \cosh j_{mn} J_h(k_{mn} r) - \frac{w_{mn} \tilde{e}'_{amn} t}{2} \times$$

$$\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{z mn}^M(r') K_{00}(r', r) dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{z mn}^M(r') K_{0g}(r', r) dr' \right]; \quad (4)$$

$$\mathcal{J}_{\tilde{x} mn}^E(r) \Big|_{j=g} = 2t i \mathcal{K}_{z mn}^E \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih \frac{p}{2}} \cosh j_{mn} \cosh g J_h(k_{mn} r) - \frac{w_{mn} \tilde{e}'_{amn} t}{2} \times$$

$$\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{z mn}^M(r') K_{g0}(r', r) dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{z mn}^M(r') K_{gg}(r', r) dr' \right]. \quad (5)$$

Если в приближении физической оптики считать, что распределения токов на поверхности нелинейно нагруженного уголкового отражателя совпадает с распределениями (3), (4) и (5), полученными из решения задачи для бесконечного клина, то можно приближённо рассчитать радиолокационные характеристики такого отражателя.

Используя определение эффективной площади рассеяния (ЭПР), данное в [3], в случае взаимного приёма имеем для ЭПР на каждой из частот w_{mn} .

$$S_{jjmn} = \frac{h^2}{4p} \frac{|k_{mn} W_{mn}|^2}{|\mathcal{E}_{j10}^n|^2 + |\mathcal{E}_{j01}^n|^2} f_{jjmn}^2(q, j);$$

$$f_{jjmn}(q, j) = [Y_{mn} f_{zmn}^{M,n}(q, j) \sin q + (f_{ymn}^{\varepsilon,n}(q, j) + f_{ymn}^{\varepsilon,mem}(q, j)) \cos j + (f_{xmn}^{\varepsilon,n}(q, j) + f_{xmn}^{\varepsilon,mem}(q, j)) \sin j] \frac{\sin x_{mn}}{x_{mn}},$$

$$W_{mn} = Y_{mn}^{-1} = \sqrt{\tilde{e}_{amn}^{-1} m_a}; \quad x_{mn} = \frac{k_{mn} h}{2} \cos q;$$

$$f_{xmn}^{\varepsilon,n}(q, j) = \sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{xk mn}^{\varepsilon,n}(x') e^{ik_{mn} x' \sin q \cos j} dx';$$

$$f_{xmn}^{\varepsilon,mem}(q, j) = \int_0^{a_1} \mathcal{J}_{x1 mn}^{\varepsilon,mem}(x') e^{ik_{mn} x' \sin q \cos j} dx' + \sum_{k=2}^{N_1} \int_{b_{k-1}}^{a_k} \mathcal{J}_{xk mn}^{\varepsilon,mem}(x') e^{ik_{mn} x' \sin q \cos j} dx' + \int_{b_{N_1}}^{a_t} \mathcal{J}_{xk mn}^{\varepsilon,mem}(x') e^{ik_{mn} x' \sin q \cos j} dx';$$

$$f_{ymn}^{\varepsilon,mem}(q, j) = \int_0^{a_{N_1+1}} \mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,mem}(y') e^{ik_{mn} y' \sin q \sin j} dy' + \sum_{k=N_1+2}^N \int_{b_{k-1}}^{a_k} \mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,mem}(y') e^{ik_{mn} y' \sin q \sin j} dy' + \int_{b_N}^{b_t} \mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,mem}(y') e^{ik_{mn} y' \sin q \sin j} dy';$$

$$f_{ymn}^{\varepsilon,n}(q, j) = \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,n}(y') e^{ik_{mn} y' \sin q \sin j} dy';$$

$$f_{zmn}^{M,n}(q, j) = \sum_{k=1}^{N_1} \int_0^{a_t} \mathcal{J}_{zk mn}^{M,n}(x') e^{ik_{mn} x' \sin q \cos j} dx' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_0^{b_t} \mathcal{J}_{zk mn}^{M,n}(y') e^{ik_{mn} y' \sin q \sin j} dy'.$$

Здесь h – длина ребра уголкового отражателя, a_t и b_t – соответственно длины верхней и нижней граней; $\mathcal{J}_{xk mn}^{\varepsilon,n}$, $\mathcal{J}_{xk mn}^{\varepsilon,mem}$ – эквивалентные поверхностные электрические токи на k -той полосе и на металлических участках на верхней грани соответственно; $\mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,n}$, $\mathcal{J}_{yk mn}^{\varepsilon,mem}$ – эквивалентные поверхностные электрические токи на k -той полосе и на металлических участках на нижней

границы соответственно; $\mathcal{J}_{zkmn}^{m,n}$ – эквивалентные поверхностные магнитные токи на k -той полосе на верхней или нижней границе отражателя.

Приведем численные результаты для случая, когда отражатель – это двугранный уголок с квадратными гранями со сторонами $a_t = b_t = h = 3I_{10}$, где I_{10} – длина волны падающего на частоте ω_{10} ЭМ поля. Удаленный сторонний источник, создаёт у поверхности клина локально плоское ЭМ поле с двумя равноамплитудными спектральными составляющими на частотах $\omega_{10} = 2p \cdot 10^{10}$ рад/с и $\omega_{01} = 2p \cdot 7,733 \cdot 10^9$ рад/с с амплитудами $|\mathcal{E}_{10}| = |\mathcal{E}_{01}| = 10$ мВ/м. Единственная нелинейная полоса расположена на верхней грани $a_1 = I_{10}$, $b_1 = 2I_{10}$ и образована плоским слоем идеального диэлектрика (в объеме слоя отсутствуют токи проводимости). Предполагаем внутри вещества полосы наличие однородного электростатического поля смещения E'_0 . В окрестности этой точки ВАХ представлена рядом Тейлора

$$D'_x(E'_x) = D(E'_0) + D_1(E' - E'_0) + D_3(E'_x - E'_0)^3.$$

При этом коэффициенты $D(E'_0) = 8,724 \cdot 10^{-13}$ Кл/м², $D_1(E'_0) = 2,041 \cdot 10^{-11}$ Ф/м, $D_3(E'_0) = 2,359 \cdot 10^{-9}$ Фм/В². Толщина полосы $d = 0,367I_{10}$.

ЭПР такого отражателя, нормированные на величину

$$s_o = 4p \frac{h^2(a_t^2 + b_t^2)}{I_{10}^2},$$

приведены на рисунке 2.

Таким образом, ЭПР прямоугольного уголкового отражателя на согласованной поляризации при заданной ВАХ полосы на грани уголка на частоте падающего поля мало отличается от измеренной [4]; но на комбинационных частотах ЭПР оказывается меньше на 5-6 порядков.

Литература

1. Петров Б.М., Семенихина Д.В., Паньчев А.И. Эффект нелинейного рассеяния. – Таганрог: ТРТУ, 1997. 202 с.
2. Петров Б.М. Граничные условия на плоском слое нелинейного диэлектрика, расположенного на металле // Межвед. сб. науч.-техн. статей. Вып. 13. – Таганрог.: 2004. с.146 – 157.
3. Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П., Чигин Е.П. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т.41. №5. – С. 558 – 562.
4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. – М.: Радио и связь. 1975. – 248 с.

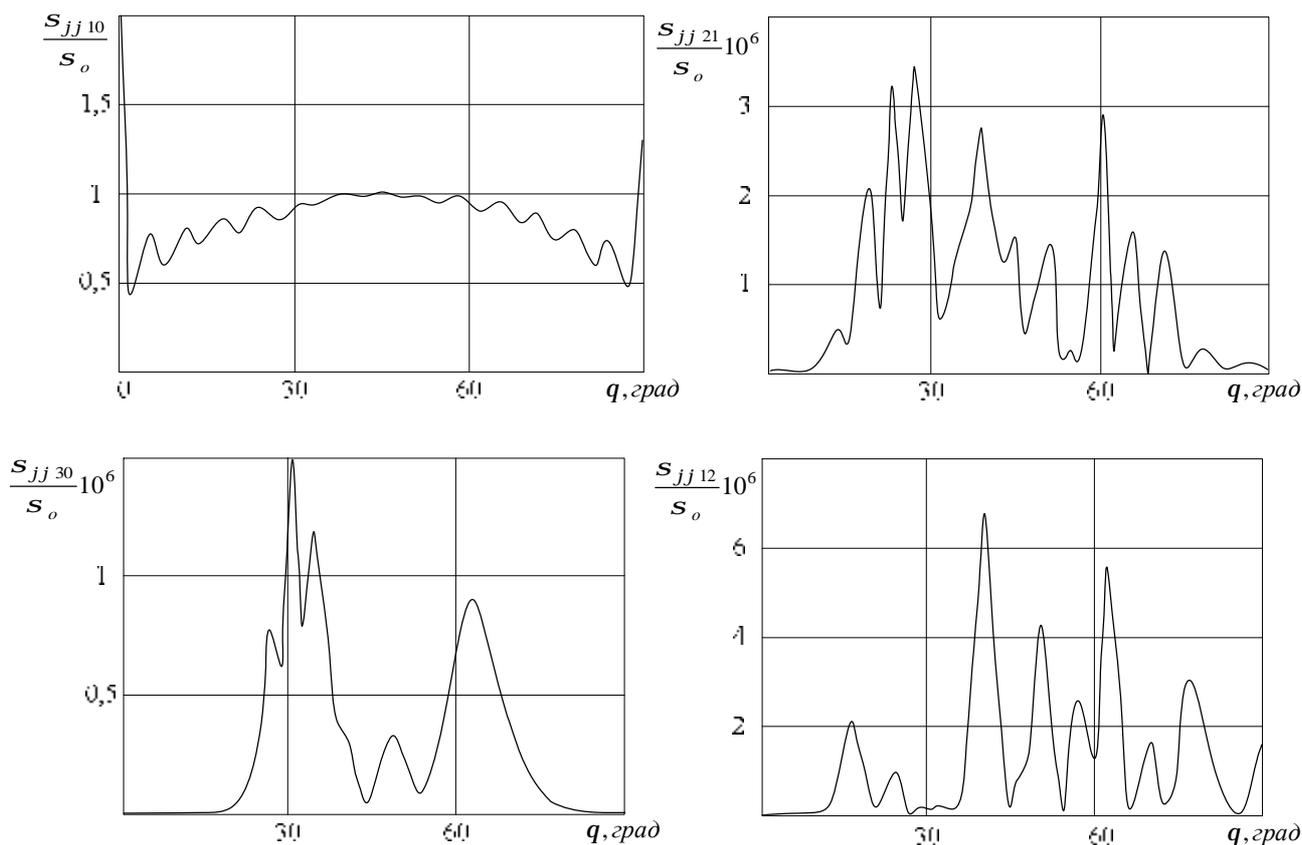


Рисунок 2

АНАЛИЗ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СВОЙСТВ АНИЗОТРОПНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРЁХМЕРНЫХ СТРУКТУР

Н.А. Радченко, А.И. Семенихин

*Кафедра АиРПУ ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, ул. Чехова, 22, ком. 1А, +79081866374,
rna_tag@inbox.ru*

*Кафедра АиРПУ ТТИ ЮФУ, г. Таганрог ул. Москатова, №25, кв. 91, +79061831649,
airpu@tsure.ru*

Проведён анализ поляризационных свойств двух анизотропных периодических металлодиэлектрических трёхмерных структур: двойной гребенчатой структуры и решетки Г-образных полосков, расположенных на идеально проводящей подложке. Рассчитаны частотные характеристики коэффициентов отражения моделей на согласной и крессовой поляризации. Исследован тензор эквивалентного поверхностного импеданса и найдено его уточнённое значение для двойной гребенчатой структуры с учетом эффекта провисания поля в канавках.

Одной из задач прикладной электродинамики является синтез анизотропных периодических трёхмерных структур с заданными характеристиками рассеяния для реализации твист-эффекта. Твист-эффект обеспечивает перевод энергии согласно (параллельно) поляризованной падающей волны на кроссовую (перпендикулярную) поляризацию рассеянной волны, что используется при создании отражательных поляризаторов антенн и снижении радиолокационной заметности поверхностей в определённой полосе частот.

В общем случае анизотропная трёхмерная структура может состоять из элементов в виде металлодиэлектрических, магнитодиэлектрических, микрополосковых включений, нагруженных электрических (магнитных) вибраторов или представлять собой метаматериал с отрицательным показателем преломления.

В данной работе исследованы поляризационные свойства двух моделей анизотропных трёхмерных структур с периодом, много меньшим длины распространяющейся волны l .

Поляризационные свойства моделей трёхмерных структур численно моделировались методом конечных элементов с помощью программы Ansoft HFSS [1]. Рассчитывались элементы поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) S_{11} и S_{12} моделей на согласной и кроссовой поляризациях в двух линейных однотипных поляризационных базисах - передающем и приемном. Модели были помещены в канал Флоке, имитирующий бесконечную периодическую решетку и облучались плоскими линейно поляризованными волнами со средней частотой 10 ГГц. Исследовались частотные характеристики элементов ПМР в дальней зоне.

В первом случае была рассмотрена двойная гребенчатая структура с системой взаимно перпендикулярных мелких (высотой $d_1 = l/4 = 7,5$ мм) и глубоких (высотой $d_2 = l/2 = 15$ мм) металлизированных канавок шириной $t = 3$ мм, и периодом $T = 5$ мм, одинаковым в направлении осей ox и oy (рис. 1). На рис. 2 представлены рассчитанные частотные характеристики (ЧХ) коэффициентов отражения на согласной S_{11} (сплошная линия) и кроссовой поляризациях S_{12} (пунктир). Видно, что твист-эффект по уровню $|S_{11}|$ менее 10 дБ наблюдается в полосе частот 6,4...13,6 ГГц.

Исследован тензор эквивалентного поверхностного импеданса (ТЭПИ) рассматриваемой анизотропной структуры. Обычно собственные значения ТЭПИ рассчитываются без учёта эффекта провисания поля [2], когда не учитывается проникновение поля в более глубокие канавки двойной гребенчатой структуры при падении плоской волны, поляризованной перпендикулярно мелким канавкам. На рис. 3,а показаны мнимые части собственных значений ТЭПИ в этом случае.

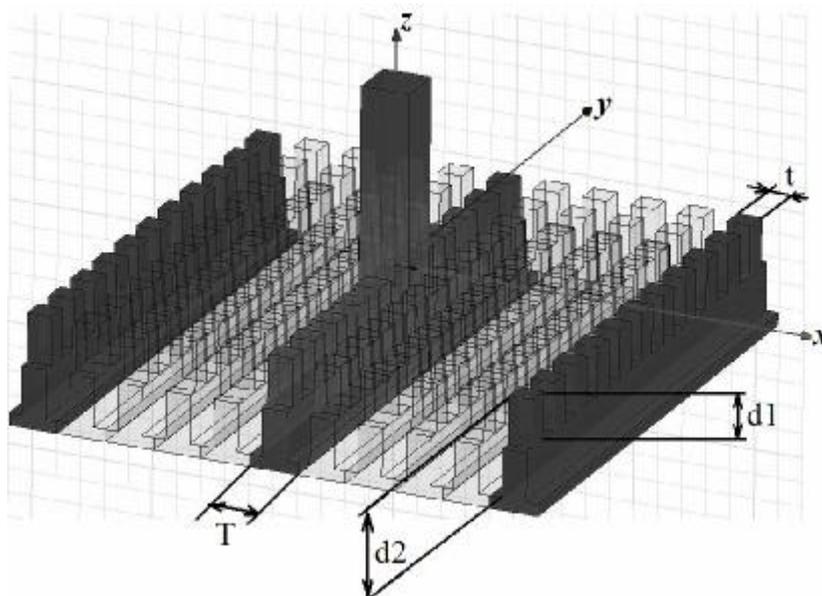


Рисунок 1 – Двойная гребенчатая структура, выделены три ламели и канал Флоке в центре

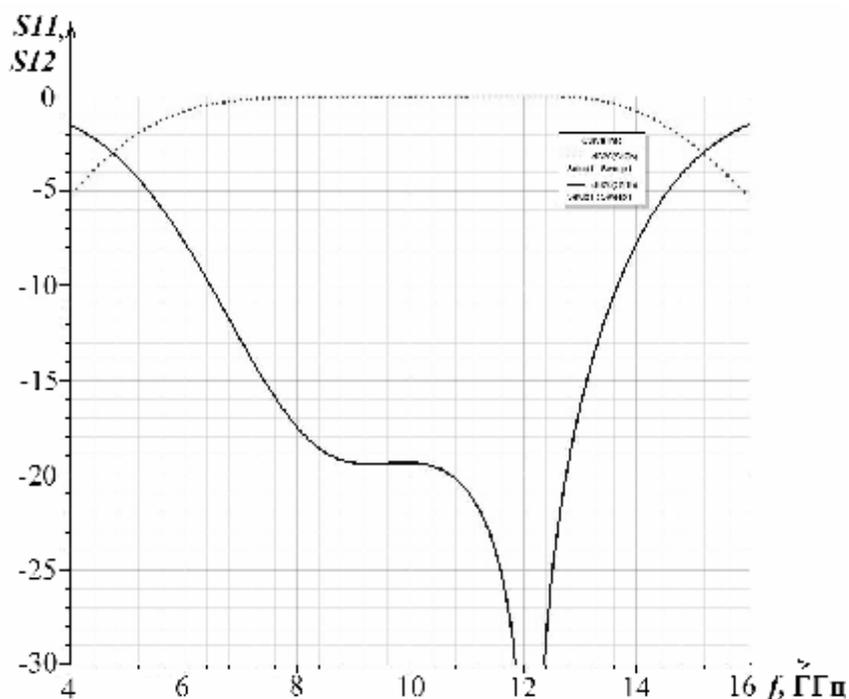


Рисунок 2 – ЧХ коэффициентов отражения на согласной S_{11} (сплошная линия) и крессовой поляризациях S_{12} (пунктир)

В настоящей работе найдены уточненные собственные значения ТЭПИ гребенчатой структуры, например для первого собственного значения:

$$Z_{11} = j\left(\frac{t}{T_x} \cdot 1,14\right) \cdot \operatorname{tg}(kd \cdot 1,059). \quad (1)$$

Благодаря найденным дополнительным коэффициентам в формуле (1), учитывающих провисание поля, результаты расчета элементов ТЭПИ по формуле (1) и с помощью HFSS совпадают с графической точностью (рис.3,б).

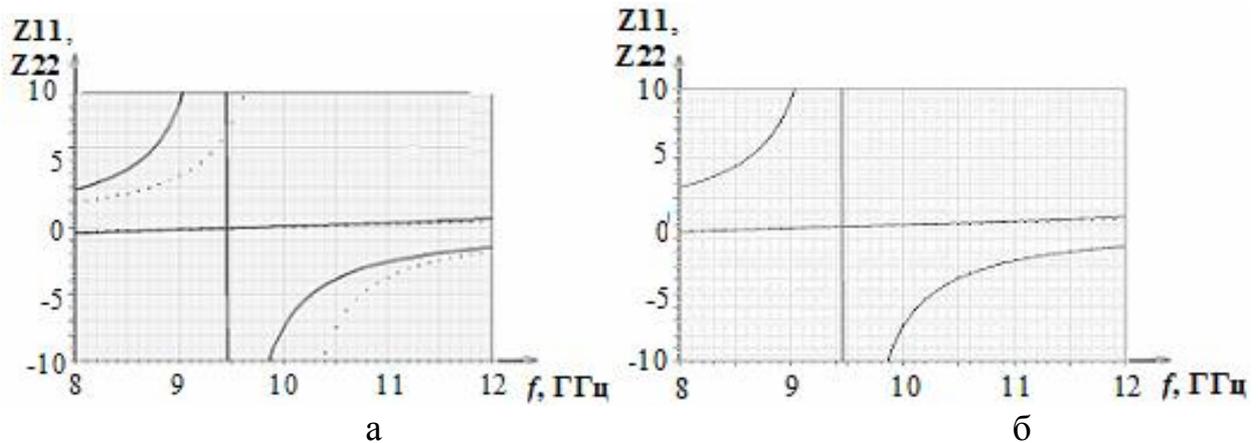


Рисунок 3 – ЧХ мнимых частей собственных значений ТЭПИ ($d_1=7,5$ мм):
 а) сплошная линия – HFSS, пунктир – расчет по формуле без учета провисания поля [2],
 б) сплошная линия – HFSS, пунктир – расчет по формуле (1) с учётом провисания поля

Во втором случае была рассмотрена периодическая трёхмерная структура, состоящая из Г-образных полосков, расположенных на идеально проводящей подложке. На рисунке 4, а приведён единственный элемент этой структуры в выделенном канале Флоке. Численно исследован эффект провисания поля, поляризованного параллельно полоскам. Частотные характеристики коэффициентов отражения на согласной (сплошная линия) и крестовой (пунктирная линия) поляризациях приведены на рис.4,б. Твист-эффект по уровню $|S_{11}|$ менее 10 дБ наблюдается в полосе частот 6,8...17 ГГц.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке искусственных малозаметных покрытий с малой радиолокационной заметностью и широкополосных поляризаторов антенн СВЧ и КВЧ.

Литература

1. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS. Под редакцией д.т.н., проф. Банкова С.Е. – М, СОЛОН-Пресс, 2004.
2. Семенихин А.И., Климов А.В. Расчёт параметров и амплитудно-частотных характеристик широкополосных отражательных поляризаторов // Труды Международной НТК «Излучение и рассеяние ЭМВ». 2007. С. 120-126.

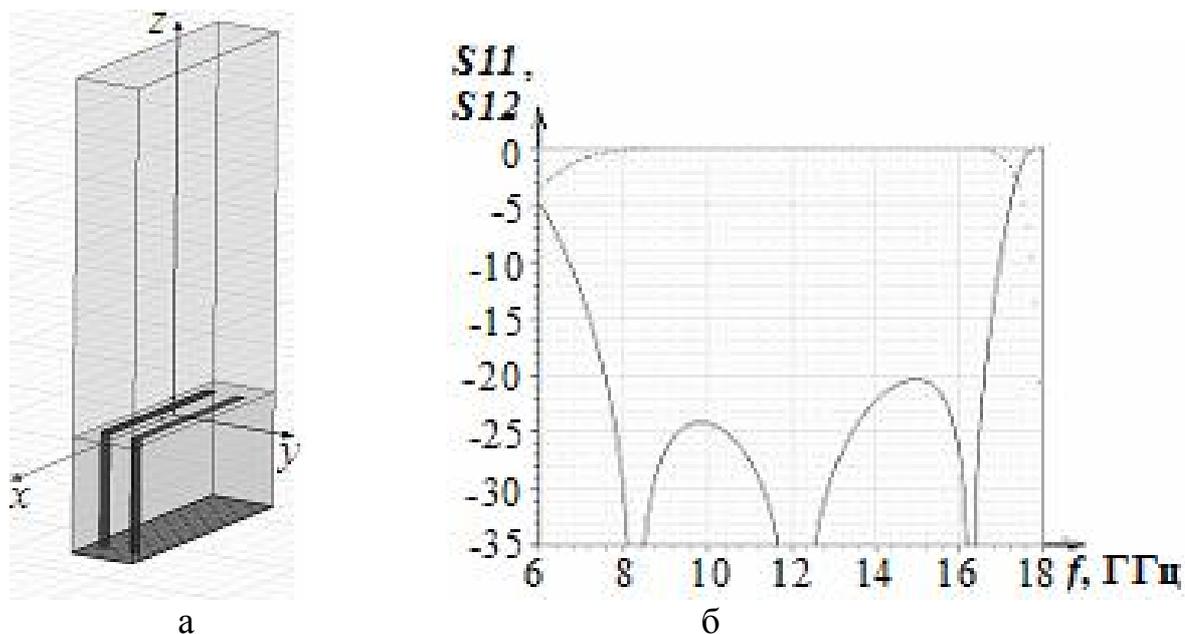


Рисунок 4 – Полосковая структура (а) и АЧХ ее коэффициентов отражения (б)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОТОТИПА И СОЗДАНИЕ МАКЕТА СВЕРХШИРОКОДИАПАЗОННОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

Д.В. Семенихина, Ю.И. Маркина

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. АиРПУ

В работе описаны этапы моделирования спиральной антенны эллиптической поляризации для диапазона от 800 МГц -25 ГГц. Представлена рассчитанная конструкция поглощающих слоев. Показаны графики коэффициента эллиптичности для антенны с различными радиусами верхней части спирали и сопротивлениями нагрузок.

Эффективность определения направления источника излучения фазовым пеленгатором зависит от параметров антенного устройства с учетом его размещения на объекте. Поэтому к антеннам пеленгаторных устройств предъявляются следующие основные требования. Антенны должны обеспечивать наблюдение в широком секторе углов одновременного обзора. Чтобы реализовать прием электромагнитных волн во всех направлениях, антенна должна иметь близкую к круговой диаграмму направленности. Для уменьшения числа антенн, перекрывающих рабочий диапазон, требования к ДН антенны должны выполняться в частотном диапазоне с перекрытием от 2...3 до 5...6 октав [1].

В связи с перечисленными требованиями был проведен анализ конструкций спиральных антенн с целью выбора антенны с лучшими

параметрами и характеристиками и получения возможности расширения рабочего диапазона частот.

Спиральная антенна [2], разработанная корпорацией A-info, способна обеспечить наблюдение в секторе углов обзора $\pm 60^\circ$, однако, диапазон рабочих частот антенны составляет всего от 0,5 до 2 ГГц. Двухзаходная спиральная антенна [3] работает в секторе углов обзора $\pm 70^\circ$, диапазон частот антенны составляет от 1 до 8 ГГц. Описана также спиральная антенна с поглотителем [4], работающая в диапазоне от 2 до 18 ГГц, обеспечивающая наблюдение в секторе углов обзора $\pm 65^\circ$.

В статье предлагается спроектированная спиральная антенна (рисунок 1), состоящая из двух типов спиралей – Архимедовой двухзаходной и логарифмической равноугольной, которая переходит в коническую. Антенна способна работать в диапазоне частот от 800 МГц до 25 ГГц. Спиральная антенна обеспечивает наблюдение в секторе углов обзора не хуже $\pm 75^\circ$. КСВ антенны не превышает 3,5 во всем диапазоне частоте. Расчет модели антенны произведен с помощью пакета САПР СВЧ *Ansoft HFSS v.10* [5].

Далее была поставлена задача расширения частотного диапазона антенны и улучшения ее параметров и характеристик. Для этого рассчитана конструкция поглощающих слоев, а также произведен расчет антенны с различными диаметрами верхней части конуса антенны.

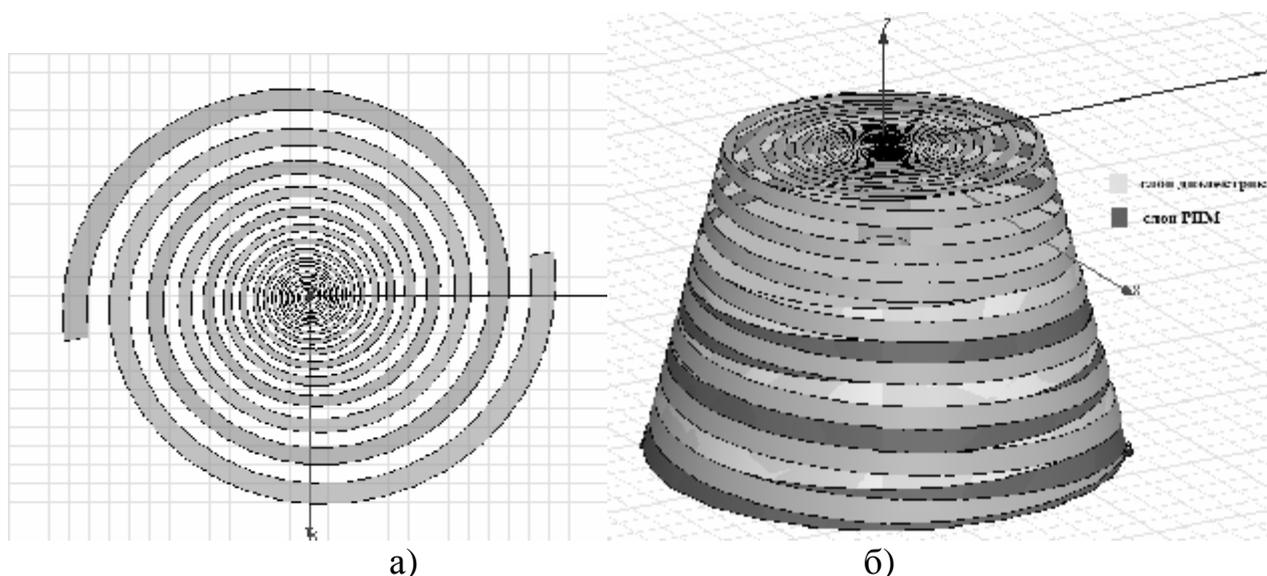


Рисунок 1 – Спиральная антенна: а) вид сверху, б) вид сбоку

Модель слоев (рисунок 2) представляет собой многослойную структуру в приближении плоских бесконечных слоев. При помощи рекуррентных соотношений в среде MathCAD ведется расчет коэффициента отражения многослойной структуры через импедансы и толщины слоев [6].

Три слоя радиопоглощающего материала, а также три слоя диэлектрика толщиной 6,2 мм позволили уменьшить коэффициент отражения (рисунок 3) от

верхнего поглощающего слоя до -14 дБ в диапазоне частот от $0,8$ ГГц до 25 ГГц.

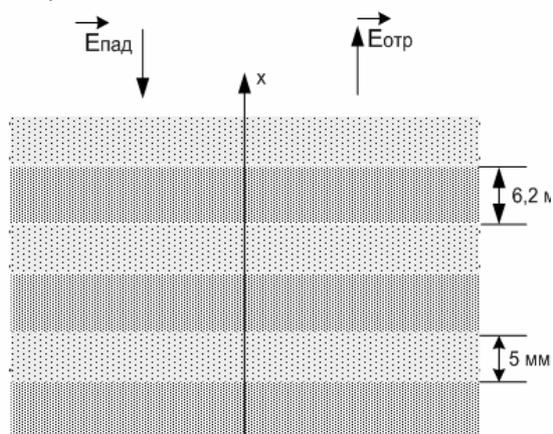


Рисунок 2 - Модель поглотителя электромагнитного излучения

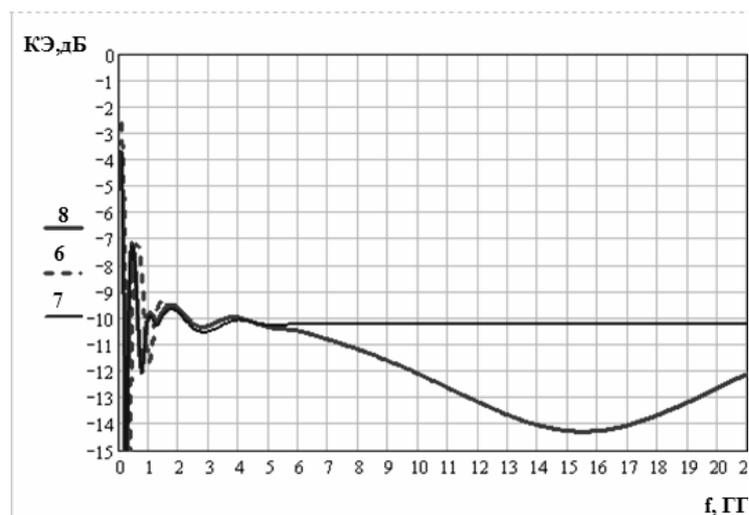


Рисунок 3 - График зависимости коэффициента отражения от количества слоев

Расчет антенны проводился во всем диапазоне частот. Коэффициент эллиптичности полученной модели на частоте 25 ГГц представлен на рисунке 4.

Полученные результаты позволяют подтвердить, что изменение структуры РМП ведет к улучшению характеристик и параметров антенны и позволяет расширить ее частотный диапазон.

Далее были проведены расчеты антенны с различными диаметрами верхней части антенны, поскольку изменение угла конусности спирали конической антенны позволяет добиться большей диапазонности антенны.

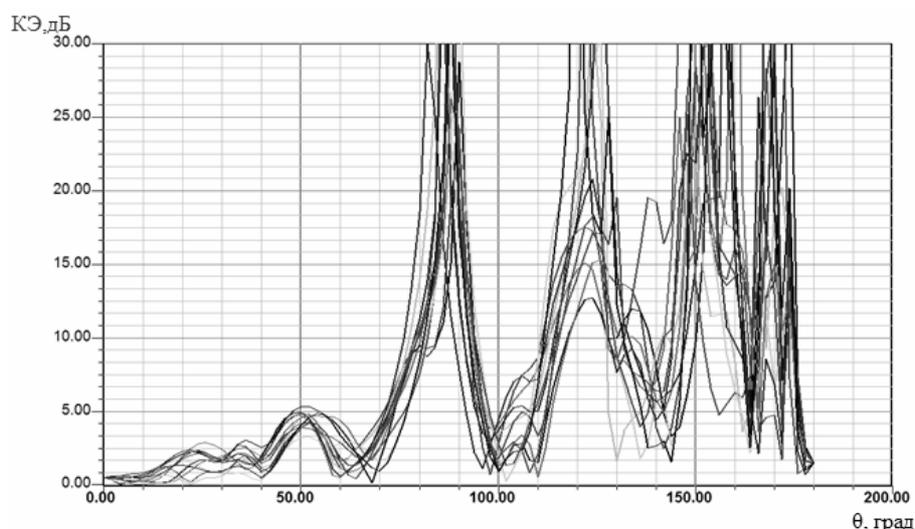


Рисунок 4 – График коэффициента эллиптичности на частоте 25 ГГц

Проведен анализ антенны с различными радиусами верхней части антенны в диапазоне от 15 мм до 27 мм. Лучшие характеристики и параметры антенны наблюдаются для радиуса 26 мм. Графики коэффициента

эллиптичности при радиусе верхней части антенны 15, 20, 26 и 27 мм представлены на рисунке 5.

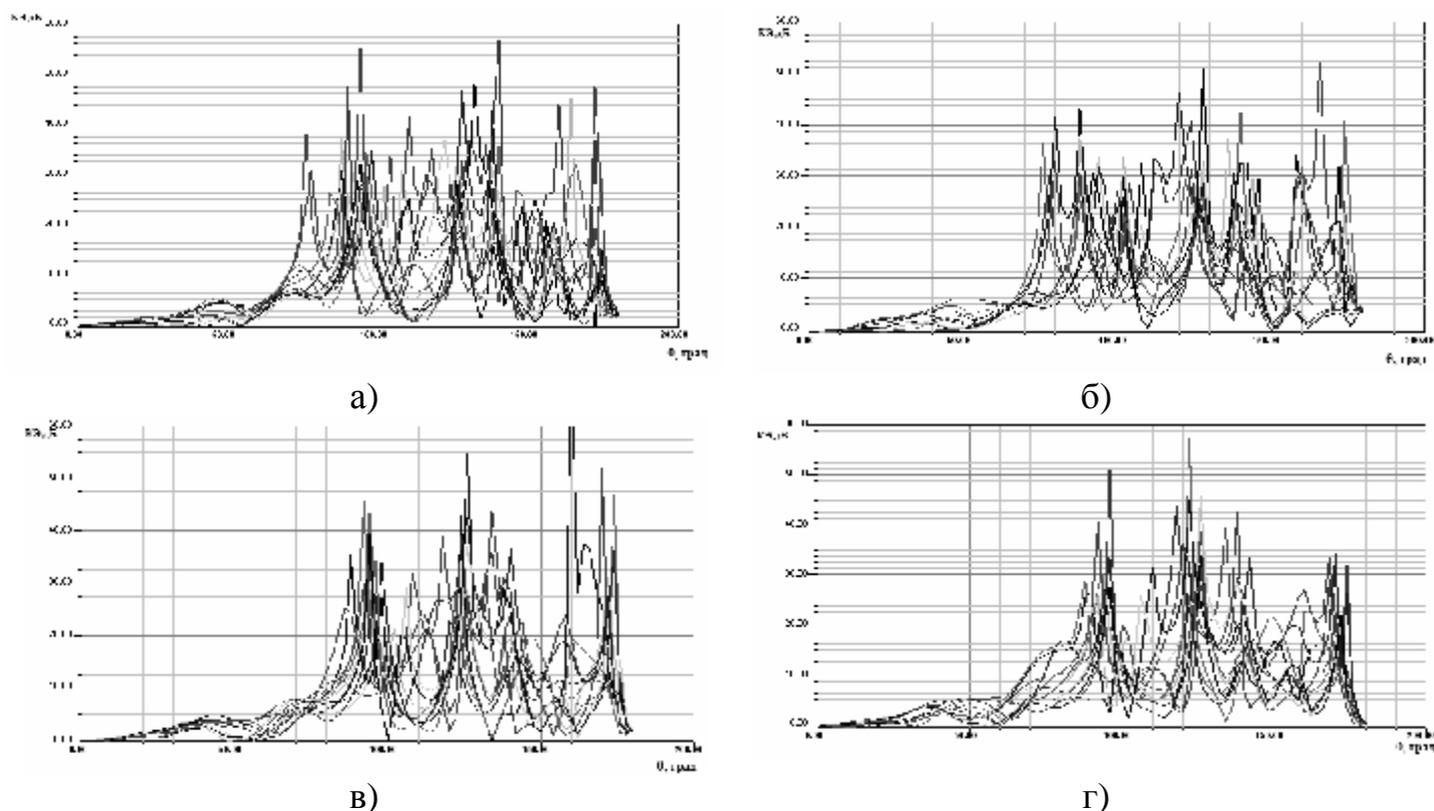


Рисунок 5 - Графики коэффициента эллиптичности при радиусе верхней части антенны: а) 15мм, б) 20 мм, в) 26мм, г) 27 мм

Чтобы добиться параметров и характеристик, приближенных к антеннам с бесконечной структурой, необходимо обеспечить режим бегущей волны. Для этого на концы конической спирали антенны были установлены нагрузочные сопротивления.

Был произведен анализ антенны с различными сопротивлениями нагрузок с целью выявления степени их влияния на работу антенны. В таблице показана зависимость изменения сектора угла обзора при изменении значений сопротивления нагрузок на нижних, средних и верхних частотах.

Из таблицы видно, что на нижних частотах диапазона (0.8ГГц...9ГГц) нагрузочные сопротивления оказывают незначительное влияние на работу антенны, так как в антенне сохраняется практически режим бегущей волны при любой нагрузке, благодаря тому, что диаграммы направленности антенны на этих частотах имеют большой запас по углу обзора. На средних и высоких частотах диапазона (10ГГц...25ГГц) без нагрузочных сопротивлений наблюдается рост КСВ до 3,7, а также уменьшение сектора углов одновременного обзора. При изменении значения сопротивления нагрузки от 10 до 250, наблюдается снижение КСВ до 3,5 на высоких частотах, а коэффициент эллиптичности (вычисленный как отношение большой полуоси

эллипса поляризации к малой) не превышает -10дБ в секторе углов одновременного обзора $\pm 75^\circ$ на частоте 25 ГГц.

Таблица 1

Частота, ГГц Сопр., Ом	0,8	10	15	22	25
0	$\pm 90^\circ$	$\pm 78^\circ$	$\pm 70^\circ$	$\pm 65^\circ$	$\pm 65^\circ$
10	$\pm 85^\circ$	$\pm 76^\circ$	$\pm 74^\circ$	$\pm 70^\circ$	$\pm 70^\circ$
30	$\pm 83^\circ$	$\pm 80^\circ$	$\pm 74^\circ$	$\pm 68^\circ$	$\pm 68^\circ$
150	$\pm 83^\circ$	$\pm 82^\circ$	$\pm 78^\circ$	$\pm 77^\circ$	$\pm 75^\circ$
250	$\pm 90^\circ$	$\pm 81^\circ$	$\pm 72^\circ$	$\pm 68^\circ$	$\pm 68^\circ$

Таким образом, спроектирована антенна, работающая в частотном диапазоне от 800 МГц до 25 ГГц и способная обеспечивать наблюдение в секторе углов обзора не хуже $\pm 75^\circ$. КСВ антенны не превышает 3,5 во всем частотном диапазоне. Эти характеристики являются лучшими из имеющихся аналогов.

Литература

1. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. – М.: Советское радио, 1974. С.189-200.
2. A-Info. Test Report for JXTXLX-520. – URL: http://www.ainfoinc.com/en/pro_pdf/new_products/antenna/Spiral%20Antenna/tr_JXTXLX-520.pdf (дата обращения 15.09.10)
3. A-Info. Test Report for JXTXLX-1080. – URL: http://www.ainfoinc.com/en/pro_pdf/new_products/antenna/Spiral%20Antenna/tr_JXTXLX-1080.pdf (дата обращения 15.09.10).
4. A-Info. Test Report for JXTXLX-840. – URL: http://www.ainfoinc.com/en/pro_pdf/new_products/antenna/Spiral%20Antenna/tr_JXTXLX-840.pdf (дата обращения 15.09.10).
5. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ-структур с помощью HFSS: изд. «СОЛОН-пресс», 2005. – 216 С.
6. Юханов Ю.В., Семенихин А.И., Семенихина Д.В., Шабашов А.О., Бобков Н.И. Многооктавные проходные вращатели поляризации с анизотропно проводящими сетками // В кн. «Рассеяние электромагнитных волн». Вып. 15. Таганрог. 2008. С. 89-98.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНОМ АВТОПИЛОТЕ С ГИБКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Ю.А.Гелож, П.П.Клименко

Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге

Объектом исследования является канал крена автопилота с астатизмом первого порядка, с гибкой обратной связью и дополнительным управлением при больших кратковременных возмущениях.

В условиях воздействия на ЛА больших возмущений структура математической модели системы будет иметь вид, показанный на рис. 1.

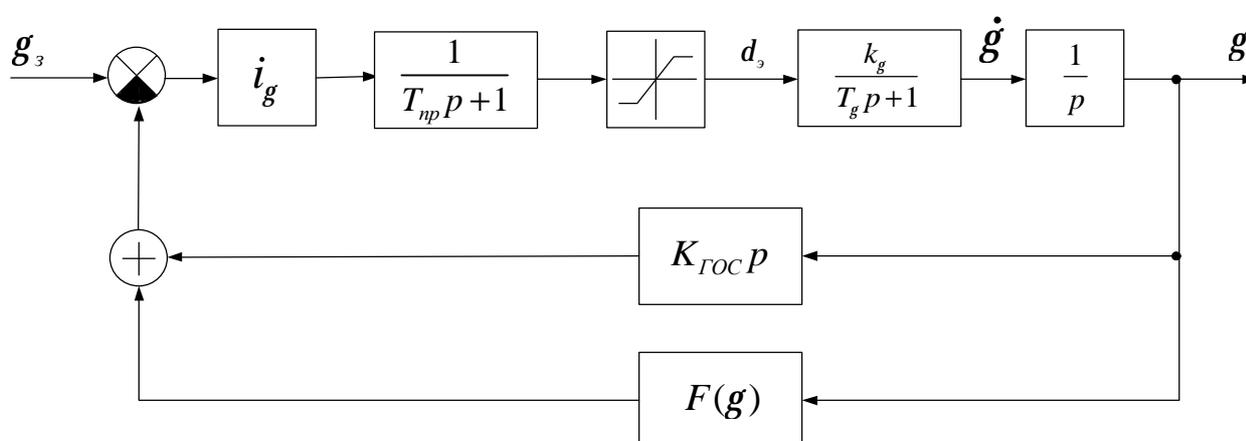


Рис.1. Структура математической модели системы

Дифференциальное уравнение в операторной форме для такой системы будет иметь вид:

$$T_{np}T_g p^3 g + (T_{np} + T_g) p^2 g + p g = k_g j \left[i_g (g_3 - F(g) - K_{ГОС} p g) \right].$$

Итак, имеем следующие заданные положения.

1) Математическая модель ЛА по крену описывается передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k_g}{p(T_g p + 1)},$$

где $T_g = 1c$;

$$k_g = 2,5; 5 \text{ и } 10 \frac{1}{c}.$$

2) Математическая модель инерционного привода закладки элеронов

$$W_{np}(p) = \frac{1}{T_{np} p + 1},$$

где $T_{np} = 0,1; 0,3 \text{ и } 0,5 \text{ с.}$

3) Управляющее воздействие пропорционально ошибке рассогласования и определяется по закону

$$u_{упр} = i_g (g_z - F(g) - K_{ГОС} p g),$$

где величины i_g и $K_{ГОС}$ выбираются в зависимости от $T_{пр}$ таким образом, чтобы обеспечить запас по фазе в системе не менее 20° .

Характеристика позиционного датчика угла крена $F(g)$ - пилообразная или линейная.

4) Вид задающего воздействия – скачкообразное.

Заданные углы крена g_z следующие, град: 0; 90; 150; 179 или другие в зависимости от качества переходных процессов.

Начальные условия определяются исходя из следующих соображений:

- начальные условия по углу крена выбираются на участках, близких к точкам разрыва пилообразной характеристики;
- начальные угловые скорости должны превышать по величине скорость, развиваемую ЛА при максимальном угле закладки элеронов.

Согласно этим положениям, выбраны следующие начальные условия:

$$\{g_n, \dot{g}_n\}, \{pad, pad/c\}: \{-3; -20\}; \{-3; 20\}; \{3; -20\} \text{ и } \{3; 20\}.$$

Введено ограничение на ресурс управления: угол закладки элеронов не может выходить за заданные пределы:

$$|d_\theta| \leq d_{эм},$$

где $d_{эм} = 20^\circ$.

Требуется решить следующие задачи:

- а) сравнить переходные процессы в канале крена автопилотов при включенной и выключенной ГОС;
- б) определить вид переходных процессов в классическом АП с П- регулятором и ГОС;
- в) определить вид переходных процессов в АП с дополнительным управлением;
- г) сравнить показатели качества переходных процессов в АП с дополнительным управлением с процессами в следующих системах:
 - 1) линейный АП с ГОС;
 - 2) нелинейный АП с линейным позиционным датчиком;
 - 3) нелинейный АП с пилообразной характеристикой позиционного датчика.

Для исследования поведения нелинейной системы в различных исходных ситуациях используем совокупность фазовых траекторий, построенных для различных начальных условий, которая называется фазовым портретом системы. Фазовый портрет определяет все возможные процессы в системе и служит наглядным изображением ее динамических свойств.

На рис. 2 – 6 приведены результаты моделирования процессов в четырех типах сравниваемых автопилотов с постоянной времени привода элеронов $T_{np} = 0,1c$.

Процессы в автопилоте с дополнительным управлением показаны сплошными линиями, а точечными – в нелинейной или в линейной системах.

Параметры исследуемых систем приведены в табл.1. Коэффициенты i_g и $k_{ГОС}$ рассчитаны для коэффициента чувствительности ЛА по скорости изменения угла крена к углу закладки элеронов $k_g = 5$ 1/с с использованием метода стандартных коэффициентов. Коэффициент $k_{ГОС}$ был дополнительно занижен для уменьшения запаса по фазе в системе до 20° .

Таблица 1

$k_g, 1/c$	i_g	$k_{ГОС}, c$	T_c, c	$j_{зан}, ^\circ$
2,5	3,088	0,381	0,13	50
5			0,065	46
10			0,0325	38
2,5		0,15	0,13	27
5			0,065	23
10			0,0325	20

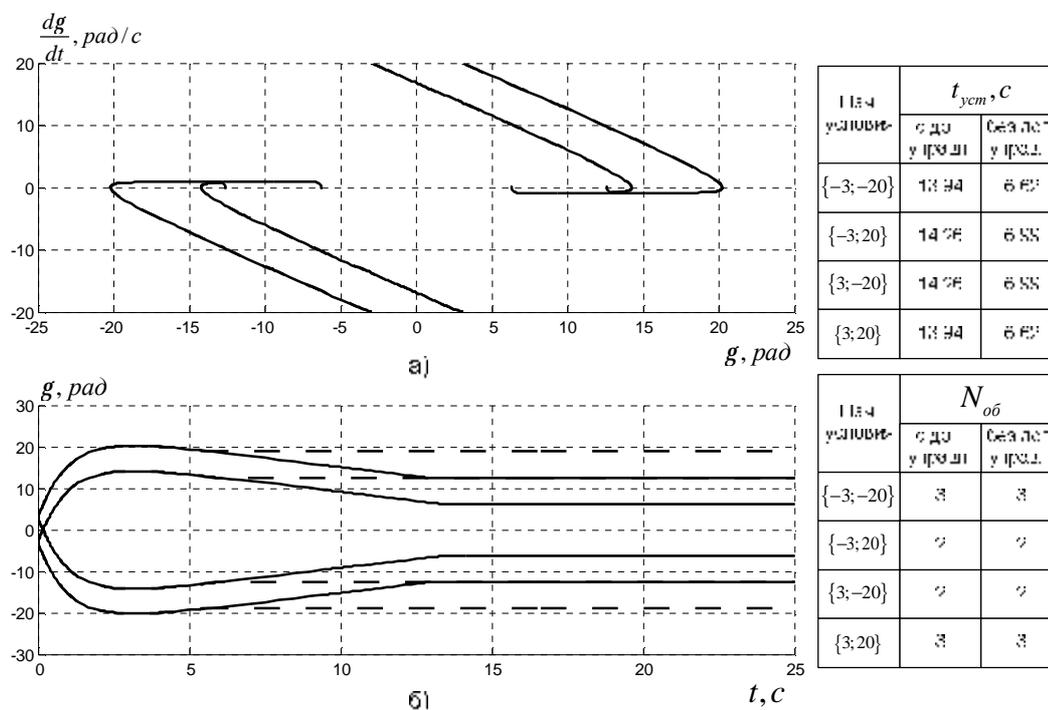


Рис. 2. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 0; j_{зан} = 50^\circ$$

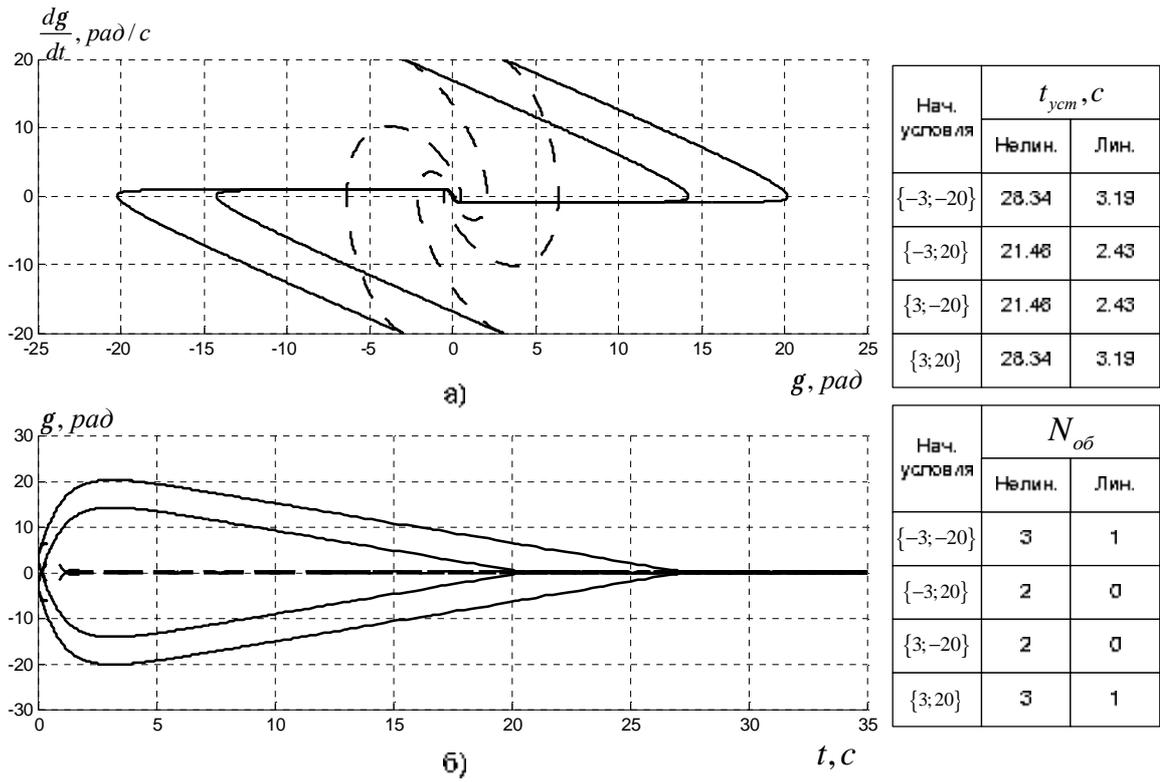


Рис. 3. а) – фазовый портрет нелинейной и линейной систем;
 б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 0; j_{зан} = 50^\circ$$

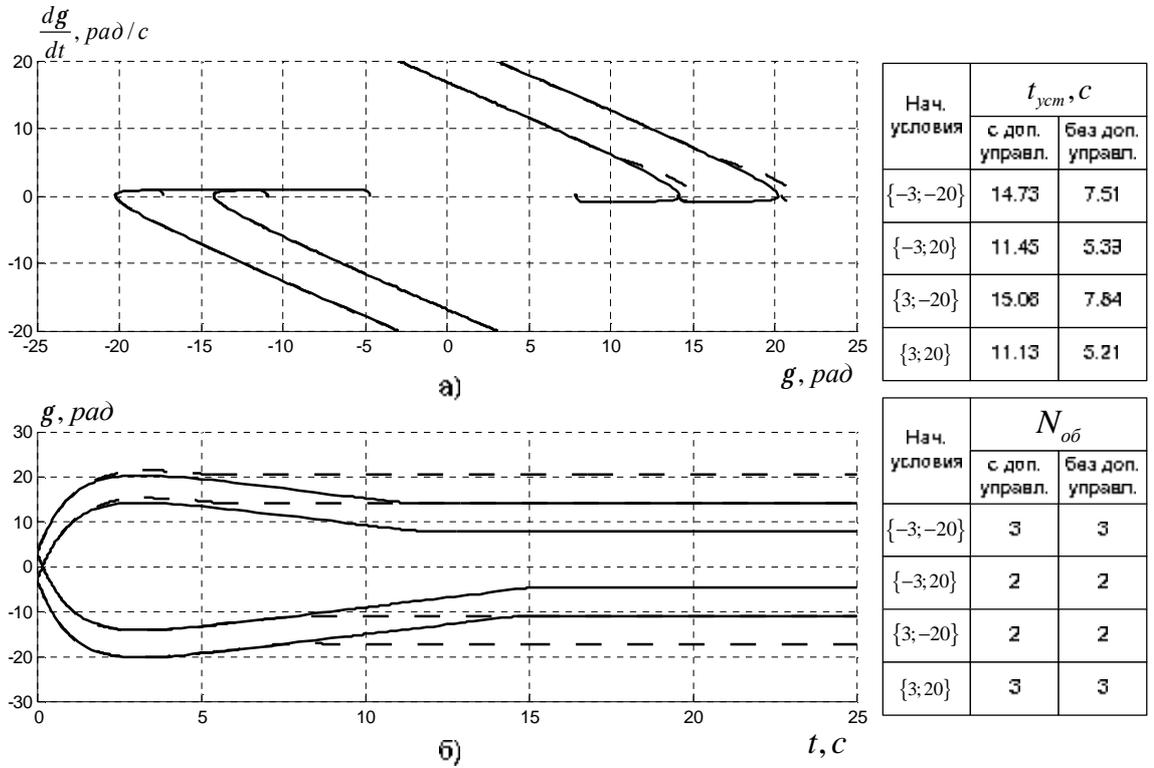


Рис. 4. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 90^\circ; j_{зан} = 50^\circ$$

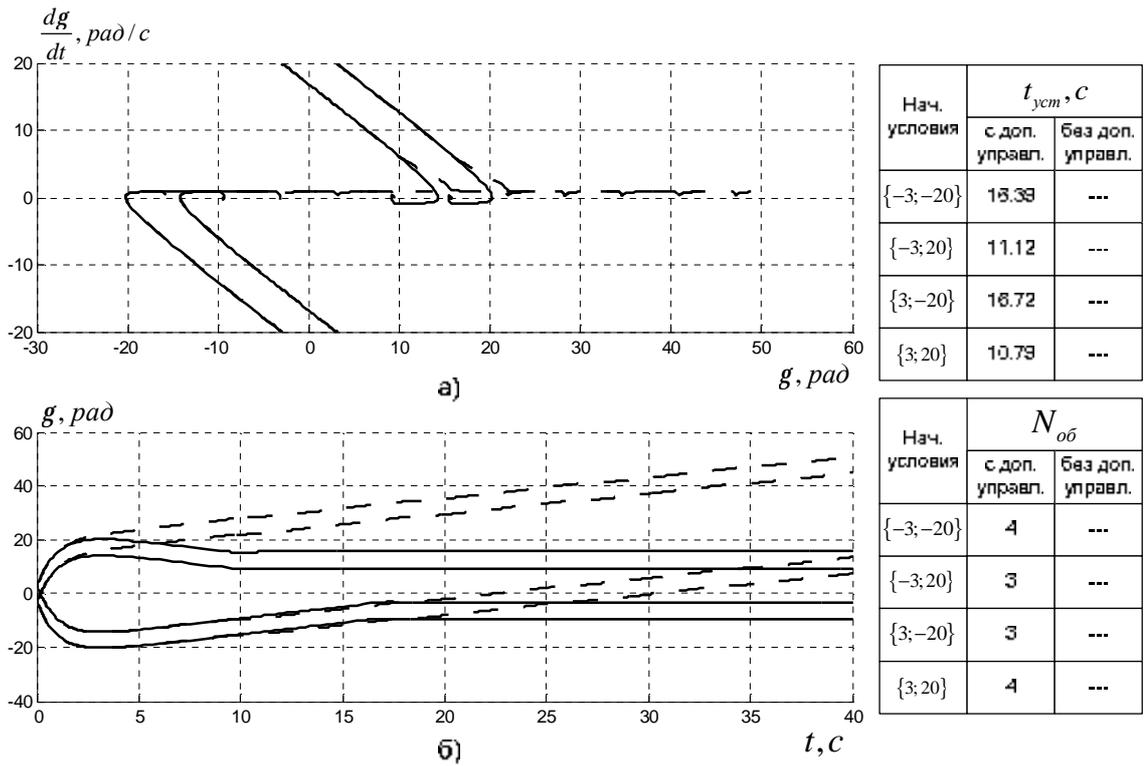


Рис.5. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 179^\circ; j_{зан} = 50^\circ$$

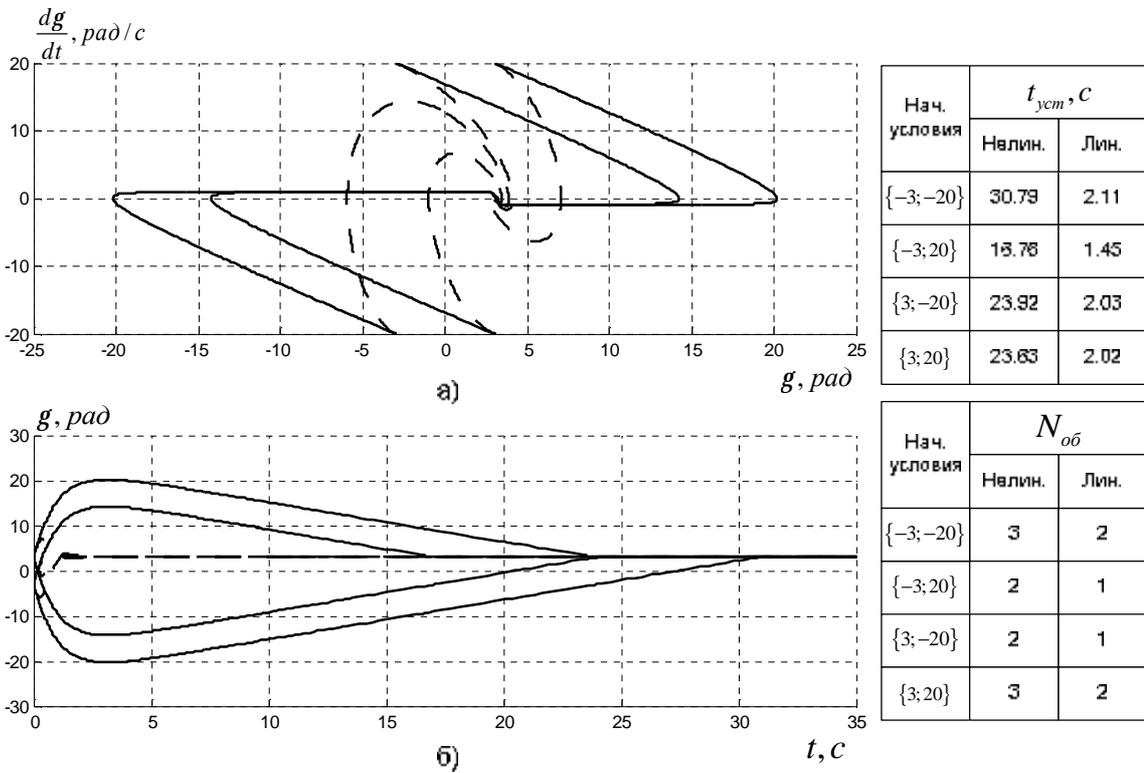


Рис.6. а) – фазовый портрет нелинейной и линейной систем; б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 179^\circ; j_{зан} = 50^\circ$$

Таким образом, можно констатировать, что наибольшая длительность переходных процессов в большинстве случаев наблюдается в нелинейной системе с линейной характеристикой позиционного датчика. В отличие от систем с пилообразной характеристикой, которые устанавливают заданный угол крена на первой же ветви, на которой удалось рассеять энергию, эти системы заставляют совершать вращения ЛА в обратную сторону, более чем в два раза увеличивая время нахождения ЛА в критическом режиме.

Длительность переходных процессов в системе с дополнительным управлением может оказаться больше по сравнению с нелинейной системой без дополнительного управления. Это связано с принудительным возвратом изображающей точки на предыдущий участок пилообразной характеристики.

С увеличением коэффициента k_g длительность переходных процессов в системах с дополнительным управлением, с одной стороны, уменьшается, что связано с увеличением маневренности ЛА (характерно для систем с малой инерционностью привода элеронов), с другой - увеличивается за счет повышения колебательности переходного процесса в системах с большой инерционностью привода элеронов.

Дополнительное управление в системе с пилообразной характеристикой позиционного датчика целесообразно включать только при необходимости установки большого угла крена.

Литература

1. Геложе Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в нелинейных системах. – М.: Радио и связь. -2006.- 264 с.

РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ

В.А. Коротенко
ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, каф РТЭ

В моей работе разрабатывается современное широкополосное АО устройство, позволяющее с повышенной точностью определять параметры радиосигнала в условиях многосигнальной обстановки.

Рассмотрим схему работы прибора. Радиосигнал, поступающий на АО дефлектор, преобразуется пьезопреобразователем, расположенном на его грани в упругие колебания, распространяющиеся в оптически прозрачной среде. Эти колебания, являющиеся пространственно-временным аналогом анализируемого радиосигнала, изменяют показатель преломления среды. Преобразованная, таким образом, оптическая среда, с изменяющимся показателем преломления, взаимодействует с лучом света от монохроматического источника излучения –

лазерного полупроводникового модуля. При этом, для проходящего луча света от источника среда с изменяющимся показателем преломления представляет собой дифракционную решётку. Модулированный световой сигнал далее распространяется в оптической среде, состоящей из участков свободного пространства и Фурье-преобразующей оптической системы, которая формирует распределение интенсивности (РИСС) светового сигнала на линейке фотоприёмников.

Аппаратная функция (АФ) АО измерителя может искажаться в силу различных причин: это погрешности, связанные с функционированием фотоприёмника, с конечной шириной линии излучения лазерного источника, асимметрией её формы, наличием в спектре излучения паразитных составляющих и также с работой Фурье-преобразующей оптической системы, которая как любая оптическая система имеет аберрации.

Необходимость работы Фурье-преобразующей системы связана с тем, что расширение полосы рабочих частот в АО измерителях параметров радиосигналов приводит к тому, что дифрагированный на акустической волне лазерный луч сканирует в существенно большем угле, и аберрации, возникающие в линзе, которая формирует РИСС на линейке фотоприёмников, влекут за собой возникновение амплитудных и частотных погрешностей, ощутимо сказывающиеся на качестве работы прибора. В основном это дисторсия и сферическая аберрации. Они связаны с неидеальностью оптического тракта и его элементов. Эти погрешности выражаются в нелинейной зависимости между отклонениями светового луча и частотой сигнала.

В данной работе будут исследованы типовые схемы построения АО измерителей, анализ влияния аберраций на искажение АФ, исследованы погрешности измерения частоты и амплитуды в АО измерителях, разработаны технические решения, направленные на их устранение, а также проведены экспериментальные исследования принятых технических решений, на основании которых будет разработан образец широкополосного АО измерителя с повышенной точностью.

2. СЕКЦИЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ

Session 2: SYSTEMS of a MOBILE RADIO COMMUNICATION And DIGITAL SWITCHING In CORPORATE NETWORKS

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГИБРИДНОЙ СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАПРОСА ПОВТОРА С ТУРБОКОДАМИ

Ле Тхи Фьонг Май

*Технологический институт Южного федерального университета, магистрантка кафедры
РТС радиотехнического факультета,
Вьетнам, г. Да Нанг*

В стандартных схемах ARQ ошибки кадра анализируются в приемнике кодом с обнаружением ошибок, обычно циклическим избыточным кодом (CRC). CRC вычислит синдром кадра. Если синдром '0' (означает, что кадр передает CRC), приемник отправляет подтверждение (ACK) успешной передачи к получателю. Если получатель обнаруживает, что кадр ошибочно декодировался, это вызывает отправку отрицательного подтверждения (NAK) и запроса на повторную передачу ошибочного кадра, пока не достигается успешное декодирование [1].

Система обладает определенной задержкой повторной передачи. В результате схема ARQ является более подходящей для передачи данных, факсимиле или передачи неподвижного изображения, а не речи или коммуникационных передач в реальном времени, в которых повторная передача невозможна. Основными схемами ARQ являются: старт-стопная (Stop And Wait), с возвратом N кадров (go-back-N), и выборочными повторными протоколами (selectiverepeatprotocols). Чтобы улучшить надежность систем связи, эти основные схемы ARQ применяются совместно с методами прямой коррекции ошибок (FEC), приводя к так называемым гибридным схемам ARQ/FEC [1].

1. Протоколы ARQ

Старт-стопный протокол (SW). В этом протоколе ARQ, передатчик продолжает передачу пакетов только до успешного подтверждения. Однако, если подтверждение не прибывает, пока таймер тайм-аута не истекает, пакет ретранслируется. Так как передатчик не использует доступный канал во время временных интервалов ожидания ACK, то максимальная поддерживаемая скорость передачи данных ограничивается.

Протокол с возвратом -N кадров (Go-Back-N). Когда используется Go-Back-N (GBN), пакеты передаются непрерывно. Однако, в получателе пакеты принимаются только в порядке, в котором они были переданы. Так как

получатель принимает пакеты только в последовательности, после тайм-аута, передатчик ретранслирует неподтвержденный пакет, и все пакеты с порядковыми номерами, которые следуют за тем, который ретранслировался. Следовательно, тайм-аут происходит каждый раз, когда все пакеты которые должны быть подтверждены, ретранслируются.

Выборочное повторение (Selective Repeat). В отличие от SW, при использовании SR, пакеты при наличии передаются непрерывно в передатчике. Получатель подтверждает каждый успешно полученный пакет, передавая ACK, переносящий порядковый номер подтверждаемого пакета. Если подтверждение не получается для пакета прежде, чем истечет тайм-аута, пакет будет ретранслироваться. Как только пакет ретранслировался, передатчик возобновляет передачу пакетов от того пакета, где произошла остановка. Т.е. при использовании SR пакеты могут быть приняты вне последовательности. Следовательно, пакеты, полученные вне последовательности, должны быть буферизованы и упорядочены.

В последние годы исследован механизм ARQ в соединении с турбокодами. Одна из самых ранних работ по этому подходу была сделана Narayanan и Stuber [3]. Они предложили гибридную схему ARQ/FEC, где информационное сообщение является турбокодами до передачи. В первой передаче получатель работает как регулярный турбодекодер, где никакая априорная информация об информационном сообщении не известна (равные априорные вероятности '0' и '1'). Если ошибка обнаруживается в получателе, то запрос на повторную передачу отправляется передатчику. Передатчик отправляет закодированные биты снова, но от второй передачи на получателе работает 'измененный' турбодекодер. Мягкое решение о последней передаче используется в качестве априорной информации для того, чтобы начать декодирование текущей передачи.

2. Турбокоды

Как все коды с коррекцией ошибок, турбокоды работают, налагая на переданную структуру разрядную последовательность. Если полученная разрядная последовательность не соответствует этой известной структуре, получатель знает, что произошла ошибка. Если число ошибок достаточно низко, и структура достаточно хороша, получатель может определить, какие биты были получены с ошибкой для того чтобы корректно восстановить последовательность.

Различием между турбокодом и стандартными кодами заключается в использовании рекурсивного систематического кодера. Стандартные сверточные кодеры обычно используют нерекурсивную структуру.

Для стремящегося к большой разрядности кода турбокод с псевдослучайным перемежителем показывает лучшие характеристики, близкие к пределу Шеннона, с требуемым уровнем ошибок на бит (BER) ниже, чем 10^{-5} [4].

Каждый составной код многократно декодируется, используя информацию о канале в систематической части кодовой комбинации и части кодовой комбинации четности, принадлежащей этому составляющему коду. Информация о канале перфорационных символов четности вставляется таким способом, которым вероятности перехода были равны для обоих двоичных символов.

3. HARQ Типа 1 с использованием турбокодов

В этой статье было оценено представление гибридного ARQ, основанного на турбокодах. Цель реализации системы является обнаружение ошибочного пакета для отбрасывания пакетов, влияющих на кадр, и запрос повторной передачу.

Гибридная система ARQ состоит из подсистемы FEC, содержащейся в системе ARQ. В этом случае FEC представляет турбокодер, в то время как ARQ основывается на протоколе SW. Исходные данные будут разбиты в пакеты. Эти пакеты должны быть закодированы с использованием CRC и кодера FEC последовательно. Цель CRC состоит в том, чтобы обнаружить ошибку, в то время как FEC исправляет ошибку перед передачами в CRC чтобы перепроверить полученные пакеты.

Если CRC обнаружит ошибку в полученных пакетах, то получатель запросит на повторную передачу тех же самые пакеты. Повторные передачи в этой схеме ограничиваются тремя разами, чтобы уменьшить задержку.

4. Результаты моделирования

В этом разделе исследуем представление схемы HARQ, используя турбокоды с точки зрения вероятности ошибок (BER) с помощью MATLAB-моделирования [5]. Схема модуляции, примененная в моделировании, является бинарной фазовой манипуляцией (BPSK).

Модель AWGN действует в моделировании как шумовая модель. Перфорационный код (код с периодическим удалением кодовых символов) ($r=1/2$) и неперфорационный ($r=1/3$) код, имеют определенные эффекты с точки зрения BER [5].

Рис. 1 и 2 изображены в сравнении представления для перфорационного $R=1/2$ и для $1/3$ неперфорационного кодов с различным числом итерации до 5. Результаты показывают, что у самого высокого значения итерации ($I=5$) наблюдается самый низкий BER, приблизительно 10^{-4} с $E_b/N_0=1.5$ дБ. Однако, по сравнению со схемой Turbo в работе [2], $E_b/N_0 = 1.5$ дБ, $BER = 10^{-2.7}$ [2].

На Рис. 2 и Рис. 3 показано, что предложенная схема дает лучшее представление, чем непосредственно турбокод. Однако, можно также заметить, что представление неперфорационного кода улучшилась с более низким BER и E_b/N_0 , когда размер кадры уменьшается.

Очевидно, представление предложенной схемы намного лучше для неперфорационного уровня кода ($r=1/3$) по сравнению с перфорационным уровнем кода ($r=1/2$) с различием приблизительно 0.5 дБ E_b/N_0 в $BER = 10^{-3}$.

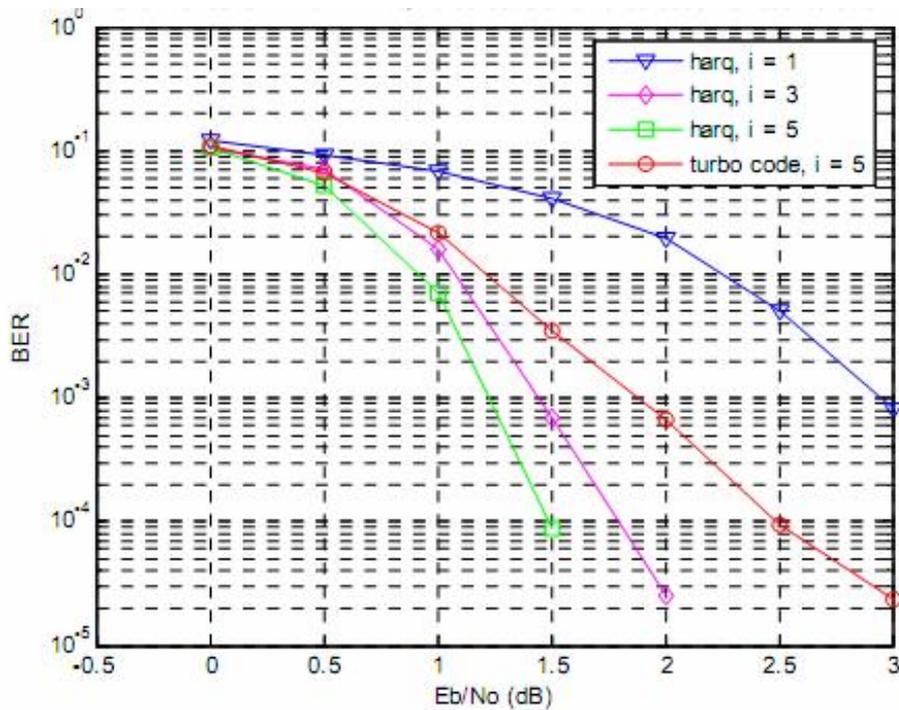


Рис. 1: Представление HARQ по сравнению с Турбокодами с различными итерациями, $r=1/2$

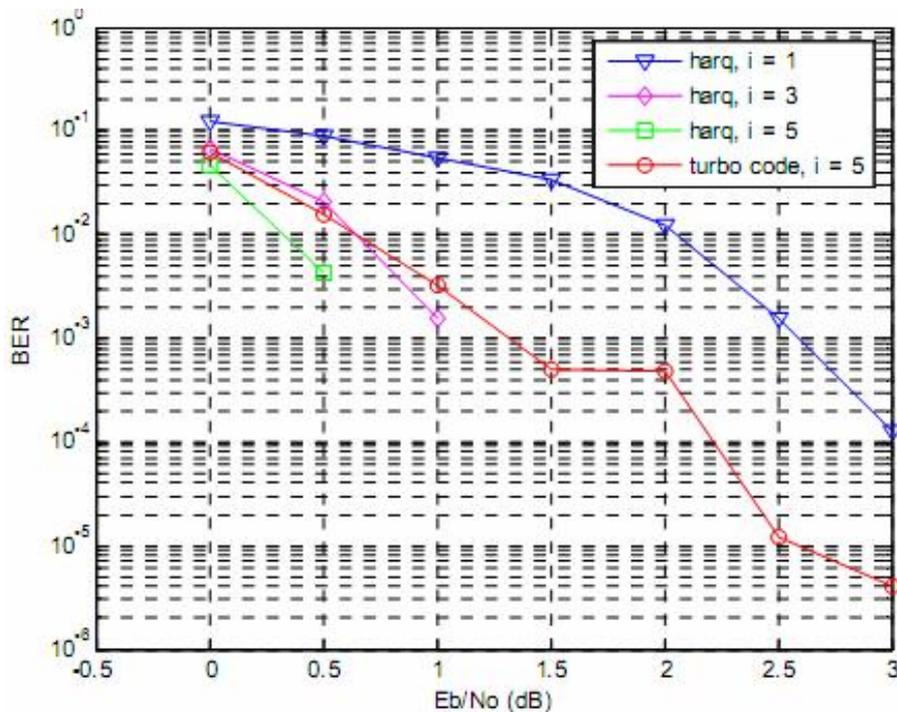


Рис. 2: Представление HARQ по сравнению с Турбокодами с различными итерациями, $r=1/3$

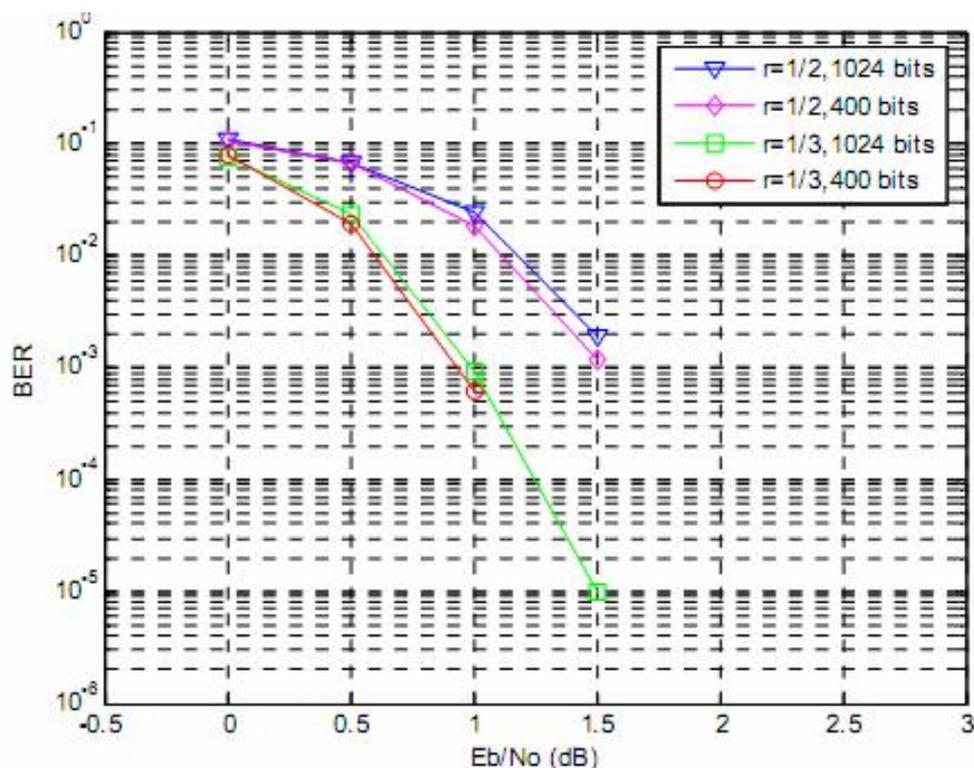


Рис. 3: Представление HARQ с различным размером данных

5. Заключение

Эта работа представляет результаты, полученные из моделирования HARQ типа 1, используя турбокоды. Можно сделать следующие важные выводы:

- Комбинация HARQ типа 1 с турбокодом (FEC) показывает лучшие характеристики по сравнению с использованием только FEC.
- HARQ типа 1, используя представление турбокодов, имеет существенный выигрыш из-за влияния прокалывания битов четности. Неперфорационные коды с более низким уровнем кода показывают лучшие характеристики, чем перфорационные коды.
- Увеличение итеративных чисел увеличит характеристики HARQ типа 1 с использованием турбокодов за счет снижения BER и E_b/N_0 .
- С тем же самым числом итерации и разрядностью кода, представление HARQ типа 1 с использованием FEC выигрывает по сравнению с использованием только турбокодов. Однако, неперфорационный код показывает существенное улучшение BER по сравнению с перфорационными кодами.

Литература

1. Rui Lin, Philippa A. Martin, "Hybrid ARQ for Non-Orthogonal Space-Time Block Codes", International Symposium on Information Theory and its Applications, ISITA2008, Auckland, New Zealand, 7-10, December, 2008

2. Noni Nadiah, “Performance analysis on decoding algorithms using turbo codes,” M.Sc Thesis, University Technology MARA, Shah Alam, Nov 2007.

3. K. R. Narayanan and G. L. Stuber, “A novel ARQ technique using the turbo coding principle,” IEEE Commun. Letters, vol. 1, no. 2, pp. 49-51, Mar. 1997

4. L. Bahl, J. Jelinek, J. Raviv, and F. Raviv, “Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate,” IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-20, pp. 284–287, Feb 1974.

5. Norfishah Ab. Wahab, Ir. Muhammad Ibrahim, Suzi Seroja Sarnin, Naimah Mat Isa, “Performance of Hybrid Automatic Repeat Request Scheme with Turbo Codes”, IMECS2010, pp 884-889, March 2010.

ОЦЕНКА КОЛИЧЕСТВА MESH-ТОЧЕК ДОСТУПА В MESH-СЕТИ

Чан Куок Ан

*Технологический институт Южного федерального университета, магистрант кафедры
РТС радиотехнического факультета, Вьетнам,
г. Да Нанг*

Информационные сети, организованные по ячеистой (Mesh) топологии, получили за последние полтора-два года большое признание. Масштабы проектов выросли до тысяч точек доступа и десятков тысяч пользователей. Mesh-сети представляют наиболее интересные решения, интегрирующие различные сетевые и радиотехнологии, и потому в полной мере отвечают все более растущим требованиям абонентов.

Возможность организации с помощью Mesh-топологии локальных и городских сетей, легко интегрируемых в глобальные сети, является важным фактором, привлекающим внимание муниципальных и персональных пользователей.

Существующие в настоящее время Mesh-сети построены с использованием наиболее распространенного беспроводного стандарта IEEE 802.11.

Целью этой работы является разработка оценки количества mesh-точек доступа

- для обеспечения требуемой пропускной способности
- для обеспечения требуемого покрытия

1. Определение понятия mesh-сеть

В настоящий момент не существует точных критериев, определяющих термин Mesh-сеть в применении к системам широкополосного беспроводного доступа. Само слово «mesh» в переводе с английского звучит как «ячейка сети», «петля». Наиболее общее определение звучит так: «Mesh – сетевая топология, в которой устройства объединяются многочисленными (часто избыточными) соединениями, вводимыми по стратегическим соображениям. В первую очередь понятие mesh определяет принцип построения сети,

отличительной особенностью которой является самоорганизующаяся архитектура, реализующая следующие возможности:

- 1) создание зон сплошного информационного покрытия большой площади;
- 2) масштабируемость сети(увеличение площади зоны покрытия и плотности информационного обеспечения) в режиме самоорганизации;
- 3) использование беспроводных транспортных каналов(backhaul) для связи mesh-точек в режиме «каждый с каждым»;
- 4) устойчивость сети к потере отдельных элементов.

2. Архитектура mesh-сети

Топология Mesh основана на децентрализованной схеме организации сети, в отличие от типовых сетей 802.11a/b/g, которые создаются по централизованному принципу. Mesh-точки доступа, работающие в mesh-сетях, не только предоставляют услуги абонентского доступа, но и выполняют функции маршрутизаторов/ретрансляторов для других mesh-точек доступа той же сети, организуя между собой таким образом транспортные каналы, по которым передается пользовательский и служебный трафик. Благодаря этому, появляется возможность создания самоустанавливающегося и самовосстанавливающегося сегмента широкополосной сети.

Mesh-сети строятся как совокупность кластеров(рис.1). Территория покрытия разделяется на кластерные зоны, число которых теоретически не ограничено. В одном кластере размещается от 8 до 16 mesh-точек. Одна из таких точек является узловой(gateway) и подключается к магистральному информационному каналу с помощью кабеля(оптического либо электрического) или по радиоканалу (с использованием систем широкополосного доступа). Узловые mesh-точки доступа, так же как и

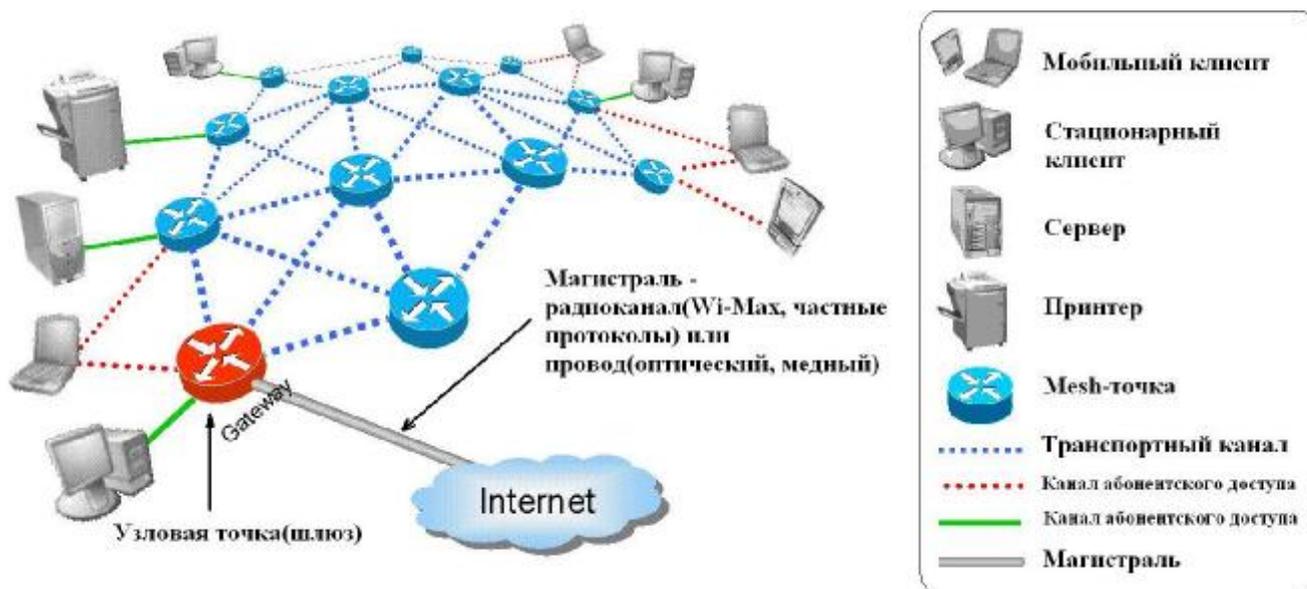


Рис.1. Кластер Mesh сети

остальные точки в кластере, соединяются между собой (с ближайшими соседями) по транспортному радиоканалу. В зависимости от конкретного решения точки доступа могут выполнять функции ретранслятора (транспортный канал) либо функции ретранслятора и абонентской точки доступа.

Процедура расширения сети в пределах кластера требует лишь установки новых mesh-точек доступа, интеграция которых в существующую сеть происходит автоматически. Реализация постепенного роста сети и захвата новых территорий города происходит посредством добавления в существующую распределенную сеть новых кластеров. Начав развитие сети в одной точке, можно в идеале неограниченно увеличивать зону действия mesh-сети. Прокладка дополнительных наземных коммуникаций не требуется, однако встает проблема грамотного планирования сети.

Недостаток подобных сетей заключается в том, что они используют промежуточные пункты для передачи данных, а это может вызвать задержку при пересылке информации и, как следствие, снизить качество трафика реального времени (например, речи или видео). Именно в связи с этим существует, указанное выше, ограничение на количество mesh-точек доступа в одном кластере.

3. Оценка требуемого количества Mesh-точек.

Чтобы определить требуемое количество mesh-точек необходимо провести анализ:

- нахождение количества mesh-точек для обеспечения требуемого покрытия
- нахождение количества mesh-точек для обеспечения требуемой пропускной способности

Это оценивается по следующей формуле:

$$N_{MP} = \max [N_{MP.S}; N_{MP.C}], \quad (1)$$

где

N_{MP} – требуемое количество mesh-точек;

$N_{MP.S}$ – количество mesh-точек, требуемое для осуществления частотно-территориального покрытия;

$N_{MP.C}$ – количество точек доступа, необходимых для обеспечения требуемой пропускной способности в пределах области.

3.1. Оценка количества mesh-точек для обеспечения требуемого частотно-территориального покрытия.

Определение количества mesh-точек, необходимых для покрытия заданной территории. Оно оценивается по следующей формуле:

$$N_{MP.S} = \frac{S_{Total}}{S_{MP}}, \quad (2)$$

где

$N_{MP.S}$ - количество mesh-точек, требуемое для осуществления покрытия;
 S_{Total} - общая площадь покрытия;

$$S_{MP} = S * K_{MP}, \quad (3)$$

где S - площадь покрытия, обеспечиваемая отдельной mesh-точкой, при максимально возможной мощности излучения.

$$S = \pi * R^2, \quad (4)$$

R - радиусзоны покрытия пользовательского соединения, при использовании технологии 802.11b, в условиях городской застройки, ($R=160$ м), при использовании технологии 802.11a/g ($R=120$).

$K_{MP}=0.8$ - коэффициент неравномерности распределения сигнала.

Тогда количества mesh-точек, необходимых для покрытия заданной территории рассчитывается по формуле:

$$N_{MP.S} = \frac{S_{Total}}{S * K_{MP}}, \quad (5)$$

Исходя из формулы (5) определение количество mesh-точек, необходимых для покрытия заданной территории:

$$\begin{aligned} N_{MP.S(802.11b)} &= (1000*1000)/((160^2*3.14)*0.8); \\ N_{MP.S(802.11b)} &= 16; \\ N_{MP.S(802.11a/g)} &= (1000*1000)/((120^2*3.14)*0.8); \\ N_{MP.S(802.11a/g)} &= 28. \end{aligned}$$

3.2. Оценка количество mesh-точек для обеспечения требуемой пропускной способности.

Количества абонентских точек доступа (mesh-точек), для обеспечения требуемой пропускной способности, рассчитывается по формуле:

$$N_{MP.C} = \frac{C_{об.}}{C_{пр.}}, \quad (6)$$

где

$N_{MP.C}$ - количество точек доступа, необходимых для обеспечения требуемой пропускной способности в пределах области.

$C_{пр.}$ - пропускная способности применяемая к одному из стандартов 802.11a/b/g;

$C_{об.}$ - требуемая пропускная способность, приходящаяся на n количества пользователей $C_{об.} = 50,5$ Мбит/с.

C_{np} находится в зависимости от требований к пропускной способности одного из стандартов 802.11a/b/g. Причем, если нужно обеспечить высокую скорость обмена информацией, то больше подойдут стандарты 802.11a/g, обеспечивающие скорость – до $54 \frac{Мбит}{с}$. Если требования к пропускной способности не являются критическими, но более важна площадь покрытия, то используется стандарт 802.11b с максимальной скоростью передачи данных - $11 \frac{Мбит}{с}$.

Из выше сказанного по формуле (6) определяем количество mesh-точек для обеспечения требуемой пропускной способности:

$$N_{MP.C(802.11a/g)}=50,5/54 ;$$

$$N_{MP.C(802.11a/g)}= 1.$$

$$N_{MP.C(802.11b)}=50,5/11;$$

$$N_{MP.C(802.11b)}=5.$$

N_{MP} – требуемое количества mesh-точек определяем по формуле (1) для стандарта 802.11:

- для технологии 802.11a/g:

$$N_{MP.(802.11a/g)}=max[28;1];$$

$$N_{MP.(802.11a/g)}=28.$$

- для технологии 802.11b:

$$N_{MP.(802.11b)}=max[16;5];$$

$$N_{MP.(802.11b)}=16.$$

4.Вывод

В условиях городской застройки

- Для технологии 802.11a/g, требуемое количества mesh-точек имеет 28
- Для технологии 802.11b , требуемое количества mesh-точек имеет 16

Литература

1. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 304с.
2. WiMesh-2005.First IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks. Santa Clara,CA, 26th September, 2005. <http://www.cs.ucdavis.edu/~prasant/wimesh>
3. Wi-Mesh Alliance. <http://wi-mesh.org>
4. SEE Mesh Alliance. <http://www.wi-fiplanet.com/news/article.php/3522041>
5. <http://www.ixbt.com/news/hard/index.shtml?05/76/59>
6. Осипов И.Е. Mesh-сети: технологии, приложения, оборудование. Технологии и средства связи. – 2006. - №4. с. 38-45.
7. Krishna N. Ramachandran, Scott Miller, Milind M. Buddhikot, GirishChandranmenon, Elizabeth M. Belding-Royer, Kevin C. Almeroth. On the

Design and Implementation of Infrastructure Mesh Networks.
<http://www.cs.ucdavis.edu/~prasant/WIMESH/p1.pdf>.

8. Алпатов А.В. Wi-FiMesh и WiMAX – беспроводный доступ современного города. Системы абонентского доступа. – 2006.

9. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2007. – 958с.

ПРОЦЕССЫ В ДЕМОДУЛЯТОРЕ РАДИОСИГНАЛА

А.А. Кречетов*, Ю.А. Геложе*, А.В. Семёнов**

*Технологический институт "Южного федерального университета" в г. Таганроге,
 347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А*

** - кафедра радиотехнических систем*

*** - кафедра систем автоматического управления, e-mail: sav-dsp@tsure.ru*

В работе рассмотрен демодулятор частотно-манипулированного сигнала.

В работе рассматривается демодулятор сигнала с частотной манипуляцией и непрерывной фазой. Представим входной сигнал в виде:

$$e_0 = X + Y, \quad (1)$$

где

$$X = a \cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t),$$

$$Y = b \sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t),$$

$$\omega_m = \frac{2p}{4T}.$$

Здесь a и b – последовательности четных и нечетных символов цифрового сообщения; ω_m – девиация частоты; T – тактовый интервал цифрового сообщения.

Тогда выражение (1) можно записать следующим образом:

$$e_0 = \frac{a+b}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{a-b}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t,$$

или

$$e_0 = \frac{a}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{a}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{b}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{b}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t. \quad (2)$$

После возведения в квадрат входного сигнала, фильтрации его двумя системами ФАПЧ и последующего деления на два происходит восстановление двух базовых сигналов частотно-манипулированного колебания

$$u_1 = \cos(\omega_0 + \omega_m)t, \quad (3)$$

$$u_2 = \cos(\omega_0 - \omega_m)t, \quad (4)$$

Эти два сигнала, существующие одновременно, могут быть использованы для осуществления когерентной обработки частотно-манипулированного сигнала. Покажем это. Весовые функции $\cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t)$ [1] представим в следующем виде:

$$\cos(w_m t)\cos(w_0 t) = \frac{1}{2}(\cos(w_0 + w_m)t + \cos(w_0 - w_m)t),$$

$$\sin(w_m t)\sin(w_0 t) = \frac{1}{2}(\cos(w_0 + w_m)t - \cos(w_0 - w_m)t).$$

Тогда при перемножении входного сигнала (2) на колебания, формируемые системами ФАПЧ (3) и (4) и последующем суммировании выходных сигналов корреляторов, получим

$$e_1 = e_0 \cos(w_m t)\cos(w_0 t),$$

$$e_2 = e_0 \sin(w_m t)\sin(w_0 t).$$

Как видно из [1, 2], получены колебания, необходимые для принятия решения по индивидуальным элементам биортогональных сигналов.

Демодулятор, в котором опорными сигналами являются базовые, более перспективен, так как в нем в качестве корреляторов могут использоваться сумматоры по модулю 2, поскольку они обладают характеристикой схожей с характеристикой умножителей аналоговых сигналов.

Следовательно, демодулятор частотно-манипулированного колебания с непрерывной фазой может быть построен по структурной схеме, приведенной на рис.1. Условные обозначения, используемые на рис.1: КВ – квадратор; Кор – коррелятор; УТС – устройство тактовой синхронизации; ФАПЧ – система фазовой автоподстройки частоты; ЧМН-сигнал – частотно-манипулированный сигнал.

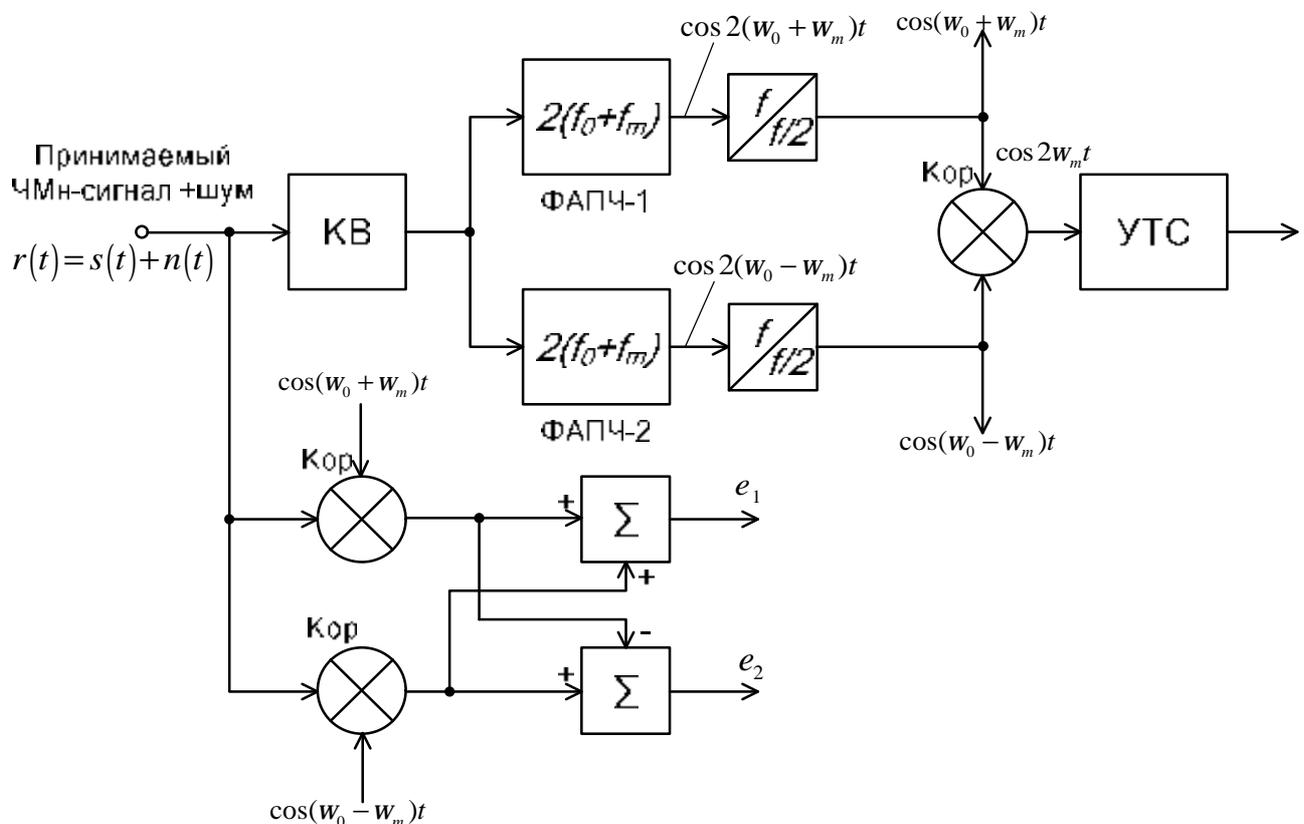


Рис. 1. Структурная схема восстановления базовых сигналов в демодуляторе

Применение в корреляционной обработке частотно-манипулированного сигнала в качестве опорных сигналов двух базовых сигналов отрывает широкие возможности для построения демодуляторов на логических элементах.

Литература

1. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В.В. Маркова. — М.: Связь, 1979. — 592с.
2. Lindsey, William C; Marvin K.Simon . Telecommunication systems engineering. New York, 1991.

УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ В СИСТЕМЕ ФАПЧ

Д.С. Токарев*, Ю.А. Геложе*, А.В. Семёнов**

*Технологический институт "Южного федерального университета" в г. Таганроге,
347922, г.Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А*

** - кафедра радиотехнических систем*

*** - кафедра систем автоматического управления, e-mail: sav-dsp@tsure.ru*

Рассматривается управление процессами в дискретной системе ФАПЧ при расстройках по частоте, превышающих пределы полосы захвата, когда установление требуемого состояния покоя становится случайным событием. В решении задачи управления процессами использованы методы синергетической теории управления. Разработанная стратегия управления обеспечивает установление режима синхронизма с вероятностью, равной единице.

Введение

В работе рассматривается управление процессами в дискретной системе ФАПЧ [1, 2], функционирующей в сложных условиях, когда высока вероятность выхода начальной расстройки за пределы полосы захвата. В результате захват частоты (фазы) и возвращение системы в требуемое состояние становится случайным событием [1], а система статистически устойчивой.

1. Цель работы

Целью работы является разработка стратегии дополнительного управления переходными процессами, обеспечивающей с вероятностью, равной единице, установление режима синхронизма при начальных расстройках, близких к пределам полосы удержания, в системах ФАПЧ с пилообразной характеристикой импульсно-фазового дискриминатора (ИФД) и высокой инерционностью ФНЧ [2].

Под стратегией дополнительного управления понимается некоторая функция, связывающая управляющее воздействие с координатами системы

$$U = K(\bar{X}),$$

обеспечивающая перевод объекта управления из некоторого начального состояния $\bar{X}(0)$ в некоторое другое детерминированное состояние $\bar{X}_T(T)$, где T – момент времени, в который формируется состояние \bar{X}_T .

2. Постановка задачи

При полосе пропускания приведенной непрерывной части системы дискретного действия значительно меньшей, чем частота дискретизации процессов в системе, дифференциальное уравнение контура ФАПЧ имеет вид [1]:

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} + \frac{1}{T_\phi} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{\Omega_y}{T_\phi} F(\varphi) = \frac{1}{T_\phi} \Omega_n, \quad (1)$$

где φ – разность фаз сигналов на входах ИФД; T_ϕ – постоянная времени резистивно-емкостного ФНЧ; Ω_y – полоса удержания, приведенная ко входу ИФД [2]; $F(\varphi)$ – нормированная характеристика ИФД [1].

Математическое выражение для одной из ветвей его характеристики имеет вид:

$$F(\varphi) = \frac{1}{\pi} \varphi, \quad [-\pi \leq \varphi \leq +\pi]. \quad (2)$$

Дифференциальное уравнение (1) с учетом математического выражения (2) имеет вид

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} + \frac{1}{T_\phi} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{\Omega_y}{T_\phi \pi} \varphi = \frac{1}{T_\phi} \Omega_n, \quad [-\pi \leq \varphi \leq +\pi]. \quad (3)$$

Решение этого дифференциального уравнения для случая, когда корни характеристического уравнения комплексные сопряженные (что соответствует большим инерционностям ФНЧ) и для больших начальных расстройок, близких к полосе удержания, представлено на фазовой плоскости на рис. 1.

На рис. 1 показаны устойчивый предельный цикл и инвариантное многообразие [3] (зона Ω_z захвата). Из начальных условий, принадлежащих этой зоне, все траектории ведут изображающие точки (ИТ) к целевому аттрактору O_1 , которому соответствует состояние покоя и, следовательно, синхронизма.

Ставится задача, имея решение нелинейного дифференциального уравнения

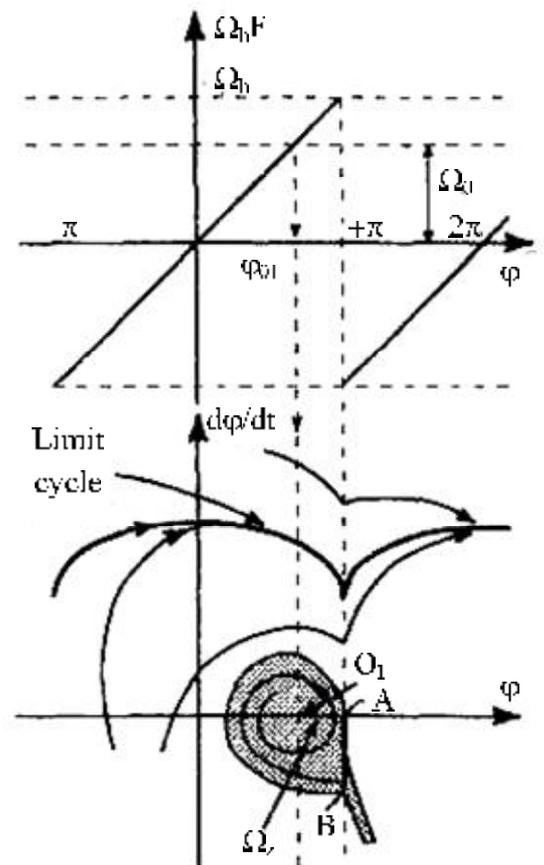


Рис.1

базовой системы ФАПЧ, разработать стратегию управления переходными процессами, обеспечивающую приведение системы в равновесное состояние (аттрактор O_1) из произвольных начальных условий

3. Обоснование стратегии управления переходными процессами

Для формирования релейного закона включения и выключения дополнительного управления переходными процессами в системе ФАПЧ введем вертикальную линию переключения (см. рис. 1). Причем ее абсциссу свяжем с абсциссами точек разрыва пилообразной характеристики дискриминатора. Это связано с тем, что простейшими техническими средствами можно определить точки разрыва характеристики ИФД [4, 5, 6]. Из рис. 1 видно, что все траектории, ведущие к предельному циклу, пересекают линию переключения. Поэтому при соответствующей организации системы можно прервать все возможные движения к предельному циклу и установившиеся орбитальные движения ИТ по траектории предельного цикла.

Возьмем на линии переключения отрезок AB , принадлежащий области Ω_2 (см. рис. 1). Заметим, что отрезок прямой AB будет областью притяжения аттрактора O_1 , поскольку из начальных условий, принадлежащих этому отрезку все траектории ведут ИТ к аттрактору O_1 . Область притяжения AB принадлежит линии переключения, абсцисса которой равна абсциссе точки разрыва характеристики ИФД. Принадлежность текущих координат системы области AB , как выше отмечалось, легко определяется простыми техническими средствами и, следовательно, реализация разрабатываемой стратегии управления также будет достигаться простыми средствами [4, 5, 6].

4. Необходимые и достаточные условия установления в системе равновесных состояний при больших начальных расстройках

Введение понятия области притяжения AB аттрактора O_1 позволяет свести задачу управления переходными процессами с целью установления режима синхронизма при больших начальных расстройках к задаче формирования дополнительного управляющего воздействия, приводящего ИТ на фазовой плоскости в область притяжения AB .

Из рис. 1 видно, что предельный цикл и траектории, близкие к нему, расположены в верхней полуплоскости фазового портрета, а область притяжения AB аттрактора O_1 - в нижней. Поэтому необходимым условием установления в системе равновесного состояния является формирование такого дополнительного управляющего воздействия, которое изменяет знак производной разности фаз (мгновенного значения расстройки по частоте [1]) на противоположный и включение системы при достижении ИТ координаты точки разрыва характеристики дискриминатора.

Фазовые портреты процессов в системе при реализации вышеприведенной стратегии управления приведены на рис. 2, 3, и 4. Как видно из этих рисунков,

ИТ из удаленных областей пространства состояний в конечном итоге приближается к аттрактору O_1 .

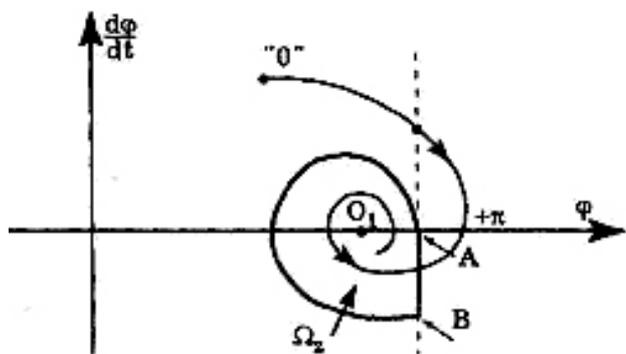


Рис.2

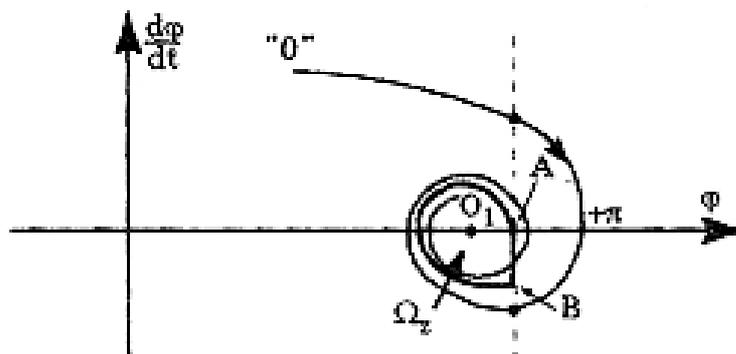


Рис.3

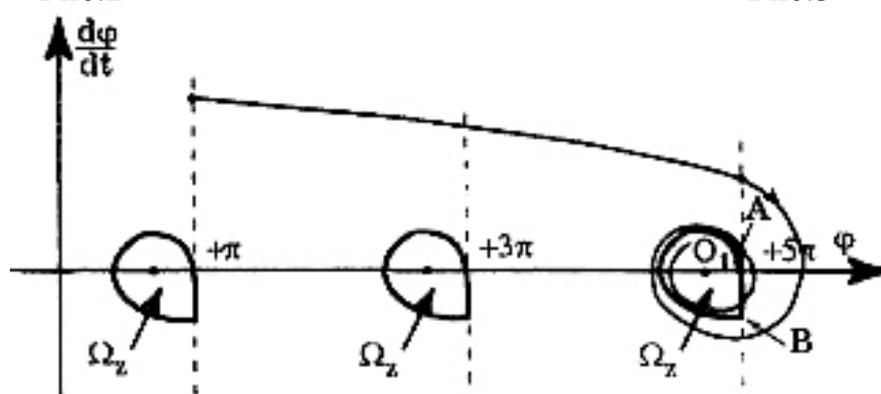


Рис.4

5. Экспериментальные исследования реализации предлагаемой стратегии управления

На рис. 5 представлена фотография семейства фазовых траекторий статистически устойчивой системы. Часть траекторий ведут ИТ к предельному циклу, а другая, небольшая часть, - к точке покоя типа «устойчивый фокус».



Рис.5

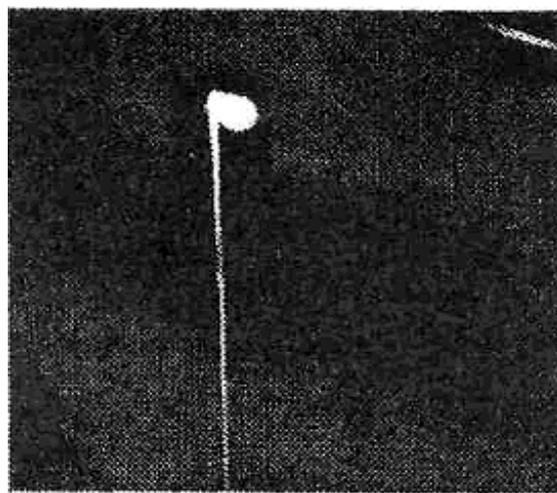


Рис.6

На рис. 6 представлена фазовая траектория в системе, реализующей предлагаемую стратегию управления при начальной расстройке, превышающей полосу захвата и составляющей приблизительно 0,95 от полосы удержания. Коэффициент демпфирования меньше 0,3. Из этого рисунка видно, что ИТ из удаленных начальных условий идет к области притяжения. Причем это движение не прерывается. После достижения области притяжения ИТ по траектории сворачивающейся логарифмической спирали идет к особой точке «устойчивый фокус».

Заключение

В работе определены необходимые и достаточные условия приведения нелинейной системы в равновесные состояния, определяемые задающими воздействиями.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод о том, что управление переходными процессами в контуре стабилизации частоты в соответствие с предлагаемой стратегией позволяет осуществить быстрый захват с вероятностью, равной единице, даже при расстройках, близких к пределам полосы удержания.

Предлагаемая здесь стратегия управления реализована с высокой точностью в устройствах, описанных в [4, 5, 6].

Литература

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972, 448 с: ил.
2. Манасевич В. Синтезаторы частоты (Теория и проектирование): Пер.с англ. / Под.ред. А.С. Галкина. М.: Связь, 1979, 384 с: ил.
3. Колесников А.А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат, 1994, 344 с.: ил.
4. А.с.403008(СССР) Устройство импульсно-фазовой автоподстройки частоты / Ю.А. Геложе, А.И. Даниленко. Опубл. Бюл.1973, №42.
5. А.с.484617(СССР) Устройство импульсно-фазовой автоподстройки частоты / Ю.А. Геложе Опубл. Бюл 1975, №34.
6. А.с.479215(СССР) Синтезатор частот / Ю.А. Геложе Опубл. Бюл. 1975, №28.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ С АСТАТИЗМОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Ю.А. Геложе*, А.В. Семёнов**

*Технологический институт "Южного федерального университета" в г. Таганроге,
347922, г.Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А*

** - кафедра радиотехнических систем*

*** - кафедра систем автоматического управления, e-mail: sav-dsp@tsure.ru*

В данной работе представлена структурная схема автоматической системы слежения с астатизмом второго порядка с цифровым

ПИД-регулятором. При синтезе структурной схемы регулятора учтена необходимость ограничения управляющего воздействия, а также – влияние сухого трения в механизме объекта управления на качество процесса регулирования. Рассмотрено влияние внезапного возмущения в виде одиночного импульса на процессы в системе управления.

Состав автоматической системы слежения

Структурная схема автоматической системы слежения (АСС) с пропорционально-интегрально-дифференциальным регулятором (ПИД-регулятором) представлена на рис. 1.

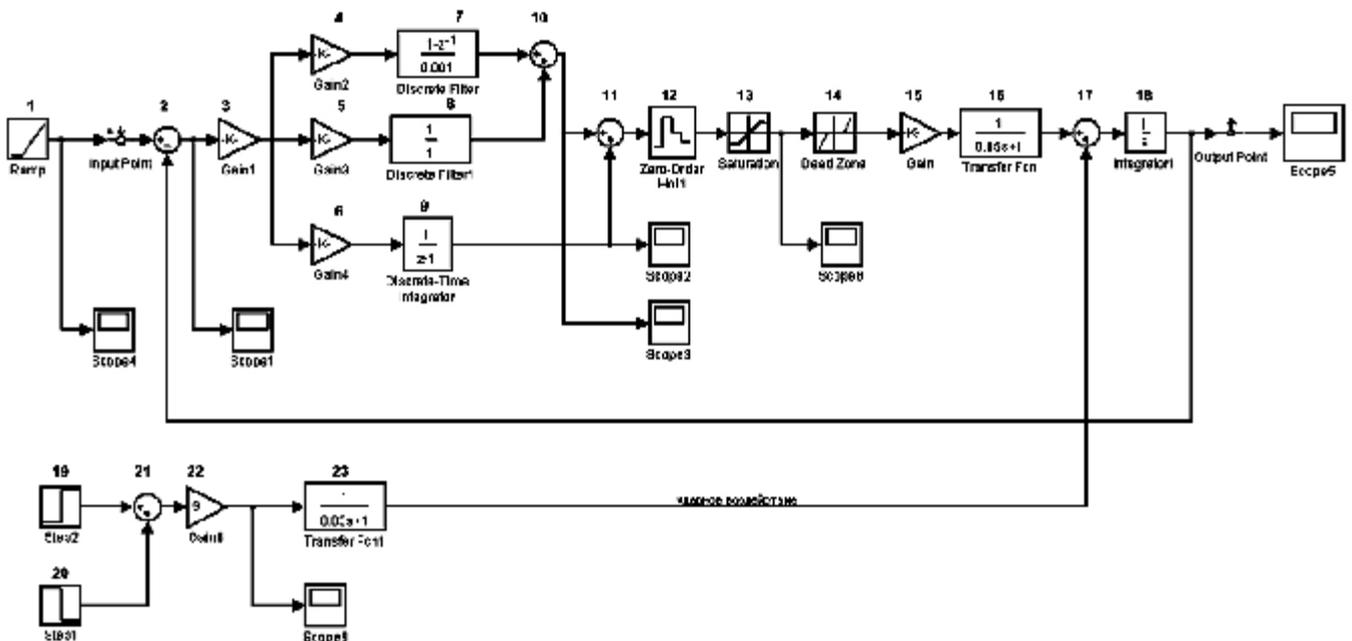


Рис. 1. Структурная схема автоматической системы слежения с цифровым ПИД-регулятором

Согласно структурной схеме, АСС состоит из следующих функциональных блоков и узлов:

- источник задающего воздействия (1 – источник линейно-нарастающего сигнала);
- ПИД-регулятора (2 – вычитатель; 3-6 – усилитель; 7 – дискретный дифференциатор; 8 – дискретный фильтр с пропорциональной функцией передачи; 9 – дискретный интегратор; 10, 11 – сумматор ПИД-регулятора);
- объект управления (12 – экстраполятор нулевого порядка; 13 – ограничитель; 14 – формирователь зоны нечувствительности; 15 – усилитель; 16, 18 – исполнительный механизм, в динамическом отношении представляющий собой соединение апериодического звена (16) и интегратора (18); 17 – открытое звено);
- источник ударного воздействия (19 – формирователь переднего фронта импульса ударного воздействия; 20 – формирователь заднего фронта импульса

ударного воздействия; 21 – сумматор-формирователь импульса ударного воздействия; 22 – усилитель импульса ударного воздействия; 23 – сглаживающий фильтр).

Показанные на структурной схеме узлы типа «Score*» являются вспомогательными и предназначены для просмотра временных диаграмм, поясняющих работу системы. Примечание *-порядковый номер.

Из структурной схемы автоматической системы видно, что она содержит два интегратора, и, следовательно, обладает астатизмом 2-го порядка [1].

Назначение функциональных узлов автоматической системы слежения

Узел 1 (источник входной переменной) предназначен для формирования необходимой временной зависимости задающего воздействия. Узел 2 (вычитатель) предназначен для формирования сигнала рассогласования, т.е. сигнала ошибки. Узел 3 (усилитель) предназначен для обеспечения требуемого усиления всего ПИД-регулятора. Узел 4 (усилитель) предназначен для задания весового коэффициента дифференциального звена регулятора. Узел 5 (усилитель) предназначен для задания весового коэффициента пропорционального звена регулятора. Узел 6 (усилитель) предназначен для задания весового коэффициента интегрального звена регулятора. Узел 7 (дискретный дифференциатор) предназначен для формирования дифференциального закона регулирования. Узел 8 (дискретный фильтр с пропорциональной функцией передачи) предназначен для формирования пропорционального закона регулирования. Узел 9 (дискретный интегратор) предназначен для формирования интегрального закона регулирования. Узлы 10, 11 (сумматоры) являются составной частью ПИД-регулятора и предназначены для определения требуемой его топологии. Узел 12 (экстраполятор нулевого порядка) предназначен для фиксации уровня управляющего воздействия на один такт управления. Узел 13 (ограничитель) предназначен для ограничения управляющего воздействия на объект управления. Этот узел определяет нелинейность объекта управления (ОУ). Узел 14 (формирователь зоны нечувствительности) задает величину сухого трения в ОУ. Узел 15 (усилитель) определяет статический коэффициент передачи электропривода по угловой скорости. Узел 16, 18 (исполнительный механизм) определяет инерционность исполнительного механизма (узел 16) и интегральную связь угловой скорости с угловым перемещением (18). Узел 17 (открытое звено) предназначено для имитации воздействия ударного импульса на ОУ. Узел 19 (формирователь переднего фронта импульса ударного воздействия) предназначен для формирования ступенчатой функции, определяющей передний фронт импульса ударного воздействия, а также его амплитуду. Узел 20 (формирователь заднего фронта импульса ударного воздействия) предназначен для формирования ступенчатой функции, определяющей задний фронт импульса ударного воздействия, а также его амплитуду. Узел 21 (сумматор-формирователь импульса ударного воздействия) предназначен для формирования короткого

импульса ударного воздействия. Узел 22 (усилитель импульса ударного воздействия) предназначен для усиления импульса ударного воздействия до необходимого уровня. Узел 23 (сглаживающий фильтр) предназначен для сглаживания фронтов импульса ударного воздействия.

Диаграммы, поясняющие работу автоматической системы слежения

Построение временных диаграмм, поясняющих работу системы слежения, проводилось в среде MatLab [2]. Все зависимости носят качественный характер и показывают только принцип работы системы.

График зависимости изменения требуемой координаты от времени представлен на рис. 2. Из этого графика видно, что в начальный момент времени имеется некоторая разница в координатах между требуемой и истинной координатой объекта управления. С момента времени, равного 0,5 с, величина требуемой координаты растет с постоянной скоростью.

График зависимости изменения ударного воздействия длительностью 10 мс от времени представлен на рис. 3. Данное воздействие представлено как короткий импульс некоторой амплитуды. Модель построена таким образом, что удар воздействует на объект управления, изменяя его выходную переменную. Управление производится по отклонению выходной переменной от заданного значения.

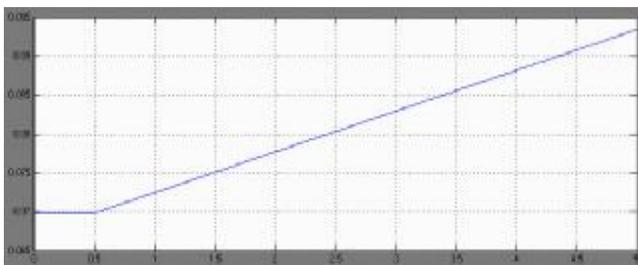


Рис.2. Задающее воздействие (Score4)

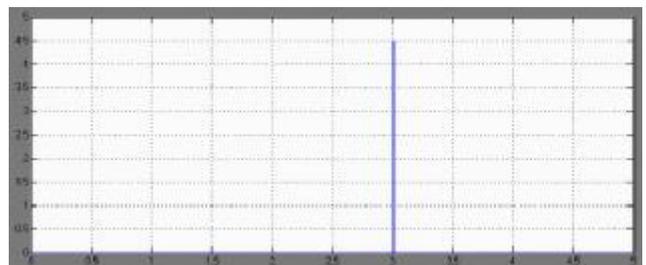


Рис.3. Ударное воздействие (Score9)

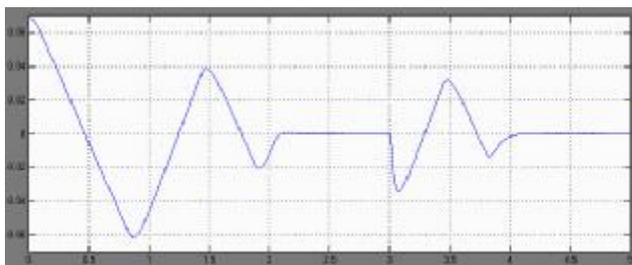


Рис.4. Сигнал рассогласования (Score1)

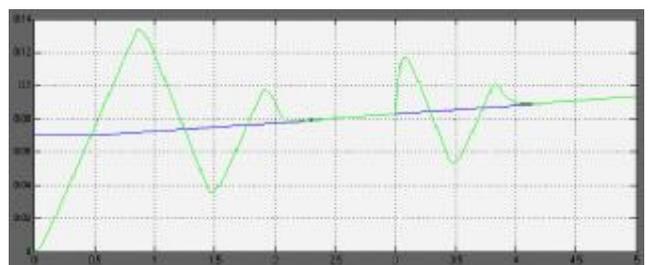


Рис.5. Задающее воздействие и выходная переменная системы (Score5)

График зависимости изменения сигнала рассогласования, т.е. сигнала ошибки, в системе с ПИД-регулятором от времени представлен на рис. 4. Из этого рисунка видно, что система имеет затухающий колебательный переходный процесс до отсчета времени, приблизительно равного 2 с. Далее ошибка уменьшается и начинается процесс слежения с ошибкой, близкой к

нулю, продолжающийся до третьей секунды. На третьей секунде, согласно графику 3, происходит ударное воздействие. Система с ПИД-регулятором, получив сигнал рассогласования, начинает обрабатывать ошибку со своим затухающим колебательным переходным процессом. С момента времени, примерно равного 4 с, система переходит снова в режим слежения с ошибкой, близкой к нулю.

График зависимости входной и выходной переменной системы с ПИД-регулятором от времени показан на рис. 5.

Заключение

В настоящей работе представлена разработанная структурная схема автоматической системы слежения с астатизмом второго порядка с цифровым ПИД-регулятором. Приведен состав системы и назначение функциональных узлов. Представлены временные диаграммы, поясняющие работу автоматической системы слежения.

Литература

1. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-ти т.т.; 2-е изд. Перераб. и доп. Т.3: Синтез регуляторов автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2004 г.

2. В.П. Дьяконов. MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с. – (Серия «Библиотека профессионала»)

ЦИФРОВАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С ЗАДЕРЖКОЙ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА РАССОГЛАСОВАНИЯ

Ю.А. Геложе*, А.В. Семёнов**

*Технологический институт "Южного федерального университета" в г. Таганроге,
347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А*

** - кафедра радиотехнических систем, Тел.: (8634) 37-16-37.*

*** - кафедра систем автоматического управления, e-mail: sav-dsp@tsure.ru*

Введение

В работе рассматривается техническая цифровая следящая система с моментным исполнительным двигателем с малым углом поворота (единицы градусов) с управлением по отклонению [1]. Особенностью функционирования рассматриваемой системы слежения является невозможность оценить непосредственно выходную переменную системы. Поэтому, в системе слежения применяется интеллектуальный цифровой измеритель сигнала рассогласования, в котором проводится специальная обработка сигналов задающего воздействия и выходной переменной. Задержка выдачи сигнала

рассогласования такого измерителя является величиной известной и равна нескольким тактам работы системы слежения.

Задачей управления является обеспечить переходный процесс, содержащий не более одного полупериода колебания, и перерегулирование, составляющее 10-15%, при условии наличия задержки в выдаче сигнала рассогласования на N тактов. С этой целью был разработан цифровой управляющий фильтр (ЦУФ), включающий в себя:

- ПИД-регулятор;
- компенсатор задержек, который включает в себя цифровую модель электропривода и цифровой блок программирования задержек, вносимых измерителем рассогласования (ИР);
- программный ограничитель для согласования динамического диапазона выхода ЦУФ и входа ЦАП.

Структура цифрового управляющего фильтра

Структурная схема ЦУФ показана на рис. 1.

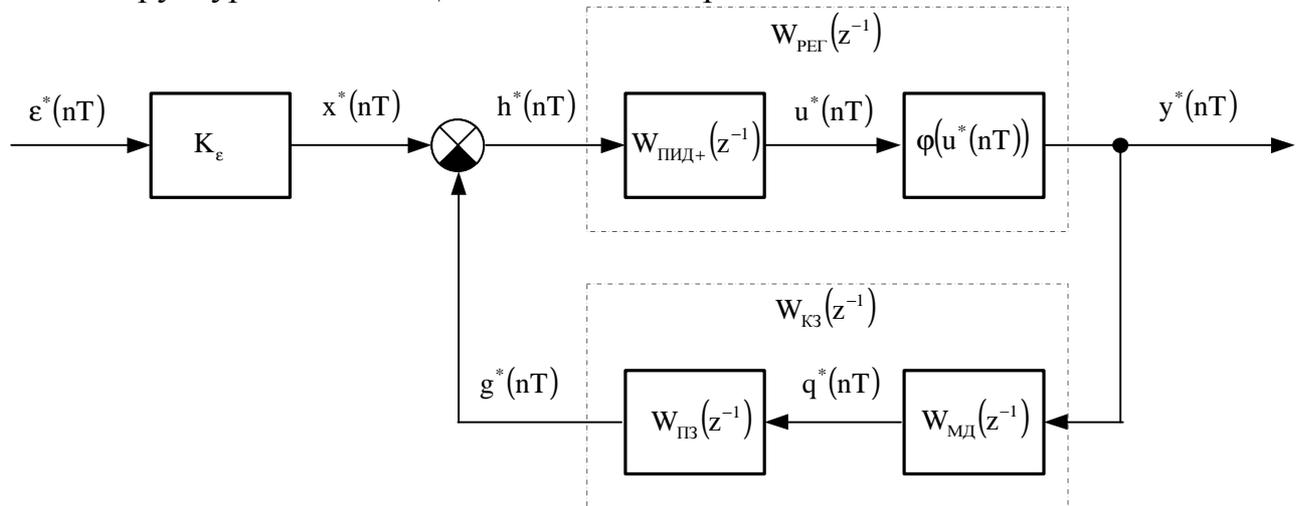


Рис. 1. Структурная схема ЦУФ с компенсатором задержек

На рис. 1 обозначены: $\varepsilon^*(nT)$ – сигнал рассогласования; $x^*(nT)$ – входное воздействие ЦУФ; $h^*(nT)$ – входное воздействие регулятора; $u^*(nT)$ – выходной сигнал ПИД-регулятора; $y^*(nT)$ – выходное управляющее воздействие, поступающее на ЦАП (выход ЦУФ); $g^*(nT)$ – выходной сигнал компенсатора задержек; $q^*(nT)$ – выходной сигнал модели двигателя; $W_{\text{ПИД}+}(z^{-1})$ – передаточная функция ПИД-регулятора с корректором; $\varphi(u^*(nT))$ – нелинейная функция программного ограничителя; $W_{\text{МД}}(z^{-1})$ – передаточная функция модели двигателя; $W_{\text{ПЗ}}(z^{-1})$ – передаточная функция блока программирования задержки; $W_{\text{КЗ}}(z^{-1})$ – передаточная функция блока компенсации задержки.

Модель компенсатора задержки в ЦУФ

Передаточная функция модели моментного двигателя имеет следующий вид [2]

$$W_{\text{МД}}(z^{-1}) = K_{\text{МД}} \cdot \frac{z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2 \cdot z^{-1} + z^{-2}}.$$

Передаточная функция блока программирования задержки имеет следующий вид

$$W_{\text{ПЗ}}(z^{-1}) = 1 - z^{-N},$$

где N – целое число тактов (задержка в контуре управления) формирования сигнала рассогласования.

Компенсатор задержек (КЗ), как видно из рис. 1, представляет собой последовательное соединение двух звеньев: модели двигателя и блока программирования задержки.

Передаточная функция компенсатора задержек имеет следующий вид:

$$W_{\text{КЗ}}(z^{-1}) = W_{\text{МД}}(z^{-1}) \cdot W_{\text{ПЗ}}(z^{-1}) = W_{\text{МД}}(z^{-1}) \cdot (1 - z^{-N}) = W_{\text{МД}}(z^{-1}) - W_{\text{МД}}(z^{-1}) \cdot z^{-N}$$

$$W_{\text{КЗ}}(z^{-1}) = K_{\text{МД}} \cdot \frac{z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2 \cdot z^{-1} + z^{-2}} \cdot (1 - z^{-N}) = \frac{K_{\text{МД}} \cdot z^{-1} + K_{\text{МД}} \cdot z^{-2} - K_{\text{МД}} \cdot z^{-1-N} - K_{\text{МД}} \cdot z^{-2-N}}{1 - 2 \cdot z^{-1} + z^{-2}}$$

Таким образом, из полученных выше соотношений получена структурная схема компенсатора задержек, представленная на рис. 2.

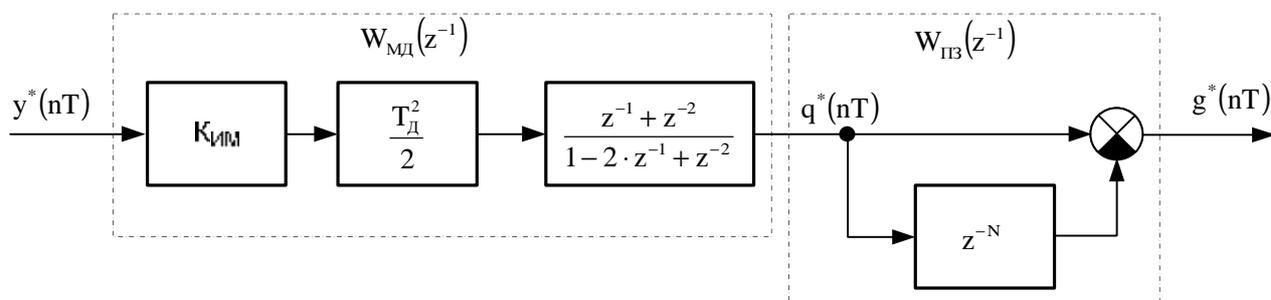


Рис. 2. Подробная структура компенсатора задержек

Математическое моделирование цифровой системы слежения

Математическое моделирование проводилось в среде MatLab. Целью проведения моделирования является подтверждение высокой эффективности управления с компенсатором задержек. Математическая модель системы управления с цифровым ПИД-регулятором [3] и компенсатором задержки представлена на рис. 3. Эта модель позволяет моделировать два варианта контура управления:

- первый – без задержки в контуре управления ($N_K = 0$);
- второй – с задержкой на два такта ($2T_d$) в контуре управления ($N_K = 2$).

Вариант построения контура управления выбирается набором ключей типа «Manual Switch 1» и «Manual Switch 1».

Ключ «Manual Switch 3» позволяет включать в систему ПИД-регулятор с компенсатором задержки (верхнее положение, $N_{K3} = 2$) и без компенсатора задержки (нижнее положение, $N_{K3} = 0$).

Источником сигналов типа «Step» формируется входное воздействие, представляющее собой «скачок», равный 1° (0,01745 радиан).

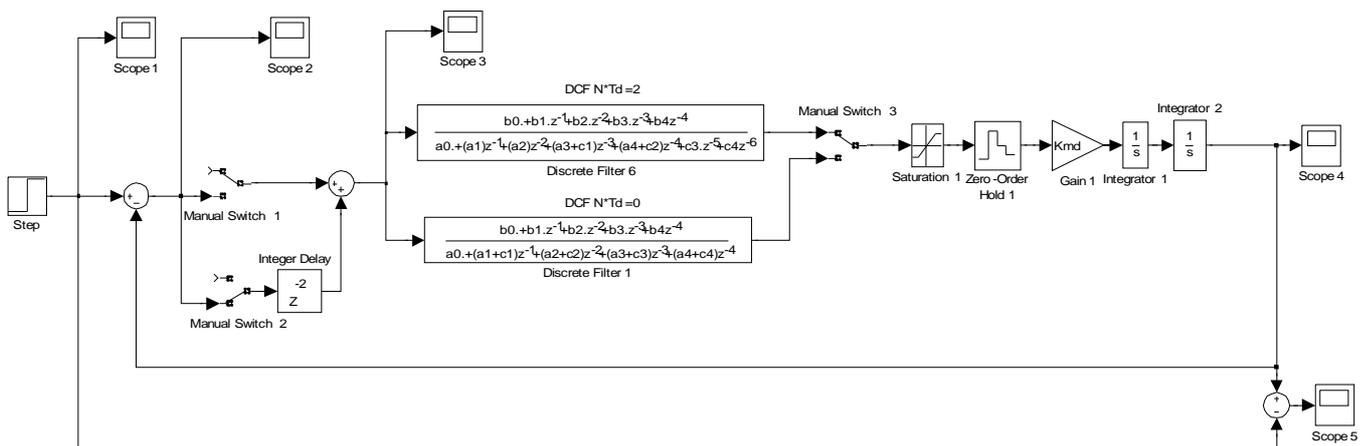


Рис. 3. Структурная схема цифровой следящей системы

График временной зависимости ошибки системы, полученный в ходе моделирования цифрового ПИД-регулятора на виртуальном осциллографе Scope5, показан на рис. 4. Из рис.4 видно, что при отсутствии в контуре управления задержки формирования сигнала рассогласования, система имеет установившуюся ошибку, близкую к нулю. На рис. 5 показано, что при наличии задержки выдачи сигнала рассогласования, система с ПИД-регулятором теряет свойство асимптотической устойчивости (см. рис. 5-б).

Введение в ЦУФ компенсатора задержки и программирование его на требуемое количество тактов задержки, позволяет улучшить качество переходного процесса в системе (результат показан на рис. 6).

Выводы

Исследования показали высокую эффективность применения в автоматических следящих системах модифицированных цифровых регуляторов (построенных на основе ПИД- регуляторов), в состав которых включены программируемые компенсаторы задержек.

Литература

1. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями: Монография / Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006.

2. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики, М-Л., Госэнергоиздат, 1962, 600 с.

3. Кузин Л.Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. - М. Машиностроение, 1962, 320 с.

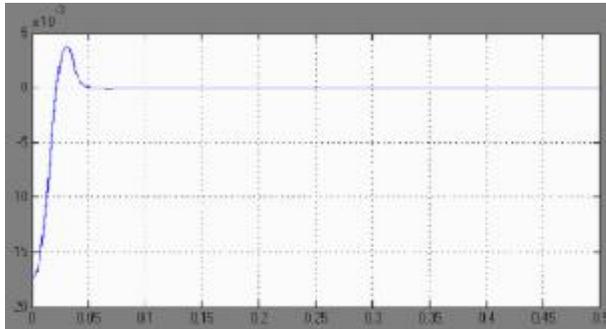
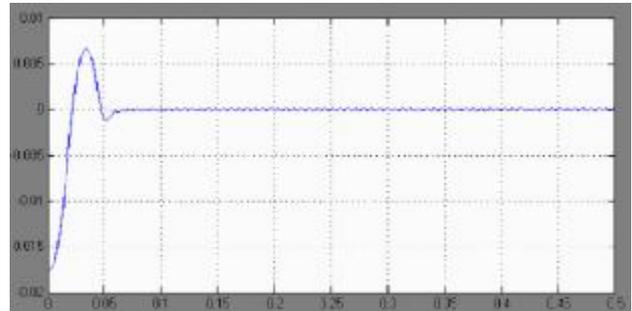


Рис.4. Ошибка системы слежения при отсутствии задержки ($N_K=0$, $N_{K3}=0$)



а) обычный масштаб

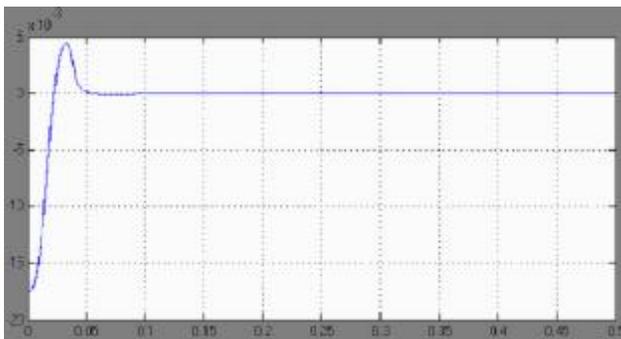
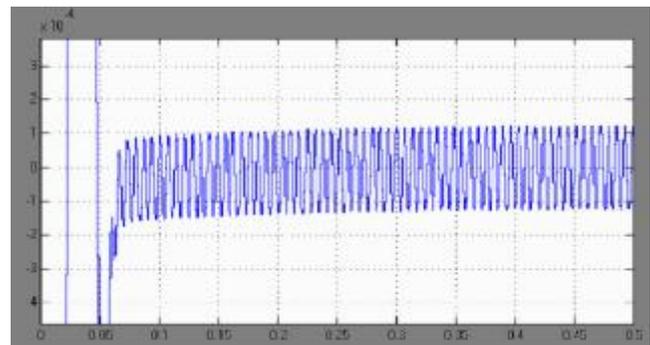


Рис.6. Ошибка системы слежения при с компенсатором задержки на два такта ($N_K=2$, $N_{K3}=2$)



б) масштаб по оси «Y» увеличен

Рис.5. Ошибка системы слежения с некомпенсированной задержкой в контуре управления, равной двум тактам ($N_K=2$, $N_{K3}=0$)

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ ПО ЗАДАНЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ КАЧЕСТВА

А.В. Семенов, А.Р. Гайдук

Кафедра систем автоматического управления, Технологический институт "Южного федерального университета" в г. Таганроге, Адрес: 347900 г. Таганрог, ул. Энгельса 1, корпус "Г", ауд. 433

Тел.: 8(8634)37-16-89, e-mail: acst@tti.sfedu.ru, sav-dsp@tsure.ru

В работе синтезировано двумерное устройство управления, обеспечивающее требуемые показатели качества, в том числе второй порядок

астатизма к задающему воздействию без применения дифференцирующих звеньев.

Рассматриваемая в данной работе электромеханическая следящая система (СС) предназначена для угловых перемещений нагрузки в соответствии с изменениями управляющего воздействия, поступающего от внешнего вычислительного комплекса. Функциональная схема системы приведена на рис. 1, где: ИП – измерительный преобразователь; ДУУ – двумерное устройство управления; УМ – усилитель мощности, ИД – исполнительный двигатель, Р – редуктор.

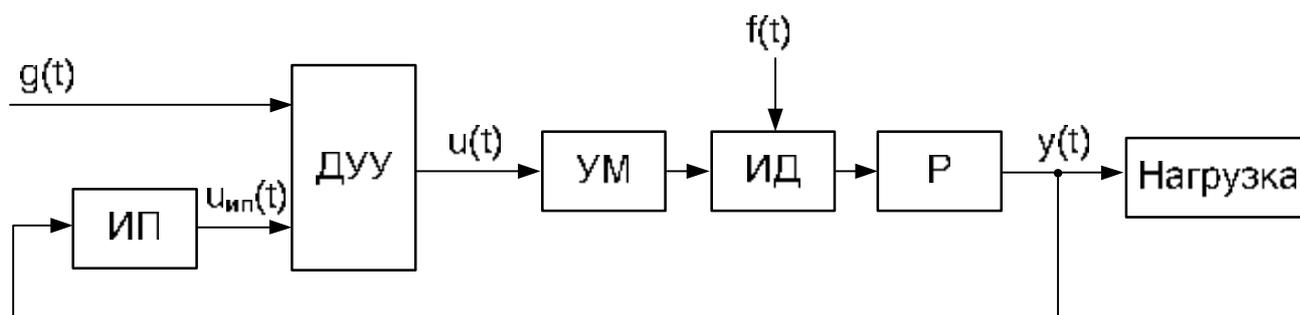


Рис. 1. Функциональная схема следящей системы

Необходимо синтезировать ДУУ по заданным показателям качества: замкнутая система должна обладать астатизмом порядка $n_g=2$ к задающему воздействию g ; перерегулирование $s \leq 10\%$; время регулирования t_p по задающему воздействию g не более 4 с; астатизм 1-го порядка к возмущению f – моменту сопротивления нагрузки.

В соответствии с используемой методикой синтеза, предполагается, что на вход ДУУ поступают два сигнала: задающее воздействие g и управляемая переменная y [1]. Выходная переменная y измеряется потенциометрическим датчиком. С выхода ДУУ управление u поступает на объект управления (ОУ), состоящий из усилителя мощности, исполнительного двигателя и редуктора с нагрузкой.

Структурная схема следящей системы приведена на рис.2.

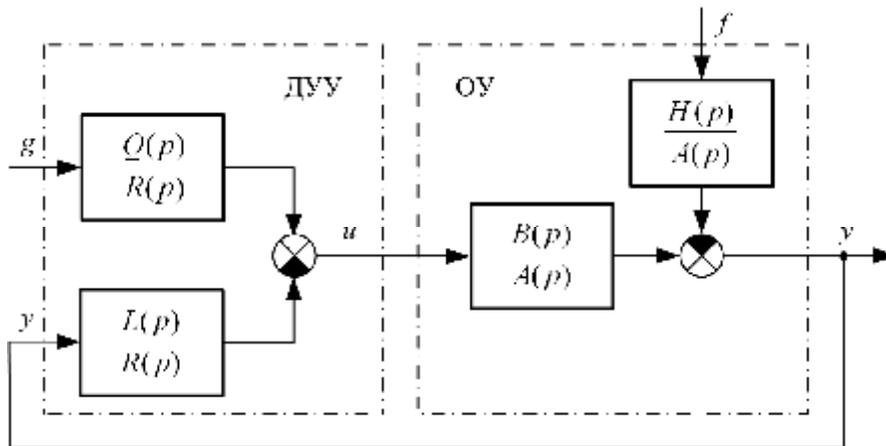


Рис. 2. Структурная схема следящей системы

На рис. 2: u – управление (напряжение на выходе ДУУ); $R(p)$, $Q(p)$, $L(p)$ – полиномы ДУУ, подлежащие определению в процессе синтеза; $A(p)$, $B(p)$, $H(p)$ – полиномы заданных передаточных функций ОУ.

Уравнение «вход-выход» ОУ имеет вид

$$A(p)y = B(p)u - H(p)f, \quad (1)$$

а уравнение «вход-выход» искомого ДУУ в соответствии с рассматриваемым методом синтеза берётся в виде

$$R(p)u = Q(p)g - L(p)y. \quad (2)$$

Условие физической реализуемости принято в виде

$$\deg[R(p) - L(p)] \geq 1, \quad \deg[R(p) - Q(p)] \geq 1 \quad (3)$$

Из уравнений (1) и (2) вытекает следующее уравнение «вход-выход» замкнутой системы

$$[R(p)A(p) + B(p)L(p)]y = B(p)Q(p)g - R(p)H(p)f. \quad (4)$$

Согласно (4) передаточная функция замкнутой СС по задающему воздействию

$$W_{yg}(p) = B(p)Q(p)/D(p),$$

где $D(p) = R(p)A(p) + B(p)L(p)$ – характеристический полином этой системы.

В работе [2] получены следующие выражения для полиномов из уравнения (2)

$$A(p) = p(T_y p + 1)(T_M p + 1); \quad B(p) = \beta_m; \quad H(p) = k_m(T_y p + 1),$$

где T_y , T_M – постоянные времени ОУ; $\beta_m = k_{yM} \cdot k_{ИД.u} \cdot k_p \cdot k_{ИП}$, $k_m = k_{ИД.m} \cdot k_p \cdot k_{ИП}$ – параметры ОУ; k_{yM} – коэффициент усиления УМ; $k_{ИД.u}$ – коэффициент передачи ИД по управлению; $k_{ИД.m}$ – коэффициент передачи ИД по моменту сопротивления нагрузки; k_p – коэффициент передачи редуктора; $k_{ИП}$ – крутизна характеристики ИП.

При расчете ДУУ приняты следующие численные значения параметров: $T_y = 0,05$ с; $T_M = 0,5$ с; $\beta_m = 10$; $k_m = 4,5$. По заданным показателям качества с использованием стандартных передаточных функций [1] была найдена желаемая передаточная функция разрабатываемой СС следующего вида:

$$W_{yg}(p) = (\delta_1 p + \delta_0) / (\delta_6 p^6 + \delta_5 p^5 + \delta_4 p^4 + \delta_3 p^3 + \delta_2 p^2 + \delta_1 p + \delta_0).$$

Численные значения коэффициентов следующие: $\delta_0 = 46656$; $\delta_1 = 215400$; $\delta_2 = 106660$; $\delta_3 = 19937$; $\delta_4 = 1648,8$; $\delta_5 = 66$; $\delta_6 = 1$.

В результате решения соответствующих полиномиальных уравнений получены следующие полиномы из уравнения ДУУ (2):

$$\begin{aligned} R(p) &= \rho_3 p^4 + \rho_2 p^3 + \rho_1 p^2 + \rho_0 p = p^4 + 64 p^3 + 1520,8 p^2 + 16895 p; \\ L(p) &= (\lambda_2 p^2 + \lambda_1 p + \lambda_0)(T_y p + 1) = 182,175 p^3 + 4182 p^2 + 10887 p + 2332,8; \\ Q(p) &= \beta_m^{-1} (\delta_1 p + \delta_0)(T_y p + 1) = 538,5 p^2 + 10887 p + 2332,8. \end{aligned}$$

Таким образом, найдены все полиномы уравнения (2) искомого ДУУ. С учетом найденных полиномов, уравнению (2) можно поставить в соответствие уравнения в переменных состояния в канонической наблюдаемой форме [3]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -16895 \\ 0 & 1 & 0 & -1520,8 \\ 0 & 0 & 1 & -64 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 2332,8 \\ 10887 \\ 538,5 \\ 0 \end{bmatrix} g - \begin{bmatrix} 2332,8 \\ 10887 \\ 4182 \\ 182,175 \end{bmatrix} y, \\ u &= [0 \ 0 \ 0 \ 1] \mathbf{x} = x_4. \end{aligned} \quad (5)$$

Как видно, в уравнениях (5) отсутствуют прямые безинерционные связи входов ДУУ с его выходом, что обусловлено принятыми условиями физической реализуемости (3).

Переходная функция и реакция на линейно-нарастающее входное воздействие синтезированной СС представлены на рис. 3.

Техническая реализация аналогового ДУУ со структурной схемой, приведенной на рис.4, возможна на операционных усилителях и не представляет больших сложностей.

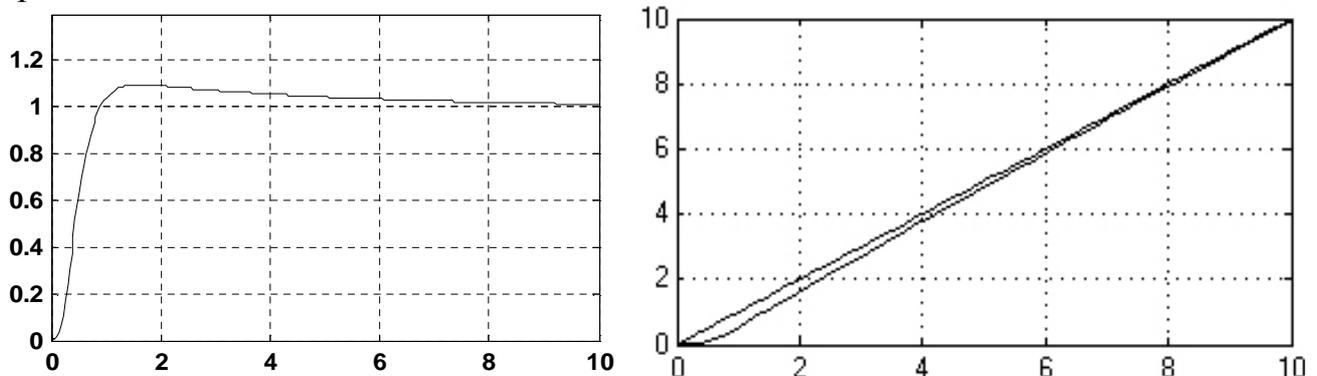


Рис. 3. Переходная функция и реакция на линейно-нарастающее входное воздействие синтезированной СС

Структурная схема ДУУ, соответствующая уравнениям (5), имеющего два входа и один выход, приведена на рис. 4.

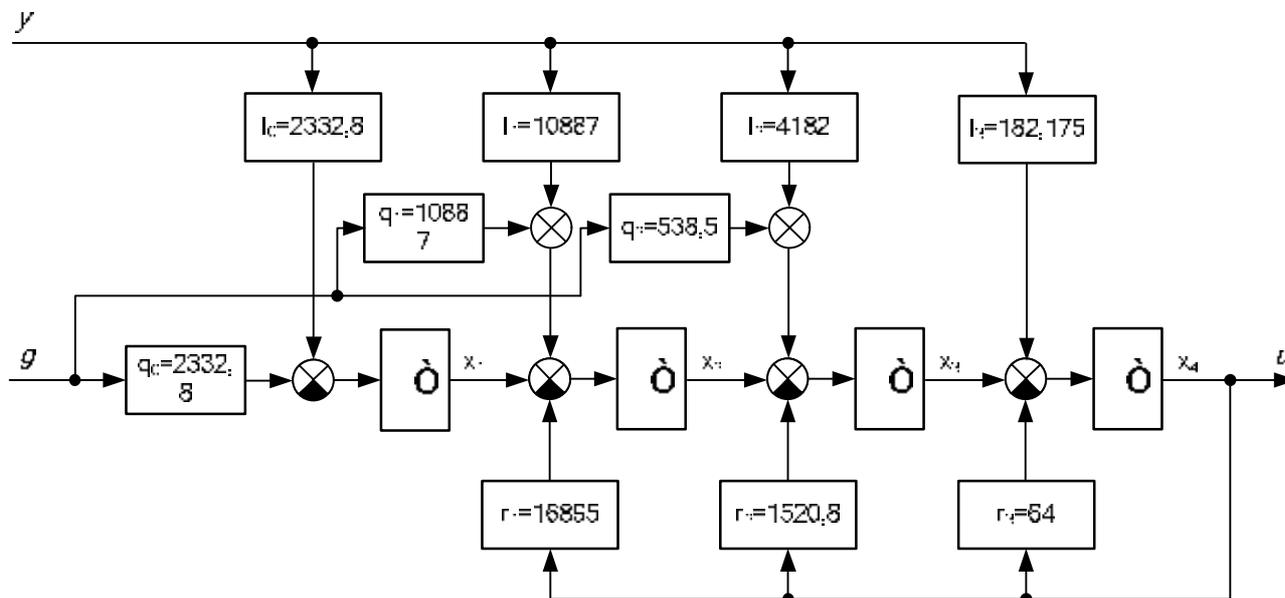


Рис.4. Структурная схема ДУУ

Литература:

1. Гайдук А.Р. Системы автоматического управления. Примеры, анализ, синтез. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 415 с.

2. А.В. Семенов, А.Р. Гайдук, Ю.А. Гелож. Математическая модель моментного электропривода. Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. №5 (94). С. 251-257.

3. Гайдук А.Р. Непрерывные и дискретные динамические системы. – 2-е изд. Перераб.–М.: Учебно-методический и издательский центр «Учебная литература». 2004. –252 с.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ РОУМИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В ГЕТЕРОГЕННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ В РАМКАХ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ ПОДВИЖНЫХ И СТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ

Е.А. Пакулова

Таганрогский технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог,
пер. Некрасовский 44, 89185299149, pakulova_e@mail.ru

В данной работе предлагается новый метод оптимального роуминга подвижных объектов в гетерогенной беспроводной сети в рамках системы мониторинга и диспетчеризации подвижных и стационарных объектов. Предлагаемый метод состоит из двух алгоритмов: алгоритма вертикального

переключения (Vertical Handover Algorithm, VHA) и алгоритма альтернативной связи (Alternative Connection Algorithm, ACA). Алгоритм VHA предоставляет услуги переключения бортовых устройств подвижных объектов между такими стандартами беспроводной передачи данных как IEEE 802.11g, IEEE 802.16e и UMTS (HSDPA). Для случая, когда ни один стандарт связи не доступен разработан алгоритм ACA, предоставляющий услуги связи в децентрализованной беспроводной сети стандарта IEEE 802.11g или сервисы спутниковой связи. В данных тезисах доклада описаны основные моменты метода оптимального роуминга, даны критерии переключения подвижного объекта с одного стандарта связи на другой, рассмотрены перспективы данного проекта.

За последние годы правительства развитых стран обеспокоились вопросом безопасности движения на дорогах. Появляется все больше программ, ставящих перед собой цели увеличения уровня безопасности граждан на дорогах, уменьшения вероятности пробок на автотранспортных магистралях, контроля передвижения транспортных средств и пр. Для реализации подобных программ в конце 20 века были организованы рабочие группы Европы, США и Азии. Уже сейчас разработаны целые серии стандартов, охватывающие различные области функционирования всей транспортной системы мира. Введено основополагающее понятие интеллектуальной транспортной системы (ITS). Под ITS понимается совокупность вычислительных средств, средств связи, технологий позиционирования и автоматизации, использующих доступные в существующей транспортной системе данные с целью повышения уровня безопасности наземного транспорта и улучшения эффективности его работы [1]. Понятие ITS – комплексное, и включает в себя огромное количество различных подсистем и служб. В частности в рамках работы над ITS были разработаны и внедрены такие подсистемы как информационная подсистема остановок общественного транспорта, подсистема адаптивного управления транспортным потоком, подсистема парковки ТС, подсистема навигации ТС и пр. В том числе в пределах понятия ITS можно выделить целый класс систем мониторинга и диспетчеризации стационарных и подвижных объектов (СМДСПО). Как правило, они предназначены для определения местоположения объекта системы, контроля и учета его технических и эксплуатационных характеристик, контроля маршрута передвижения подвижных объектов, оповещения владельца в случае тревоги через сервисы беспроводной связи.

В это же время получили повсеместное распространение общественные, корпоративные и домашние беспроводные сети, работающие в стандартах ZigBee, Bluetooth, Wi-Fi, WiMAX и 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Все эти стандарты до недавнего времени использовались каждый в своей области и имели свою зону покрытия. Однако в рамках понятия интеллектуальной транспортной системы появилась необходимость их

объединения в гетерогенную беспроводную сеть – для осуществления непрерывной связи объектов системы, повышения уровня ее надежности, оптимизации процессов связи. Для решения данной задачи была создана группа стандартов CALM (Communications Architecture for Land Mobile environment) организации ISO, стандарт IEEE 802.21 или MHN (Media Independent Handover), а также предложено большое количество решений различных научных организаций. В рамках данных стандартов предлагаются механизмы, предоставляющие всю необходимую информацию процедурам переключения бортовых устройств подвижных объектов, однако алгоритмы принятия решения о переключении являются индивидуальными для каждой конкретной системы и в упомянутых стандартах не рассматриваются.

Целью предлагаемого проекта является разработка и реализация метода обеспечения роуминга подвижных объектов разработанной ранее СПДПСО (модель СМДПСО рассмотрена в [2], [3]), а именно алгоритм вертикального переключения (Vertical Handover Algorithm, VHA) и алгоритм альтернативной связи (Alternative Connection Algorithm, ACA), входящие в состав предлагаемого метода.

Целью метода обеспечения роуминга является реализация идеи оптимального использования таких стандартов беспроводной связи как IEEE 802.11, IEEE 802.16 и 3GPP (по средствам алгоритма VHA), а также децентрализованной беспроводной сети и систем спутниковой связи (по средствам алгоритма ACA).

Реализация метода обеспечения роуминга подвижных объектов СМДПСО позволит повысить надежность всей системы, а также интегрировать существующие системы безопасности различных стандартов беспроводной связи при передаче информации от подвижного объекта на диспетчерский пункт (ДП) в единой системе мониторинга и диспетчеризации.

Как уже было указано выше, одной из составляющих частей метода обеспечения роуминга является алгоритм VHA. Его основной целью является оптимизация распределения нагрузки в гетерогенной беспроводной сети и, как следствие, повышение скорости передачи данных от подвижных объектов СМДПСО, с учетом требований к каналу связи и системе каждого бортового устройства подвижного объекта.

Алгоритм VHA базируется на стандарте IEEE 802.21, который предоставляет необходимый интерфейс взаимодействия для технологий связи (IEEE 802.3, IEEE 802.11, IEEE 802.16 и 3GPP) посредством независимого от них абстрактного уровня, расположенного между канальным и сетевым уровнями модели протоколов передачи данных OSI (Open Systems Interconnection, взаимодействие открытых систем). На данном уровне определена функция «переключения, независимого от носителя» (media independent handover, MHN). Основной задачей функции MHN является координация передачи информации и команд между различными механизмами, вовлеченными в процедуру принятия решения о переключении с одного

стандарта связи на другой и его исполнении [4]. Функция MIB стандарта IEEE 802.21 решает проблемы обмена стандартными сообщениями между различными беспроводными сетями (или точками доступа/базовыми станциями) о текущем состоянии связи, нагрузке по потоку сообщений, пропускной способности сети и прочее. Таким образом, всю необходимую информацию для принятия решения о переключении VNA получает посредством стандарта IEEE 802.21, а именно информацию триггеров канального уровня (Link Layer Triggers, LLT).

Алгоритм VNA определяет два основных условия переключения:

- уровень получаемого подвижным объектом сигнала падает ниже допустимого порога;
- в зоне видимости подвижного объекта появляются другие сети беспроводной передачи данных с более высокой скоростью передачи данных и большей шириной пропускного канала сети.

Введем ограничение на использование стандартов беспроводной передачи данных в СМДПСО – предположим, что функционируют только сети, построенные на следующих стандартах связи: IEEE 802.11g, IEEE 802.16e и UMTS (HSDPA). Это необходимо для упрощения модели СМДПСО, однако в случае реализации ее промышленного образца спектр стандартов беспроводных технологий связи может быть увеличен.

Конкретизируем условия переключения для VNA СМДПСО.

1. Подвижной объект обслуживается одной из точек доступа стандарта IEEE 802.11g. В течение некоторого промежутка времени получаемый объектом сигнал $RSSa$ от точки доступа падает ниже определенного порога Qa . В результате чего, подвижной объект становится кандидатом для переключения на любые доступные базовые станции стандартов IEEE 802.16e и 3GPP, а также любые другие точки доступа стандарта IEEE 802.11g (у которых $Qa < RSSa$), удовлетворяющих требованиям объекта.

2. Подвижной объект обслуживается базовой станцией стандарта IEEE 802.16e. Если в течение некоторого промежутка времени объект получает сведения о том, что уровень сигнала от одной или нескольких точек доступа стандарта IEEE 802.11g превысил некоторый определенный порог Qa ($RSSa > Qa$), то подвижной объект становится кандидатом для переключения на точки доступа сети стандарта IEEE 802.11g. В случае, если в зоне видимости объекта нет точек доступа WiFi, а уровень получаемого им сигнала $RSSb$ от базовой станции стандарта IEEE 802.16e упал ниже определенного порога Qb , то объект становится кандидатом для переключения на базовые станции стандартов IEEE 802.16-e и UMTS, удовлетворяющих требованиям объекта.

3. Подвижной объект обслуживается базовой станцией стандарта UMTS. Если в течение некоторого промежутка времени объект получает сведения о том, что уровни сигналов ($RSSa$ и $RSSb$) от одной или нескольких точек доступа или базовых станций стандартов IEEE 802.11g и IEEE 802.16e

превысили некоторые определенные пороги Q_a ($RSS_a > Q_a$) или Q_b ($RSS_b > Q_b$), то объект становится кандидатом для переключения на точки доступа сети стандарта IEEE 802.11g или на базовые станции стандарта IEEE 802.16e. В случае, если в зоне видимости подвижного объекта нет точек доступа WiFi или базовых станций сети WiMAX, а уровень получаемого объектом сигнала RSS_c от базовой станции стандарта UMTS упал ниже определенного порога Q_c , то объект становится кандидатом для переключения на другие базовые станции стандарта UMTS, удовлетворяющих его требованиям или кандидатом для переключения в режимы ad hoc сети или спутниковой передачи данных, определенных алгоритмом АСА, в случае отсутствия связи определенных ранее стандартов.

Заметим, что приоритетной сетью передачи данных для подвижного объекта СМДПСО является сеть стандарта IEEE 802.11g, поскольку у нее наибольшая пропускная способность канала по сравнению с другими предложенными здесь стандартами.

Следует также отметить, что кроме доступности для MN точек доступа или базовых станций при принятии решения о переключении учитывается степень их загруженности и дополнительные условия, характеризующие требования конкретного подвижного объекта к сети передачи данных.

Итак, среди дополнительных условий переключения можно выделить:

- стоимость услуг передачи данных;
- скорость передачи данных;
- качество обслуживания сети;
- приоритет объекта в системе;
- уровень безопасности сети.

Практически все эти данные, за исключением данных о приоритете объекта и скорости передачи данных, алгоритм VNA получает от триггеров канального уровня по средствам функции MIN стандарта IEEE 802.21. Приоритет же устанавливается диспетчером системы СМДПСО, а скорость передачи вычисляется алгоритмом распределения скоростей, определенным в каждом отдельном стандарте связи.

В случае если уровень получаемого подвижным объектом сигнала падает ниже определенного порога, а в зоне видимости объекта нет ни одной базовой станции или точки доступа доступных для объекта стандартов, управление переходит алгоритму АСА, предоставляющему сервисы децентрализованной беспроводной сети (на основе стандарта IEEE 802.11g) и систем спутниковой связи.

Целью алгоритма АСА является предоставление услуг связи на удаленных от точек доступа и базовых станций территориях. Алгоритм АСА предоставляет два режима функционирования: ad hoc режим и режим спутниковой связи. Выбор того или иного режима зависит от вышеизложенных дополнительных условий переключения: стоимости услуг связи, качества

обслуживания сети, скорости передачи данных, приоритета объекта в системе и уровня безопасности сети.

Так, в режиме ad hoc сети подвижному объекту предоставляется оптимальный маршрут передачи данных к месту назначения, а в режиме спутниковой передачи данных обеспечивается наивысший уровень безопасности и скорость передачи (по сравнению с режимом ad hoc). Выбор того или иного режима зависит от внутреннего алгоритма поведения каждого бортового устройства подвижного объекта. Отметим, что в процессе передачи данных в режиме ad hoc могут также участвовать и стационарные объекты СМДПСО, что существенно расширит зону функционирования всей децентрализованной сети и позволит объектам системы взаимодействовать даже в случаях чрезвычайных ситуаций, когда другие сети связи перегружены.

Кроме всего прочего, в рамках данного проекта предполагается разработать и реализовать алгоритм взаимодействия персональных сетей стандартов ZigBee и Bluetooth для обеспечения связи объектов на небольших расстояниях. Однако в данный момент ведется работа по разработке и реализации всех необходимых компонентов алгоритмов VNA и АСА.

В результате предполагается получить метод обеспечения роуминга СМДПСО, способного предложить наиболее оптимальные маршруты передачи данных подвижных объектов в гетерогенной беспроводной сети, сократить расходы на связь, повысить надежность всей системы и обеспечить безопасность передаваемых данных. На данный момент уже предложена новая архитектура СМДПСО [2], рассмотрены основные информационные потоки объектов системы [3], предложен алгоритм VNA [5]. В ближайшее время планируется приступить к разработке алгоритма АСА и программной реализации алгоритмов VNA и АСА.

В заключение также отметим, что метод обеспечения роуминга является универсальным для любых сфер приложений: его можно использовать и для реализации оптимальной связи подвижных и стационарных объектов систем мониторинга, и для мобильных пользователей сотовых сетей, и для предоставления услуг интернета, и т.д. Необходимо будет внести только некоторые изменения в разработанные модели СМДПСО и алгоритмов переключения VNA и АСА, однако пока в задачи данного проекта это не входит. Будем решать задачи по мере их возникновения, и кто знает, может из маленькой идеи вырастет сложная интегрированная система, предоставляющая оптимальные сервисы связи во всех областях нашей жизни.

Литература

1. International Telecommunication Union, "Intelligent Transport system and CALM", ITU-T Technology Watch Report #1, October 2007

2. Пакулова Е.А. Комплексная система мониторинга и диспетчеризации объектов // Материалы XI международной научно-практической конференции

«ИБ-2010». Ч.1.: тезисы доклада. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – с.46-51.

3. Пакулова Е.А. Модель современной системы мониторинга подвижных объектов с гарантированной доставкой сообщений в гетерогенной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. №11 (100). – с.92-97.

4. Institute of Electrical and Electronics Engineers, “IEEE Standard for Local and metropolitan area networks — Part 21: Media Independent Handover Services”, IEEE Std 802.21, 2008

5. Пакулова Е.А. Алгоритм вертикальной передачи данных для решения задач оптимизации работы системы мониторинга и диспетчеризации подвижных и стационарных объектов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. №11 – готовится к публикации.

СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

Session 4: COMPLEX SYSTEMS of ANTI INTRUSION And OBJECTS SECURITY

ОРГАНИЗАЦИЯ КЛАВИАТУРНОГО МОНИТОРИНГА НА ПРИНЦИПАХ РАБОТЫ ИММУННОЙ СИСТЕМЫ

Ю.А. Брюхомицкий

*Таганрогский технологический институт Южного федерального университета, каф.БИТ,
bya@tsure.ru*

Рассматривается новый подход к построению систем скрытного клавиатурного мониторинга пользователей автоматизированных информационных систем, основанный на применении принципов функционирования естественной иммунной системы. В качестве ключевого механизма решения главной задачи скрытного клавиатурного мониторинга – распознавания в реальном масштабе времени фактически работающего пользователя –используется уникальное свойство иммунной системы по выявлению чужеродных для организма клеток – антигенов. Показаны иммунологические принципы представления и кодирования клавиатурных биометрических параметров, а также схема решения задачи распознавания «свой/чужой». Приведены основные особенности, отличающие данный подход от других известных подходов.

В биометрических технологиях защиты информации особо выделяется направление, связанное с идентификацией личности на основе анализа динамики манипуляций на клавиатуре компьютера. Достоинством этого класса систем является их относительно низкая стоимость, обусловленная тем, что они могут быть реализованы, исключительно программными средствами. Клавиатурный контроль хорошо сочетается с другими средствами идентификации, что позволяет существенно повысить общую защиту компьютера. Кроме того, клавиатурный принцип идентификации личности в настоящее время единственный в классе биометрических технологий, пригодный для ведения скрытного клавиатурного мониторинга (КМ) пользователей информационных систем.

В настоящей работе предпринята попытка разработать принципы организации КМ автоматизированных информационных систем на основе использования ключевых механизмов функционирования естественной иммунной системы.

Иммунная система (ИС) организует многоуровневую защиту организма от чужеродных клеток – антигенов. Основное ее свойство заключается в

способности иммунокомпетентных клеток – иммуноцитов к выдаче иммунного ответа на основе распознавания и классификации всех клеток организма на «своих» и «чужих». Ключевым механизмом появления такой способности у иммуноцитов является отрицательный отбор – сложный физико-химический процесс распознавания антигенов. Суть его в том, что иммуноциты, которые вступают в реакцию с собственными белками, уничтожаются, а остальные становятся чувствительными к антигенам. Циркулируя затем по всему организму, они выполняют функцию защиты от чужеродных клеток. При обнаружении «чужих» включаются механизмы нейтрализации и разрушения антигенов [1].

С позиции информатики ИС интересна тем, что способна эффективно обрабатывать значительные объемы данных, используя для этого сложные высоко параллельные распределенные вычисления. При этом поведение ИС в целом определяется большой совокупностью локальных взаимодействий. Попытки использовать принципы функционирования ИС для решения разнообразных задач в области информационных технологий привели к появлению новой области искусственного интеллекта – искусственным иммунным системам (ИИС). В отличие от традиционных информационных систем ИИС выполняют полностью децентрализованную обработку, в том числе и при решении задач распознавания. Основное свойство иммунной системы – обнаруживать антигены – в ИИС формализуется в виде алгоритма отрицательного отбора, который и предполагается использовать в качестве ключевого механизма в системах анализа данных с целью выявления их особенностей и аномалий [2].

Суть КМ заключается в проведении анализа клавиатурного почерка работающего пользователя и его сравнении с эталоном, предварительно созданным и зарегистрированным для данного пользователя. Наиболее актуальной задачей, которая может быть решена только методами КМ, является задача скрытого выявления в реальном масштабе времени факта подмены легального зарегистрированного («своего») пользователя, открывшего доступ в компьютерную систему и затем покинувшего свой терминал, нелегальным не зарегистрированным в системе («чужим») пользователем. Такое событие квалифицируется как нарушение информационной безопасности, и его требуется своевременно обнаружить.

Наиболее простым и распространенным способом представления клавиатурных биометрических параметров пользователя является прямое измерение временных интервалов клавиатурного ввода и их усреднение по нескольким образцам [3]. Как правило, контролируются три типа временных параметров элементарных событий клавиатуры: время удержания клавиши, время паузы между отпусканием предшествующей клавиши и нажатием последующей клавиши, а также возможное перекрытие времен удержаний поочередно нажимаемых клавиш. Последний параметр обычно интерпретируется как отрицательное значение паузы. В таком случае можно

говорить только о двух типах учитываемых временных параметров клавиатурного почерка.

Если обозначить:

τ_i – значение времени удержания клавиши i ;

τ_{ij} – алгебраическое значение времени паузы между удержаниями клавиш i и j ,

то процесс регистрации времен удержания всех контролируемых клавиш $i = 1, 2, \dots, n$ отображается одномерной матрицей-строкой

$$T_i = [\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n], i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

а процесс регистрации времен пауз между удержаниями всех парных сочетаний клавиш отображается двумерной матрицей

$$T_{ij} = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} & \dots & \tau_{1n} \\ \tau_{21} & \tau_{22} & \dots & \tau_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tau_{n1} & \tau_{n2} & \dots & \tau_{nn} \end{bmatrix}, i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

Матрицы (1) и (2) предоставляют всю доступную в рамках такого метода информацию об индивидуальных особенностях клавиатурного почерка конкретного пользователя.

Итак, исходной информацией для анализа клавиатурного почерка пользователя является последовательность событий клавиатуры $S = (s_1, s_2, \dots)$, временные параметры которых представлены элементами матриц (1) и (2). В общем случае элементы последовательности S могут повторяться. Принятие решения «свой/чужой» в системе КМ может осуществляться через определенные промежутки времени, достаточные для накопления объема клавиатурных данных, необходимых для опознавания фактически работающего пользователя. Указанные промежутки времени удобно задавать числом N элементов последовательности S . В этом случае, с учетом возможного повтора элементов, последовательность S в математическом смысле становится кортежем $S = \langle s_1, s_2, \dots, s_N \rangle$.

Особенностью процесса порождения событий клавиатуры S является строгое чередование элементов матриц (1) и (2). Для отражения этого фактора кортеж S можно представить композицией кортежей S^1 и S^2 :

$$S = \langle s_1, s_2, \dots, s_N \rangle = S^1 \perp S^2 = \langle s_1^1, s_1^2, s_2^1, s_2^2, \dots, s_{N/2}^1, s_{N/2}^2 \rangle,$$

где
$$S^1 = \langle s_1^1, s_2^1, \dots, s_{N/2}^1 \rangle; \quad S^2 = \langle s_1^2, s_2^2, \dots, s_{N/2}^2 \rangle.$$

Таким образом, каждому пользователю $k = 1, 2, \dots, M$ в информационной системе будет сопоставлен свой персональный кортеж событий клавиатуры $S_k = S_k^1 \perp S_k^2$, который будем интерпретировать как совокупность иммуноцитов в ИС. Входящие в S_k кортежи S_k^1 и S_k^2 соответственно будем интерпретировать как два типа иммуноцитов.

События S^1 и S^2 будем кодировать словами, состоящими из двух частей: кодовой и параметрической.

Для события S^1 :

- кодовая часть слова: код клавиши, вызвавшей событие S^1 ;
- параметрическая часть слова: τ_i – значение времени удержания клавиши i ;

Для события S^2 :

- кодовая часть слова: код клавиш, вызвавших событие S^2 ;
- параметрическая часть слова: τ_{ij} – алгебраическое значение времени паузы между удержаниями клавиш i и j .

Принцип кодирования событий S^1 и S^2 в системе КМ показан на рис. 1.

Событие из кортежа S^1		Событие из кортежа S^2	
Код клавиши, вызвавшей событие	$\tau_i, i = 1, 2, \dots,$ n	Код клавиш, вызвавших	$\tau_{ij}, i, j = 1, 2, \dots,$ n
Кодовая	Параметрическая	Кодовая	Параметрическая

Рис. 1. Принцип кодирования событий в системе КМ

В известных системах КМ задача распознавания «свой/чужой» решается централизованно на основе какого-либо решающего правила. При использовании подхода ИИС, решение этой задачи необходимо выполнять децентрализованно на уровне отдельных событий кортежа S . Для этого форму представления информации о каждом событии следует специфицировать.

В системе КМ кодовая часть слов S^1 и S^2 предназначена, во-первых, для различения типа события (из кортежа S^1 или S^2) и, во-вторых, для адресации клавиатурных параметров, т.е. – сопоставления каждого события клавиатуры с соответствующим временным параметром (τ_i или τ_{ij}). Кодовые части слов не оказывают непосредственного влияния на динамику иммунного реагирования и распознавания, поэтому способы их представления и кодирования для целей КМ принципиального значения не имеют. Например, в IBM PC для кодирования клавиш используются Scan Codes, которые представлены однобайтовыми словами, содержащими ASCII коды клавиш.

Параметрические части слов оказывают непосредственное влияние на динамику иммунного реагирования и распознавания. Для быстрого принятия решения «свой/чужой» на уровне отдельных событий кортежа S (желательно в темпе их порождения), необходимо введение определенных градаций для значений временных параметров τ_i, τ_{ij} . Идея преобразования заключается в следующем [1].

Исходное значение временного параметра τ_i события клавиатуры, представленное действительным числом, вначале, на основе статистики его

разброса по большому числу пользователей нормируется к фиксированному диапазону $(\min\tau_i, \max\tau_i)$. Затем диапазон $(\min\tau_i, \max\tau_i)$ кодируется m -разрядным двоичным числом. Разрядность m задает точность двоичного представления исходного действительного числа. Очевидно, m -разрядным двоичным числом можно закодировать 2^m чисел от 0 до 2^m-1 . При этом весь диапазон $(\min\tau_i, \max\tau_i)$ будет содержать 2^m-2 интервалов. Соответственно размер интервала $d = (\max\tau_i - \min\tau_i) / (2^m - 2)$. В таком случае величина τ_i , изменяющаяся в диапазоне $\min\tau_i \leq \tau_i \leq \max\tau_i$, где $\max\tau_i = \min\tau_i + (2^m - 2) \cdot d$, может быть отнесена к одному из интервалов всего диапазона $(\min\tau_i, \max\tau_i)$ с абсолютной ошибкой по амплитуде d и закодирована двоичным числом по номеру этого интервала.

В том случае, если значения временного параметра τ по каким-либо причинам выходят за пределы нормированного интервала $(\min\tau, \max\tau)$, то эти значения следует исключить из анализа. Это можно сделать, например, так: если $\tau < \min\tau$, то двоично-кодированное значение τ будет состоять из одних нулей; если $\tau > \max\tau$, то двоично-кодированное значение τ будет состоять из одних единиц. Обработка данных в системе КМ реализуется таким образом, что двоично-кодированные значения $[00\dots0]$ и $[11\dots1]$ не воспринимаются и в анализе не участвуют.

Аналогично осуществляется двоичное представление временного параметра τ_{ij} . На основе статистики разброса по большому числу пользователей τ_{ij} нормируется к фиксированному диапазону $(\min\tau_{ij}, \max\tau_{ij})$ и затем кодируется m -разрядным двоичным числом. Тогда любая величина τ_{ij} , изменяющаяся в диапазоне $\min\tau_{ij} \leq \tau_{ij} \leq \max\tau_{ij}$, где $\max\tau_{ij} = \min\tau_{ij} + (2^m - 1) \cdot d$, может быть отнесена к одному из интервалов всего диапазона $(\min\tau_{ij}, \max\tau_{ij})$ и закодирована двоичным числом по номеру этого интервала.

Принцип кодирования параметрической части слов S^1 и S^2 поясняет рис. 2.



Рис. 2. Принцип кодирования параметрической части слов S^1 и S^2

Процедура нормирования временных параметров τ и τ_{ij} к фиксированным диапазонам $(\min\tau_i, \max\tau_i)$ и $(\min\tau_{ij}, \max\tau_{ij})$ производится на этапе предварительной подготовки системы КМ по возможно большему числу пользователей. На этом этапе важным является определение общего для всех пользователей диапазона разброса каждого параметра. При малых объемах статистики временных параметров $\tau_i, \tau_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, n$, целесообразно прямое задание минимума и максимума измеренных значений контролируемых параметров. При большом объеме статистики (более 10 образцов) становится целесообразным вычисление математического его ожидания $m(\tau_i)$ и дисперсии $\sigma^2(\tau_i)$ значений каждого параметра. В этом случае границы диапазона разброса контролируемых параметров вычисляются на основе t -распределения, исходя из ошибки первого рода и объема статистики:

$$\min(\tau_i) = m(\tau_i) - t(L, (1 - P_1)) \cdot \sigma^2(\tau_i);$$

$$\max(\tau_i) = m(\tau_i) + t(L, (1 - P_1)) \cdot \sigma^2(\tau_i),$$

где L – число использованных при обучении примеров;

P_1 – значение вероятности ошибок первого;

$t[L, (1 - P_1)]$ – коэффициенты Стьюдента.

Аналогично вычисляются границы диапазона разброса контролируемых параметров $\tau_{ij}, i, j = 1, 2, \dots, n$.

Следующим является этап обучения системы КМ, который заключается в формировании биометрических эталонов «своих» пользователей. На этом этапе для каждого «своего» пользователя по описанной выше процедуре осуществляется двоичное кодирование параметрической части слов S^1 и S^2 . Результатом обучения являются ограниченные наборы двоично-кодированных слов S^1 и S^2 , представляющие собой биометрические эталоны «своих» пользователей: $S_{kЭ} = (S^1_{kЭ}, S^2_{kЭ}), k = 1, 2, \dots, M$, где M – число «своих» пользователей.

В рабочем режиме поступающие на вход системы КМ параметры τ_i, τ_{ij} неизвестных пользователей с помощью описанной выше процедуры приписываются к одному из маркированных двоичных интервалов. Границы диапазона разброса параметров при этом остаются неизменными, установленными на этапе предварительной подготовки системы КМ.

Таким образом, в рабочем режиме в системе КМ контролируются все кортежи S^1 и S^2 , которые потенциально могут принадлежать любым произвольным пользователям. В соответствии с подходом ИИС для решения задачи распознавания «свой/чужой» на уровне отдельных событий кортежей S^1 и S^2 , необходимы детекторы для обнаружения «чужого», которые по существу имитируют клетки ИС – иммунциты. Детекторы формируются путем отрицательного отбора. Это означает, что детекторы должны, по возможности, покрыть все множество «чужих», при этом ни один детектор не должен обнаруживать «своего». Такие детекторы необходимо предварительно создать на этапе обучения системы КМ.

Задачу распознавания кортежей S^1 и S^2 по принципу «свой»-«чужой» с системе КМ можно решать двояко:

- при наличии в системе только одного зарегистрированного пользователя;
- при наличии в системе нескольких зарегистрированных пользователей.

Степень покрытия детекторами всевозможных «чужих» может быть разной и задается на этапе опытной эксплуатации системы КМ, в зависимости от требуемого уровня ошибок второго рода. По точности распознавания предельно «хорошим» вариантом является полное покрытие. В этом случае формирование детекторов осуществляется по следующей схеме.

1. В кодовой части слов S^1 осуществляется последовательный перебор скан-кодов всех регистрируемых в КМ клавиш: $i = 1, 2, \dots, n$.

2. В метрике слов S^1 для каждого $i = 1, 2, \dots, n$ кодовой части слова, в параметрической части слова в диапазоне 2^0-2^m осуществляется генерация последовательно нарастающих двоичных чисел, кодирующих все допустимые двоичные номера интервалов.

3. Для каждого $i = 1, 2, \dots, n$ полученные в п.2 двоичные коды интервалов последовательно сравнивается с параметрической частью эталонов всех «своих» пользователей $S^1_{Эк}$, $k = 1, 2, \dots, M$. Сравнение производится по правилу *частичного соответствия*, которое гласит: два кода соответствуют друг другу, если они совпадают, по крайней мере, в следующих друг за другом r старших двоичных разрядах (r – некоторый целочисленный параметр). В случае появления частичного соответствия соответствующее слово исключается из кортежа S^1 . Оставшиеся слова кортежа S^1 будут отражать весь возможный спектр событий клавиатуры S^1 , не свойственных «своим» зарегистрированным пользователям и служат основой для создания детекторов «чужих» в потоке событий S^1 .

4. Аналогично формируются детекторы «чужих» в потоке событий S^2 .

В результате будут сформированы два набора детекторов, способных реагировать на любые события S^1 и S^2 клавиатуры соответственно, которые возникли в результате работы не «своих» пользователей.

Ограничение подхода полного покрытия заключается в высокой вычислительной трудоемкости, свойственной, впрочем, всем принципам полного перебора.

Другой подход, предложенный в первоначальном описании алгоритма отрицательного отбора [2], заключается в случайной генерации кандидатов в детекторы, которая повторяется до тех пор, пока не создается количество детекторов, необходимое для обеспечения требуемого уровня ошибки второго рода. Вычислительная трудоемкость этого подхода также велика и характеризуется экспоненциальным ростом числа детекторов от разрядности m . Известны и более эффективные алгоритмы генерации детекторов [4, 5], которые применимы, в том числе, и к задаче КМ.

Таким образом, вычислительная трудоемкость процедуры формирования детекторов определяется двумя факторами:

- степенью покрытия детекторами всевозможных «чужих»;
- разрядностью m двоичного кодирования диапазона изменения временных параметров КМ.

Увеличение числа детекторов, в свою очередь, влечет рост числа операций соответствия, что также приводит к замедлению работы ИИС. Поэтому глобальным требованием при проектировании системы КМ является нахождение компромисса между точностью и быстродействием системы.

Функционирование системы КМ в рабочем режиме сводится к следующему. С момента включения КМ по результатам текущей клавиатурной работы в информационной системе неизвестного x -пользователя формируется кортеж событий клавиатуры S_x . Поскольку кортеж S_x представляет собой композицию $S_x = S_x^1 \wedge S_x^2$, он разделяется на два составляющих его кортежа S_x^1 и S_x^2 , каждый из которых проходит через свой слой детекторов (событий S^1 и S^2 соответственно). Активация любого детектора в любом слое свидетельствует о появлении клавиатурного параметра, отсутствовавшего в клавиатурных биометрических эталонах «своих» пользователей. Условно можно принять, что положительная реакция детектора (совпадение слов) кодируется логической единицей. Реакции всех детекторов объединяются по принципу логической сборки и заполняют регистр сдвига R (рис. 3). Работа схемы распознавания должным образом синхронизируется.

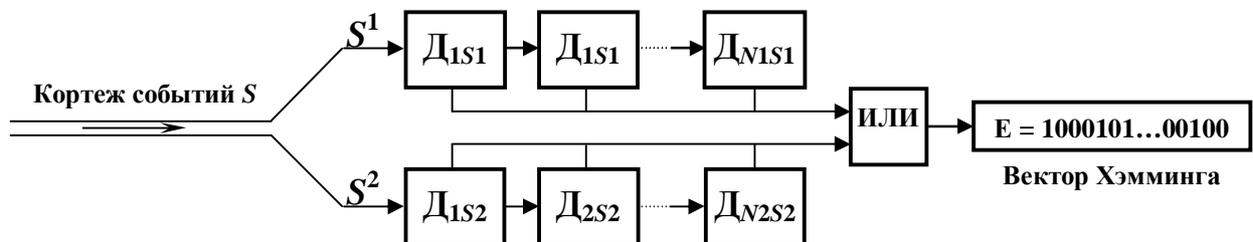


Рис. 3. Схема распознавания «свой»-«чужой»

Процедуру принятия решения по факту подмены пользователя (обнаружение «чужого») наиболее просто реализовать на основе меры близости Хэмминга. Формирование вектора E Хэмминга будет осуществляться по правилу: каждый факт активации любого детектора порождает единичный символ в векторе Хэмминга. Через определенный промежуток времени, заданный, например, общим количеством событий в кортеже S , число единиц в векторе E Хэмминга по отношению к общему числу его компонент будет пропорционален вероятности клавиатурного присутствия в системе «чужого» пользователя. Учитывая непрерывный характер КМ, вычисление вектора Хэмминга целесообразно проводить также непрерывно. При этом

доверительный интервал времени для определения личности пользователя ограничивается числом компонент вектора Хэмминга.

Учитывая то обстоятельство, что мера Хэмминга формируется на достаточно большом числе событий клавиатуры, ее распределение для «своего» пользователя будет близко к нормальному. Тогда пороговое значение меры Хэмминга E_i^n с учетом выборочных статистик можно определить на основе математического ожидания и дисперсии меры Хэмминга E_i «своего» i -пользователя:

$$E_i^n = m(E_i) + t[L, (1 - P_i)] \cdot \sigma(E_i),$$

а последующее уточнение сделать опытным путем.

Следует отметить, что попытки реализовать всю систему КМ чисто программными средствами, использующими последовательный принцип вычислений, вступаю в противоречие с высоко параллельным распределенным характером вычислений в ИИС. Перспективным представляется параллельная аппаратная реализация системы КМ, которая позволит эффективно выполнять большой объем простых низкоуровневых операций двоичной арифметики и логики.

В заключение уместно отметить основные особенности, отличающие подход к построению систем КМ на основе ИИС от других известных подходов.

1. В известных системах КМ решение задачи классификации осуществляется в пространстве, определенном множеством обучающих данных, в то время как алгоритм отрицательного отбора распознает «чужих» в своем дополнительном пространстве.

2. В известных системах КМ механизм распознавания работает в пространстве Хэмминга, а алгоритм отрицательного отбора производит анализ на соответствие в пространстве r -смежности.

3. В известных системах КМ эталоны являются обобщением параметров «своего», формируются на этапе обучения и хранятся в памяти. Если в сеансе в системе работают несколько «своих» пользователей, то это приводит к пропорциональному увеличению числа эталонов. Для алгоритма отрицательного отбора увеличение числа пользователей приводит к противоположному эффекту. Количество детекторов независимо от свойств набора «своего» при фиксированной вероятности успеха остается практически постоянным.

4. Известные системы КМ весьма чувствительны к вариации биометрических параметров «своих» пользователей. Алгоритм отрицательного отбора за счет большой статистики проявляет устойчивость к шумам.

5. В известных системах КМ распознавание «чужих» производится путем итоговых вычислений по большой совокупности данных. В алгоритме отрицательного отбора вероятность обнаружения «чужих» отражается в частоте активизации детекторов.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 08-07-00117-а

Литература

1. Искусственные иммунные системы и их применение / Под ред. Д. Дасгупты. Пер. с англ. под ред. А.А. Романюхи. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 344 с.
2. S. Forrest, A.S. Perelson, L. Allen, R. Cherukuri. Self-nonsel self discrimination in a computer // In: Proc. of IEEE symposium on research in security, Oakland, CA, 16-18 May 1994. P. 202-212.
3. В.П. Широчин, А.В. Кулик, В.В. Марченко. Динамическая аутентификация на основе анализа клавиатурного почерка. // http://www.masters.donntu.edu.ua/2002/fvti/aslamov/files/bio_authentication.htm.
4. P. Helman, S. Forrest. An efficient algorithm for generating random antibody strings // Technical report №CS94-7, Department of computer science, University of New Mexico, 1994.
5. P. D'haeseleer, S. Forrest, P. Helman. An immunological approach to change detection: algorithms, analysis, and implications // In: Proc. of IEEE symposium on research in security, Oakland, CA, May 1996.

ВСТРАИВАНИЕ ДВОИЧНЫХ ДАННЫХ В АУДИО И СТАТИЧНЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Д.П. Рублёв, В.М. Фёдоров, О.Б. Макаревич

*Факультет информационной безопасности, Таганрогский Технологический Институт
Южного Федерального Университета, Россия, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44,
8(8634)371905, vladmih@rambler.ru*

В работе рассмотрен стеганографический метод для сокрытия сообщений в цифровых аудиосигналах на основе вейвлет-преобразования, применяемого к перцептивно важным областям сигнала, что обеспечивает высокую стойкость как к пассивным, так и к активным атакам, а также возможности адаптации к контенту стегоконтейнера. Методы встраивания сообщений основаны на модуляции коэффициентов вейвлет-декомпозиции, полученных по расширенному алгоритму Маллата синусоидальным сигналом. Рассмотрены оценки битовых ошибок а также возможные способы повышения робастности и стойкости.

1. Введение

Постоянное увеличение объёмов мультимедиа-трафика привело к расширению возможностей использования для скрытого хранения и передачи информации стеганографических средств. Вместе с тем значительное развитие претерпели и средства компрессии мультимедиа-информации. Передача

практически всех потоков мультимедиа-данных ведётся с применением того или иного метода сжатия, зачастую основанного психофизиологической модели восприятия человека. В частности если рассматривать оцифрованную речь как один из наиболее распространённых источников мультимедиа-трафика, то в зависимости от области применения используется либо один из вариантов дифференциальной модуляции либо специализированные речевые кодеки. Использование множества LSB методов стеганографии в таком случае оказывается неэффективным и особую значимость приобретают методы стеганографии, позволяющие производить встраивание сообщений в перцептивно значимые области, которые не подвергаются существенных искажениям при обработке современными кодеками.

Одним из преобразований, позволяющих осуществить подобное встраивание, является дискретное вейвлет-преобразование [1]. При помощи набора вейвлетов, в их временном или частотном представлении, возможно получить приближение сложного сигнала как идеально точно, так и с некоторой погрешностью. Вейвлеты также обладают преимуществами в представлении локальных особенностей функций и учёте особенностей психофизиологической модели восприятия, благодаря чему они получили широкое распространение при анализе особенностей и сжатии сложных сигналов [2].

В задачах стеганографии, ориентированных на достижение максимальной пропускной способности канала (скрытая передача и хранение информации) основными преимуществами применения вейвлет-преобразования является минимизация вносимых искажений во временном представлении сигнала и обеспечение стойкости к атакам на контейнер [3,4].

2. Метод стеганографического встраивания

В предлагаемом методе областью встраивания является множество коэффициентов субполос вейвлет-декомпозиции цифрового аудиосигнала. На первом этапе производится декомпозиция сигнала s аудиофайла при помощи расширенного алгоритма Маллата [3]. Для этого нормированный сигнал аудиофайла подавался на фильтры декомпозиции низких и высоких частот, после чего с помощью операции децимации $\downarrow 2$ (уменьшения числа частотных составляющих вдвое) находились коэффициенты аппроксимации и детализирующие коэффициенты на выходе фильтров на выходе низких и высоких частот (рисунок 1а). В результате декомпозиции на глубину L формируются коэффициенты 2^L субполос по $\frac{N}{2^L}$ коэффициентов в полосе (рис 1).

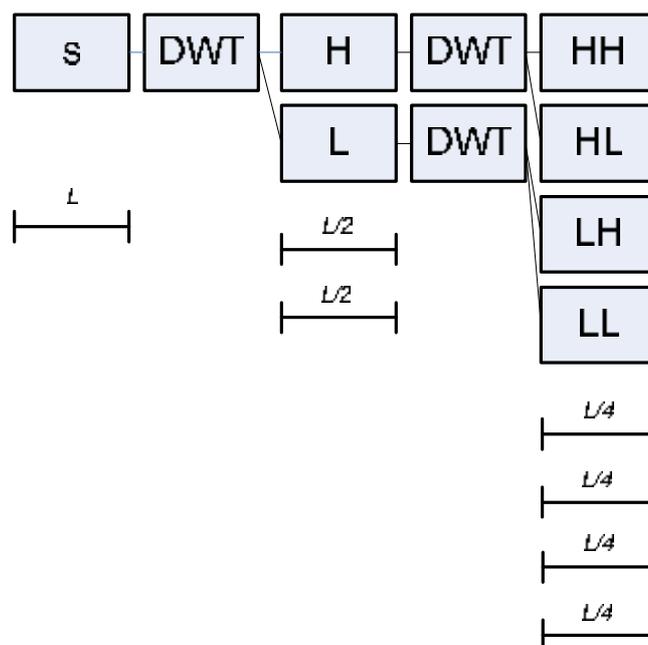


Рисунок 1. Декомпозиция сигнала на основе расширенного алгоритма Маллата, глубина декомпозиции - 2.

Восстановление сигнала производится заменой прямого дискретного вейвлет-преобразования на обратное и прохождением этапов декомпозиции в обратном порядке. Полученные в результате декомпозиции коэффициенты субполос w являются пространством встраивания сообщений.

Для установления минимально необходимой глубины разложения, при которой субъективные искажения качества субъективно не воспринимаются, были проведены эксперименты по встраиванию информации в частотные субполосы различных уровней с последующим восстановлением в аудиофайлы. В результате проведённых экспериментов было установлено, что искажения качества звука перестают восприниматься с глубины разложения $L=4$, при этом встраивание в высокочастотные субполосы практически не оказывает влияние на субъективное качество сигнала при управлении энергией встраиваемого сигнала с глубины декомпозиции $L=3$. В качестве базисных вейвлетов для встраивания были исследованы вейвлеты Добеши и симлеты.

Для встраивания информации в коэффициенты может быть использовано множество различных способов. При необходимости скрытия информации без обеспечения стойкости к искажениям встраивание может производиться модулированием коэффициентов встраиваемой информационной последовательности с ёмкостью 1 бит/коэффициент:

$$w_i' = w_i \cdot b_i,$$

где w_i — i -й коэффициент выбранной субполосы,

b_i — символ информационной последовательности.

Восстановление бита сообщения производится по результату сравнения коэффициента с порогом $thrsh$:

$$b_i = \begin{cases} 0 & : w_i \leq thrsh \\ 1 & : w_i > thrsh \end{cases}.$$

При последующем сжатии файла, содержащего встроенное сообщение при помощи методов компрессии с потерей качества, в частности MPEG, происходит искажение встроенного сообщения. Повышение стойкости к искажениям контейнера и последующей компрессии может быть достигнуто модуляцией не одного коэффициента, а окна коэффициентов длины l . Для модуляции окна коэффициентов длины l справедливо:

$$w_j' = w_j \cdot b_i, \quad j = 1..l.$$

Таким образом, для монофонического оцифрованного аудиосигнала частоты дискретизации F_s при встраивании информации в окна коэффициентов длины l при глубине декомпозиции L пропускная способность стеганографического канала:

$$V = \left\lfloor \frac{\left\lfloor \frac{F_s}{2^L} \right\rfloor}{l} \right\rfloor.$$

Для сигнала частоты дискретизации 8 кГц при длительности 10 секунд и выборе глубины декомпозиции 4 с длиной окна $l=1$ пропускная способность стегоканала составит 500 бит/с на одну субполосу вейвлет-декомпозиции.

При извлечении встроенных данных из блоков коэффициентов субполос аудиофайла полученная последовательность содержит битовые ошибки. Вероятность возникновения ошибок зависит, в первую очередь, от параметров звукового файла (частоты дискретизации, разрядности представления одного отсчёта). При встраивании информации прямым изменением коэффициентов единственно информацией, неизвестной злоумышленнику является выбранный вейвлет. Помимо этого, при наличии в передаваемой последовательности длинных серий нулей и единиц способно привести к воспринимаемым на слух артефактам. Также передача одного из состояний бита не изменяет состояния канала— в коэффициент или окно коэффициентов изменения не вносятся и сохраняется их статистика в пределах окна, что теоретически допускает проведение стегоанализа на основе последовательностей наименее значимых бит. Для устранения данных недостатков авторами предложены методы встраивания в последовательность коэффициентов не непосредственно битов сообщения, модулированных коэффициентами, а низкочастотного сигнала-паттерна. В качестве сигнала могут выступать синусоидальный низкочастотный сигнал. При этом параметры модулирующего сигнала являются ключом встраивания. Модифицированное встраивание имеет следующие преимущества:

- снижение искажений при встраивании. Существует возможность адаптивного подбора паттерна с учётом модели сигнала.
- повышение скрытности канала. Для извлечения информации злоумышленнику необходимо не только располагать вейвлетом, использованным на этапе скрытия, но также и сигналом-паттерном, по меньшей мере для одного из битовых символов.
- повышение стойкости к стегоанализу, так как из сигнала исключаются немодифицированные участки на основе которых возможно проведения статистического стегоанализа [5, 6].

При встраивании сообщения при помощи модифицированного алгоритма встраивания были получены оценки вероятности ошибок в зависимости от номера субполосы и коэффициента ослабления исходной субполосы, приведённые в таблице 1. Применялась трехуровневая декомпозиция по базисному вейвлету Добеши седьмого порядка и длине окна 16 коэффициентов. Результирующий файл конвертировался в формат MPEG-1 Layer 3 при помощи кодека lame с ключом `-h`, и сохранялся в файл. Далее производилась распаковка данных из файла MP3 в формат WAV и извлечение встроенного сообщения.

Таблица 1 — Оценки вероятности ошибочного бита в извлечённом сообщении при длине окна 16 и базисном вейвлете Добеши-7

Номер субполосы	Коэффициент встраивания				
	0.0010	0.0030	0.0050	0.0070	0.0090
1	0.5104	0.4420	0.3712	0.3306	0.3248
2	0.3910	0.2552	0.1717	0.1369	0.1195
3	0.3445	0.2274	0.1949	0.1485	0.1323
4	0.4026	0.2958	0.2239	0.1589	0.1299
5	0.1056	0.0464	0.0267	0.0151	0.0128
6	0.2378	0.1137	0.0742	0.0429	0.0360
7	0.3225	0.2251	0.1879	0.1531	0.1253
8	0.2541	0.1334	0.0882	0.0545	0.0429

Встраивание осуществлялось в соответствии с:

$$w_i' = w_i \cdot (1 - a) + seq_i^{b_i} \cdot a,$$

где w_i' — коэффициент выделенного окна после операции слияния,

w_i — коэффициент выделенного окна до операции слияния,

$seq_i^{b_i}$ — отсчёт сигнала-паттерна, соответствующий встраиваемому в текущее окно биту информации b_i ,

a — коэффициент ослабления исходной субполосы.

наименьшая вероятность ошибки наблюдается при встраивании в пятую субполосу.

Наибольший интерес для сравнения методов встраивания представляют зависимость искажений контейнера и количество битовых ошибок в зависимости от коэффициента встраивания. При увеличении коэффициента a количество битовых ошибок уменьшается, но вместе с тем возрастают и искажения сигнала. В таблице 2 приведены усреднённые оценки матожидания и дисперсии, полученные для 10 контейнеров и 10 сообщений.

Таблица 2 — Оценки матожидания и дисперсии ошибочного бита в извлечённом сообщении при $a = 0,0090$.

	Номер субполосы							
	1	2	3	4	5	6	7	8
m	0.3118	0.1138	0.1377	0.1332	0.0090	0.0320	0.1335	0.0377
D	0.1569	0.0527	0.0606	0.0804	0.0056	0.0217	0.1141	0.0065

Из таблицы видно, что наиболее стойкой к искажениям встроенных в контейнер данных при компрессии является пятая полоса трёхуровневой декомпозиции (ветвь декомпозиции H-L-L).

В таблице 3 приведены зависимости матожидания ошибочного бита от длины окна и коэффициента встраивания для одного контейнера.

Таблица 3 — Оценки матожидания ошибочного бита в извлечённой последовательности при переменной длине окна и $a = 0,0050$

Номер субполосы	Длина окна							
	16	32	48	64	80	96	112	128
1	0.3840	0.1404	0.1032	0.0615	0.0441	0.0267	0.0313	0.0313
2	0.3434	0.1369	0.0441	0.0394	0.0441	0.0302	0.0186	0.0139
3	0.5784	0.1568	0.1185	0.0906	0.0383	0.0488	0.0209	0.0348
4	0.8977	0.2698	0.1349	0.0837	0.0558	0.0512	0.0558	0.0279
5	0.1337	0.0291	0	0	0	0	0	0
6	0.4476	0.1049	0.0559	0.0420	0.0350	0.0070	0.0140	0
7	1.1626	0.4065	0.2195	0.1789	0.1382	0.0976	0.0569	0.0488
8	0.6449	0.1121	0.1121	0.0374	0.0187	0.0280	0.0187	0.0187

В пределах субполосы уровень ошибки монотонно убывает при увеличении длины окна. Наименьший уровень битовой ошибки наблюдается в пятой субполосе декомпозиции, а с длины окна в 48 коэффициентов в ходе экспериментов была зафиксирована нулевая ошибка.

В таблице 4 приведен уровень битовых ошибок для вейвлетов Добеши порядков 1-10 при длине окна $l = 16$, $a = 0,0050$,

Таблица 4 — Оценки матожидания ошибочного бита в извлечённой последовательности при постоянной длине окна $l=16$, $a=0,0050$ для вейвлетов Добеши 1-10

Номер суполо-сы	Db1	Db2	Db3	Db4	Db5	Db6	Db7	Db8	Db9	Db10
1	0.3391	0.3403	0.3322	0.3542	0.3391	0.3624	0.3701	0.3910	0.4142	0.4617
2	0.6783	0.2532	0.1893	0.7375	0.8316	0.6063	0.1671	0.2204	0.6995	0.7877
3	0.7735	0.1905	0.6702	0.7456	0.1789	0.8223	0.1903	0.7726	0.3341	0.3051
4	0.7758	0.2230	0.1800	0.7596	0.8165	0.2764	0.1856	0.7111	0.7529	0.3121
5	0.1800	0.0279	0.0256	0.0244	0.0139	0.0256	0.0232	0.0232	0.0197	0.0278
6	0.2520	0.1661	0.1661	0.1301	0.1080	0.0859	0.0650	0.0789	0.0603	0.0650
7	0.8455	0.7979	0.7677	0.3821	0.2323	0.2079	0.1740	0.1787	0.1914	0.2262
8	0.1951	0.1312	0.1394	0.1150	0.0790	0.0813	0.0870	0.1056	0.1079	0.1485

Распределение битовых ошибок в субполосах существенно зависит от порядка вейвлета, однако наименьший уровень ошибки наблюдается в пятой субполосе декомпозиции для всех исследованных порядков вейвлетов Добеши. Для задачи стеганографического встраивания были также исследованы симлеты порядков 2-9. Оценки матожидания ошибочного бита при декомпозиции при помощи симлетов приведены в таблице 5.

Таблица 5 — Оценки матожидания ошибочного бита в извлечённой последовательности при постоянной длине окна $l=16$, $a=0,0050$ для симлетов порядков 2-9

Номер суполо-сы	Sym2	Sym3	Sym4	Sym5	Sym6	Sym7	Sym8	Sym9
1	0.3182	0.3182	0.3426	0.3391	0.3240	0.3875	0.3550	0.3585
2	0.2137	0.1800	0.1754	0.1696	0.2869	0.8445	0.8353	0.8492
3	0.2067	0.6690	0.1382	0.8432	0.8351	0.5000	0.1682	0.8028
4	0.1998	0.1882	0.1765	0.2067	0.3682	0.8167	0.8585	0.7367
5	0.0360	0.0163	0.0407	0.0441	0.0465	0.0522	0.0847	0.1555
6	0.1649	0.1463	0.3252	0.7944	0.8908	0.8353	0.9026	0.7761
7	0.8049	0.7584	0.8084	0.8002	0.2230	0.7645	0.7796	0.7691
8	0.1417	0.1324	0.8618	0.9036	0.7898	0.8770	0.1137	0.1299

Распределение битовых ошибок в субполосах при использовании симлетов в качестве базисного вейвлета декомпозиции также определяется порядком вейвлета, наименьший уровень ошибки наблюдается в пятой субполосе декомпозиции для всех исследованных порядков симлетов.

Заключение

Проведённые эксперименты показали, что предложенный метод стеганографического встраивания бинарных сообщений в аудиофайлы является стойким к компрессии по формату MPEG-1 Layer 3. Наиболее подходящей для встраивания по критерию минимума ошибок при трехуровневом разбиении является пятая субполоса как для вейвлетов Добеши порядков 1-10, так и для симлетов порядков 2-9. Повышение стойкости скрытого сообщения при малых искажениях в канале может быть достигнуто выбором субполос встраивания и базисного вейвлета. При дальнейших исследованиях метода интерес представляют техники модуляции коэффициентов, обеспечивающие высокую скрытность при сохранении стойкости к искажениям, вносимых форматами компрессии с потерями.

Предлагаемый метод устойчив к преобразованию формата представления мультимедийных данных (квантование и компрессия с потерей качества).

Литература

1. P. Meerwald Digital image watermarking in the wavelet transform domain. Diplomarbeit zur Erlangung des Diplomgrades an der Naturwissenschaftlichen Fakultät der Universität Salzburg. – 11.2001
2. A.S. Lewis., G. Knowles “Image compression using 2-d wavelet transform”, IEEE, Transactions on Image Processing, 1, pp. 24-250, April 1992.
3. Генне О.В. Основные положения стеганографии //ООО “Конфидент” журнал “Защита информации. Конфидент”. – 2000. – №3. – сс.20-24.
4. Дьяконов В., Матлаб. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник, - СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
5. Н. Farid, "Detecting Hidden Messages Using Higher-Order Statistical Models", IEEE International Conference on Images Processing, 2002.
6. N.D.Memon, I.Avcibas, B.Sankur. Steganalysis Based on Image Quality Metrics. SPIE Vol. 4314, 2001.
7. Д.П. Рублёв Метод стеганографии в изображениях на основе биортогональных вейвлетов Третья международная конференция Информационные системы и технологии (IST'2006) часть 1, с 145-149.

ПРЕИМУЩЕСТВА СРЕДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ VIDEOCAD

И.И.Ляшенко

Таганрогский технологический институт Южного федерального университета, г.Таганрог

Основная заслуга программы VIDEOCAD в том, что она подняла проектирование видеосистем на качественно новый уровень, что для расчетов она использует третью координату - высоту установки видеокамеры.

Аналогов программ в сфере проектирования систем охранного телевидения очень мало. Наиболее сопоставимой является программа «Проектировщик CCTV», но и в ней видны явные недостатки. Сравнительная характеристика с программой VideoCAD приведена в табл.1.

«VideoCAD» - программа для практиков, в «VideoCAD» есть только представляющие практическую ценность расчёты. Все результаты можно тут же смоделировать в трёхмерном пространстве - ошибок, при грамотном использовании, быть не может. Программа вышла из практики и изначально задумывалась как инструмент проектировщиков для сокращения времени, количества ошибок и экономии средств. Многие нововведения - в ответ на пожелания практиков. Расчётов, имеющих лишь теоретическую ценность, результаты которых с практикой часто идут в разрез, в программе нет. Все эти сложные пространственные расчёты делаются внутри программы, проектировщик лишь видит результат.

Таблица 1

Сравнительная характеристика программных продуктов
«Проектировщик CCTV» и «VideoCAD»

Проектировщик CCTV	VideoCAD
размер зоны обзора только по уровню земли, без учёта того, что зона обзора - объёмная фигура - это приводит к большим ошибкам.	вычисляет все размеры этих зон и строит их горизонтальные проекции. При этом учитывается геометрия зоны обзора, угол, под которым объект отобразится на экране
нет возможности взять значение угла наклона камер – берутся только предельные расстояния	расчёт идёт в трёх измерениях, просчитываются все точки на границах и строится проекция.
Все расчёты глубины резкости и вероятностей только для одного гипотетического случая - когда оператор смотрит в один монитор с одной камерой. Но этого на практике требуется одновременная работа более чем с четырьмя видеоканалами	

Практический пример трехмерного моделирования. Рассмотрим на практическом примере создание отдельных моделей изображений от телекамер и модели изображения на мониторе в процессе проектирования. Допустим, у нас имеется двухмерная планировка здания и выполнено предварительное размещение 4 видеокамер.

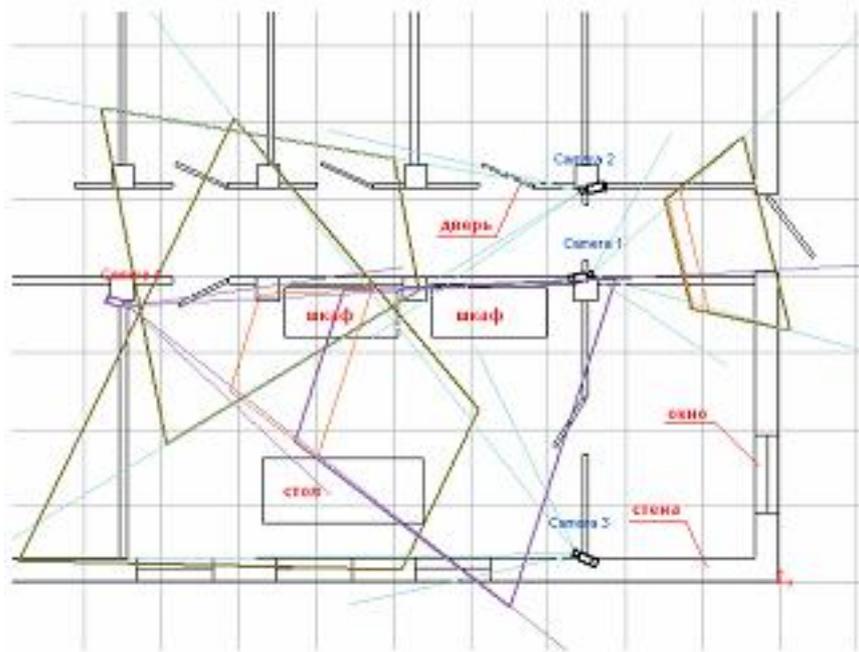


Рис 1.

На планировке видно, какие области пространства будет контролировать каждая телекамера. Отдельными линиями отмечены расчетные проекции зон обзора и зон опознавания человека. С помощью описанных ниже инструментов мы также сможем увидеть изображения, которые сохранит система, а также то, что покажет монитор. На планировке имеются стены, двери, стол, шкафы, окна.

Нам известны вертикальные размеры предметов:

- высота стен — 3м;
- высота дверного проема — 2.2м;
- высота стола — 0.75м;
- высота шкафов — 2м;
- оконные проемы простираются от 0.7м до 2м.

Создание трехмерной модели обстановки по двумерной планировке. Для выполнения трехмерных построений в VideoCAD имеются следующие инструменты (Рис. 2): точка, горизонтальная прямая, вертикальная прямая, отрезок, угол, прямоугольник, наклонный прямоугольник, двойная линия, окружность и дуга. В трехмерном пространстве эти построения вытягиваются по высоте, образуя трехмерные фигуры.

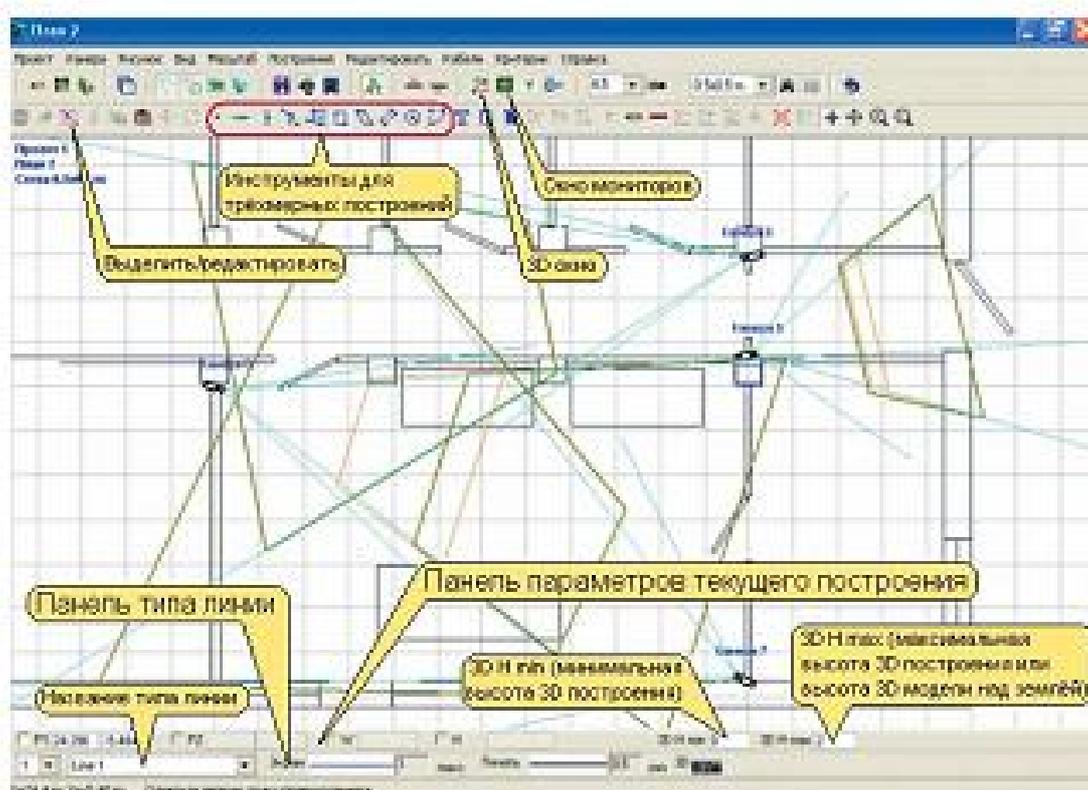


Рис. 2

Построение трехмерной модели помещения. Для построения стен выберем инструмент Прямоугольник (Рис. 2). На появившейся внизу панели типа линии в окошке Название типа линии выберем настроенный на предыдущем шаге тип линии, которым мы собираемся строить — «Стены». На панели параметров текущего построения, в окошке 3D H max (Максимальная высота 3D построения) появится заданная нами в параметрах типа линии высота стен — 3. Нулевое значение в окошке 3D H min (Минимальная высота 3D построения) означает, что стены будут находиться на земле. Далее просто обводим прямоугольниками все стены и колонны на планировке. Окна и двери оставим не обведенными (Рис. 3).



Рис. 3

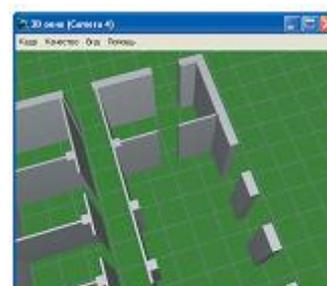


Рис. 4

Для удобства можно контролировать построения по изображению от телекамер. Для этого загрузим любую телекамеру, выбрав ее двойным щелчком мыши точно по объективу. Затем выведем изображение с этой телекамеры, щелкнув по кнопке 3D-окна (Рис. 2). Если на различных участках плана будем загружать контролирующие эти участки телекамеры, то в 3D-окне мы сможем видеть как продвигается работа (Рис. 4).

Построение окон и дверных проемов. Окно — это проем, имеющий снизу и сверху по балке. Построим эти балки отдельно. Нижняя балка находится на земле и имеет высоту подоконников — 0.7м. Для построения нижней балки выберем инструмент Прямоугольник. Затем на появившейся внизу панели типа линии, в окошке Название типа линии выберем «Стены», на панели параметров текущего построения, в окошке 3D Н max (максимальная высота 3D-построения) введем высоту подоконников — 0.7. Затем построим прямоугольники в оконных проемах так же, как мы строили стены (Рис.5).

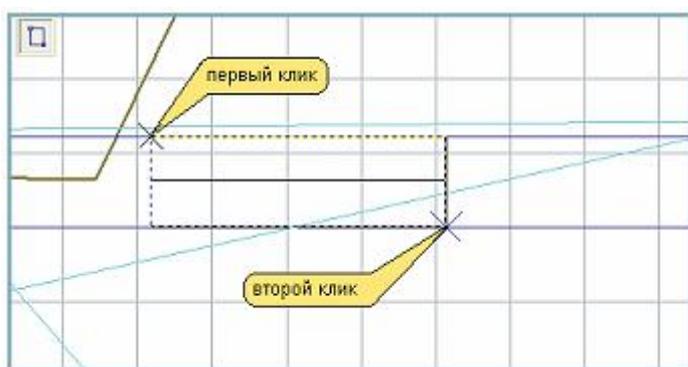


Рис. 5

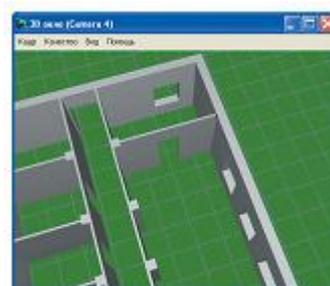


Рис. 6

После построения каждой нижней балки значение максимальной высоты в окошке 3D Н max будет возвращаться к значению по умолчанию (3), заданном в параметрах типа линии. Поэтому нам необходимо вводить в окошко 3D Н max отличную от заданной в типе линии высоту (0.7) перед построением нижней балки каждого окна. Мы могли бы задать особый тип линии для нижних балок окон, в этом случае нам не пришлось бы вводить высоту перед каждым построением нижней балки. Аналогично построим верхние балки окон в виде прямоугольников поверх нижних балок. Перед каждым построением в окошко 3D Н min (минимальная высота 3D-построения) необходимо вводить высоту оконного проема (2). В окошке 3D Н max (максимальная высота 3D-построения) правильное значение (3) задано в параметрах типа линии, менять его не нужно. Таким же образом построим верхние балки над дверными проемами в виде прямоугольников в дверных проемах. В окошко 3D Н min (минимальная высота 3D-построения) перед каждым построением будем вводить 2.2 (высота дверных проемов). При создании построений можно использовать такие инструменты как поворот, перемещение, копирование и вставка. Для использования этих инструментов, прежде всего, необходимо

выделить построение, однократно щелкнув по нему в режиме выделения или захватив его розовой рамкой выделения. Для редактирования отдельного построения выберите его двойным щелчком мыши по построению, после чего на его вершинах появятся розовые квадраты. Далее можно перемещать вершины мышью, можно изменять параметры редактируемого построения и тип линии на появившейся панели параметров текущего построения. Пользуясь этой панелью, можно задавать числовые значения размеров также и во время построения.

Построение стола и шкафов. Для построения стола вновь выберем инструмент Прямоугольник. На панели типа линии, в окошке Название типа линии выберем тип линии «Столы». После этого в окошке 3D Н min (минимальная высота 3D-построения) появится высота нижней стороны столешницы — 0.73, в окошке 3D Н max (Максимальная высота 3D-построения) появится высота столешницы — 0.75. Эти высоты мы задали во время настройки типа линии номер 42 («Столы»). Построим стол, обведя прямоугольник стола на плане. Тем же типом линии можно построить ножки стола и другие мелкие детали, задавая значения минимальной и максимальной высот на панели параметров текущего построения. Аналогично построим шкафы, используя линию типа «Шкафы». При построении трехмерных моделей для проекта ССТV не стоит слишком увлекаться детализацией. В большинстве случаев значение имеют лишь форма, размеры и положение предмета.

Построение дверей. Двери строятся аналогично типом линии «Двери» в виде прямоугольников. Но мы не сможем сразу построить повернутый прямоугольник. Поэтому сначала необходимо построить горизонтальный или вертикальный прямоугольник, а затем выделить и повернуть его, «приоткрыв» дверь (Рис.8).

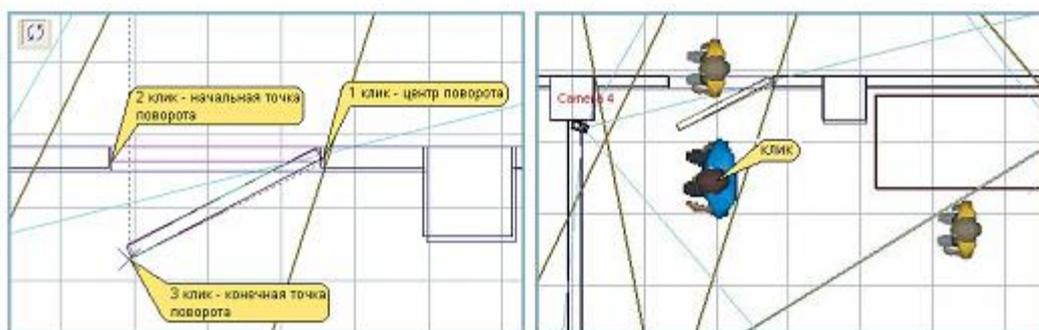


Рис. 7

Рис. 8

Для поворота используем инструмент Повернуть.

Размещение готовых 3D-моделей. Разместим в необходимых местах трехмерные модели людей. В базовой библиотеке имеются две 3D-модели людей: ростом 1.5 м и 2 м. Рост реальных людей находится между этими границами. Модели позволяют видеть, как будут выглядеть люди разного

роста. Для размещения модели выберем мышью в главном меню графического окна Построения>3D модель> tall man (высокий мужчина) или >short_boy (низкий мальчик). После этого щелчком мыши на плане объекта будет приводить к размещению выбранной 3D-модели (Рис. 8). После размещения можно выделить и развернуть 3D-модель в нужную сторону. 3D-модели можно копировать, перемещать и поворачивать так же, как другие построения. Высота 3D-модели над землей определяется значением в окошке 3D H max (максимальная высота 3Dпостроения или высота 3D-модели над землей) на панели параметров текущего построения во время размещения или редактирования 3D-модели. Возможен импорт в VideoCAD трехмерных моделей и сцен из программы 3ds max. Итак, трехмерная модель помещения создана (Рис. 9), и это не потребовало много времени.

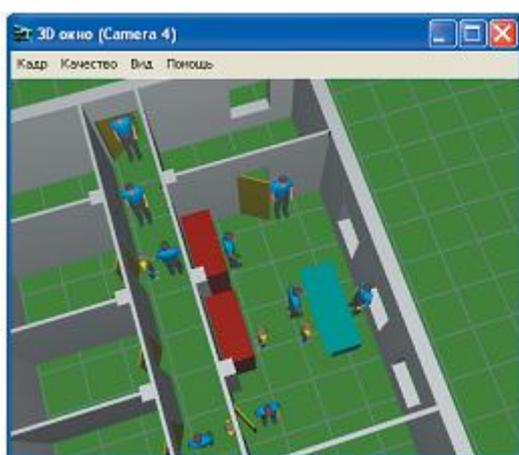


Рис. 9

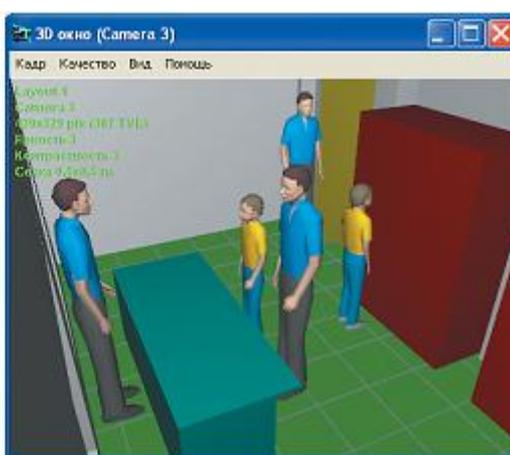


Рис. 10

Загружая разные телекамеры, мы можем увидеть изображения от них в 3D-окне (Рис. 10), определить, какие предметы попадают в зоны обзора, какие предметы затеняют другие. На основании этой информации мы можем скорректировать положения и параметры телекамер.

Настройка качества изображения телекамер. Если нас интересует, насколько подробно будут выглядеть объекты в кадре, то нам необходимо настроить параметры качества видеоизображения. Ведь изображения, полученные нами на предыдущем этапе, не учитывают качественных параметров имеющегося оборудования, а, значит, не дают информации насколько подробно будет записан тот или иной объект. Например, легко узнаваемое лицо человека на модели изображения может превратиться в размытое пятно на реальном кадре (Рис. 11).

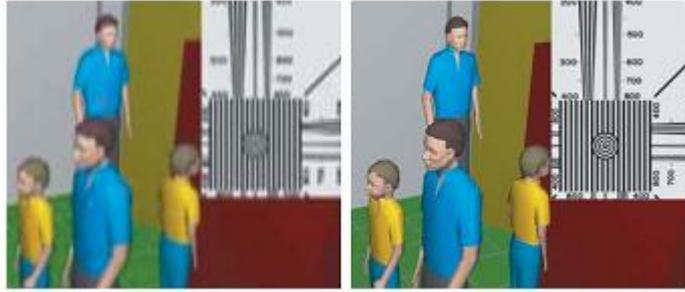


Рис. 11

Невозможно смоделировать качество изображения лишь изменением количества пикселей на картинке, в ССТV имеются специфические искажения (например, компрессия, ввод полями, потери контраста), которые нельзя свести лишь к количеству пикселей. VideoCAD имеет инструменты, позволяющие смоделировать качество изображения от телекамер весьма близко к оригиналу. Для точного моделирования рекомендуется использовать образцовые кадры, сохраненные от предыдущих инсталляций аналогичного набора оборудования. При этом автоматически учитываются все искажения тракта видеосигнала. Подробно эта методика описана в справочной системе. В случаях, не требующих особой точности достаточно ввести параметры качества на основании имеющейся информации о параметрах используемого оборудования. Допустим, мы планируем использовать одинаковые цветные телекамеры с матрицей 768x576 пикселей, разрешением 400 ТВЛ, и недорогой цифровой видеорегистратор, который умеет вводить видеосигнал только полукадрами с разрешением 640x240 пикселей. Видеорегистратор и линии передачи видеосигнала вносят некоторую потерю разрешения, для хранения информации в течение необходимого времени нужна компрессия среднего уровня.

Настройка уровней качества согласно параметрам оборудования. В главном меню графического окна выберем Критерии>Уровни качества. В появившемся окне (Рис. 12) выберем щелчком мыши любой уровень качества.

Это может быть уже назначенный имеющимся телекамерам уровень качества. Например, уровень качества Quality 1 назначен всем телекамерам по умолчанию.

На 3D-панели введем:

Размер кадра по горизонтали — 640;

Одно поле — отметим;

Цвет — отметим;

Размытие — Общее 2 (типичное значение);

Компрессия — 3.

Присвоение настроенных уровней качества телекамерам. Выведем окно параметров телекамеры, щелкнув мышью по кнопке на панели инструментов графического окна. Поочередно загружая все телекамеры, выберем для каждой из них в окошке Уровень качества название только что настроенного уровня качества (Рис. 12). Уровень качества Quality 1 присваивается всем телекамерам

по умолчанию, поэтому, если мы настроили Quality 1, то менять ничего не придется.

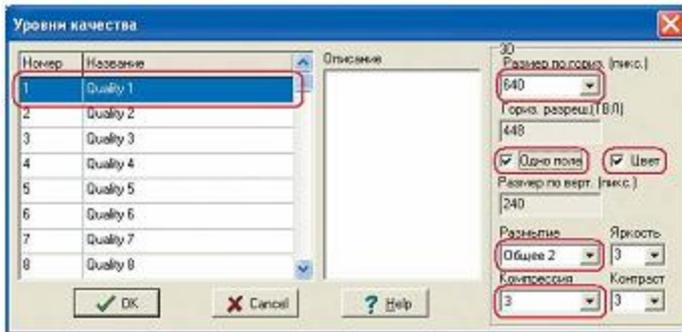


Рис. 12



Рис. 13

Моделирование видеоизображения с учетом качества. Откроем 3D-окно, щелкнув мышью по кнопке на панели инструментов графического окна. В главном меню 3D-окна отметим пункт Качество>Согласно Уровню качества. Если пункт Согласно уровню качества отмечен, то изображение в 3D-окне моделируется с учетом параметров Уровня качества, назначенного телекамере, изображение от которой отображается в данный момент. Если пункт Согласно уровню качества не отмечен, то мы можем настраивать качество изображения в 3D-окне независимо от назначенного телекамере Уровня качества, пользуясь разделом Главное меню>Качество. Отметка автоматически снимается с пункта Согласно уровню качества, если мы изменим любой параметр в разделе Главное меню>Качество. Можно оценить реальное разрешение модели кадра. Для этого выберем в 3D-окне Главное меню>Вид>Тестовая таблица. Начало слияния линий горизонтального и вертикального клиньев показывает разрешение модели изображения по горизонтали и вертикали. Для сохранения или печати изображения выберите в Главном меню>Кадр>Сохранить как *.bmp, > Сохранить как *.jpg или > Печать. Загружая разные телекамеры можно получить модели изображения от них с учетом качества изображения. Если настройка уровня качества производилась по параметрам записанного изображения, то данные модели имеют именно качество записанных кадров

Моделирование мониторов. Итак, мы имеем смоделированные изображения от всех телекамер, которые наша система будет сохранять. Но нас также интересует, что и насколько подробно будет видеть оператор на мониторе во время оперативной работы. Для получения этой информации VideoCAD предоставляет инструменты для моделирования изображения на мониторах в реальном масштабе.

Настройка модели монитора. Выберите окно мониторов. В открывшемся окне мониторов на панели инструментов (Рис. 14) щелчком мыши по кнопке Редактировать включите Режим редактирования монитора.



Рис. 14

Кнопка должна выглядеть утопленной. В окошке Размерность монитора выберите 2x2 для одновременного вывода изображений одинакового размера от четырех телекамер. В окошке Диагональ монитора выберите диагональ физического монитора, например 9 дюймов. Если оставить в окошке Диагональ монитора значение N/A, то размер монитора не будет жестко фиксированным, и мы сможем изменять его с помощью мыши. Изображение монитора моделируется в реальном масштабе. Поэтому, если мы выберем диагональ монитора, превышающую диагональ монитора, за которым мы работаем с программой, то изображение модели монитора будет показано не полностью, и появятся полосы прокрутки изображения.

Подключение телекамер к монитору. Так как изображения от всех 4х наших телекамер будут отображаться на одном мониторе, в графическом окне выделите все телекамеры, захватив их рамкой выделения. Для подключения всех телекамер на плане к монитору можно выделить все на плане клавиатурной комбинацией Ctrl+A. Предварительно щелкните мышью в любом месте графического окна для переноса на него фокуса ввода. Перенесите курсор на первую (левую, верхнюю) ячейку окна мониторов и щелкните по ней. В результате этих действий появится 3D-окно, в котором автоматически будут последовательно смоделированы изображения от всех выделенных телекамер. После чего полученные модели изображений будут размещены на мониторе в реальном масштабе, начиная с ячейки, по которой был произведен щелчок (Рис. 15).

Изображения в окне мониторов моделируются согласно параметрам уровней качества назначенных телекамерам, независимо от текущих настроек 3D-окна. После чего полученные модели изображений масштабируются по размеру ячеек монитора. После настройки монитора и подключения телекамер рекомендуется отключить режим редактирования монитора, повторно щелкнув мышью по кнопке Редактировать. Кнопка должна выглядеть отжатой.



Рис. 15

Таким образом, использование трехмерного моделирования при проектировании систем CCTV приносит существенные преимущества. VideoCAD предлагает специализированные инструменты трехмерного моделирования, предназначенные для максимально точного проектирования систем CCTV при минимальных трудозатратах. В отличие от других 3D-редакторов, в VideoCAD имеются средства для моделирования изображения с учетом реальных искажений в CCTV, а также полиэкранных мониторов. Благодаря этим средствам трехмерное моделирование может быть использовано не только для выбора объективов и мест размещения телекамер, но и для выбора качественных параметров всего оборудования, настроек системы, а также при проектировании рабочего места оператора.

Литература

1. <http://cctvcad.com/rus/help/>
2. "VideoCAD for professional CCTV system design"(Vlado Domjanovski). Журнал "CCTV-Focus"
3. "The principles of CCTV design in VideoCAD". Журнал "CCTV-Focus"
4. Отзыв на VideoCAD на сайте "The security professional"
5. "Professional design of CCTV systems". Журнал "Automated Buildings"
6. "Looking at a Clearer Picture of digital video" (Bob Dolph). Журнал "Security Sales&Integration"
7. "Professional design of CCTV systems". Журнал "Security Park"
8. "VideoCAD ~ a NEW 3D tool for EASY system designs". Портал "CCTVINFORM.COM"
9. "VideoCAD 6.0 is released!". Статья на портале "CCTVINFORM.COM"
10. "VideoCAD for professional design of CCTV systems". Статья на портале "CCTVFORUM.COM"

СЕКЦИЯ 5 ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ

Session 5: INFORMATION SYSTEMS and SOFTWARE for SIMULATION, DESIGN and OPERATION of RADIOSYSTEMS

ИНТЕРПОЛЯЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ НАДЕЖНОСТИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ЭКСПЛУАТАЦИИ АВИАЦИОННОГО РЭО

А.П. Самойленко, С.В. Кузьменко***

** Технологический институт Южного федерального университета
Кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем
347922 г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44 ГСП-17А
(863-4) 37-16-37*

*** Таганрогский авиационный научно-технический комплекс им. Г.М. Бериева
347932, г. Таганрог, Площадь Авиаторов, 1
(863-4) 39-09-58*

Теория прогнозирования технического состояния радиоэлектронного оборудования (РЭО) находится в состоянии становления и развития. Она располагается на стыке ряда таких дисциплин как теория надежности, техническая диагностика, основы технических измерений и др. Использование теории и методов прогнозирования для анализа качества РЭО авиационного назначения позволит создать возможность количественно повысить эффективность оценки надежности на различных этапах разработки, изготовления и эксплуатации. К сожалению, применение методов прогнозирования не получило еще достаточного прикладного применения. Опубликованием результатов исследования авторов по разработке прикладного метода прогнозирования надежности РЭО делается попытка восполнить этот пробел.

Построение эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности изделий РЭО на основе интерполяции.

Исходной информацией для статистической оценки показателей надежности изделий радиоэлектронного оборудования является совокупность интервалов времени t_{ij} наработки конкретных блоков систем до отказа. Эти интервалы характеризуют уровень безотказности изделий и являются функцией суммарной наработки T_H этих изделий в процессе эксплуатации:

$$t_{ij} = F(T_H), \quad (1)$$

где индекс i соответствует числу статистически однородных блоков ($i=1,2,\dots,N$); индекс j соответствует номеру отказа конкретного блока ($j=1,2,\dots,m$) [1-2].

На рис. 1 представлена для примера последовательность моментов отказов $T_{\text{отк},i}$ на оси суммарной наработки T_H для шести статистически однородных блоков. К моменту отказа $T_{\text{отк},i}$ каждый из блоков имел наработку с момента предыдущего отказа равную τ_{ij} .

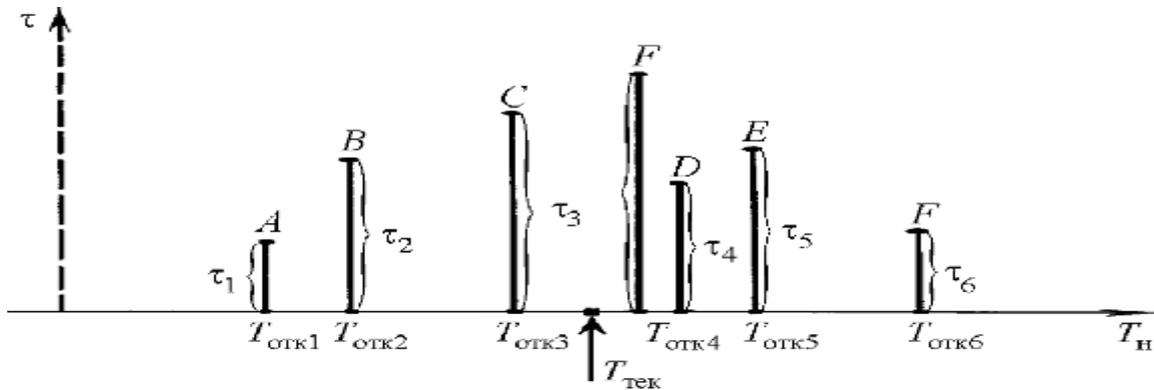


Рис. 1. Последовательность моментов отказов

При обработке статистических данных об отказах возникает необходимость получения оценок показателей надежности РЭО для произвольного текущего момента времени $T_{\text{тек}}$. При этом могут быть две ситуации: либо момент времени $T_{\text{тек}}$ совпадает с моментом отказа $T_{\text{отк}}$ одного из блоков, и тогда определен только один интервал времени τ_{ij} ; либо момент времени $T_{\text{тек}}$ не совпадает ни с одним из моментов отказа $T_{\text{отк}}$ и тогда функция (1) не определена.

При решении задачи оценки показателей надежности конкретных систем необходима привязка статистических данных к моменту оценивания $T_{\text{тек}}$. Такая привязка может быть осуществлена выбором некоторого приведенного интервала $\tau_{\text{пр}}$, полученного путем интерполяции.

На рисунке 2 изображены точки отказов ансамбля трех статистически однородных блоков на плоскости с координатами: суммарная наработка T_H – по оси абсцисс и наработка между отказами τ по оси ординат. Через точки, относящиеся к одному блоку, путем интерполяции построена случайная функция:

$$t = f(t_1; t_2; \dots; t_m); t = \begin{cases} t_{ij} - nput = t_j; j = 1.2 \dots m \\ t_{np} - nput \neq t_j, \end{cases} \quad (2)$$

где $\tau_1; \tau_2; \dots; \tau_m$ - интервалы времени между отказами одного блока; m - общее количество отказов конкретного блока системы. В дальнейшем будем ее называть реализацией эмпирического случайного процесса.

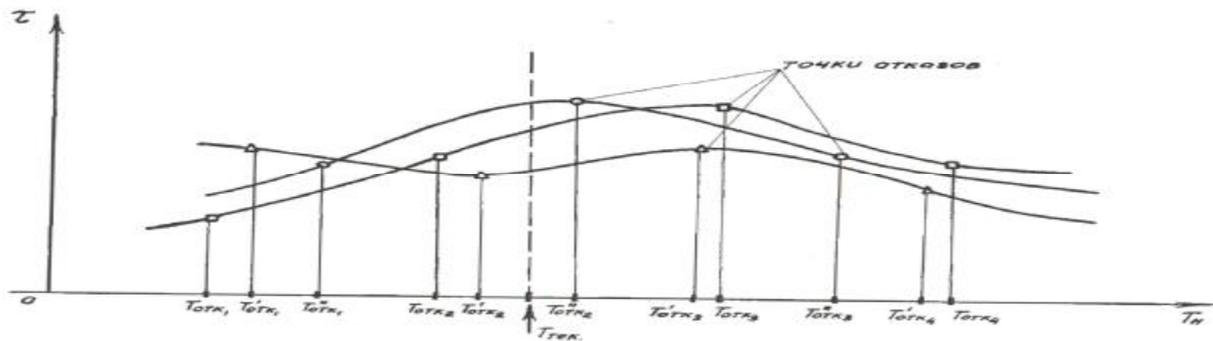


Рис. 2. Последовательность отказов трех статистически однородных блоков

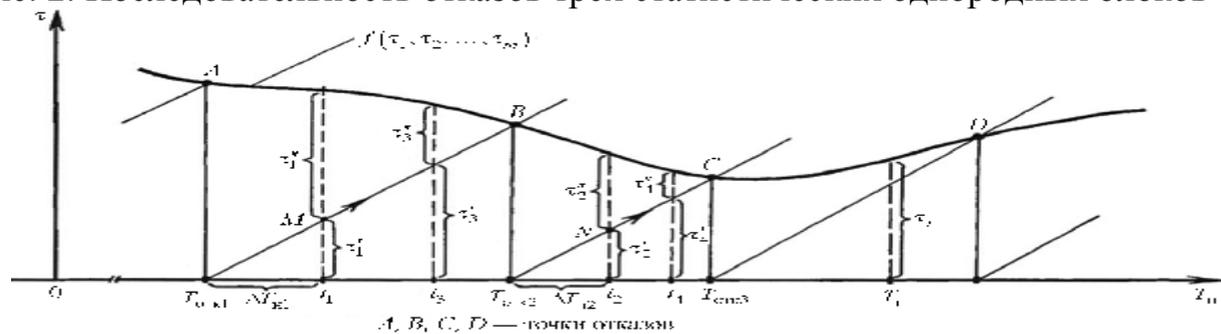


Рис. 3. Пояснение смысла интерполирующей функции

Интерполяции дискретной функции (1) можно дать физическое объяснение с позиции изменения уровня безотказности РЭО в процессе эксплуатации. Рассмотрим рис. 3, на котором в координатах (τ, T_H) нанесены точки отказов, относящиеся к одному конкретному блоку и построена функция $f(\tau_1; \tau_2; \dots; \tau_m)$. Для произвольного момента T_i по оси суммарной наработки T_H интервал времени $\tau_{1(T_H)}$ характеризует запас по наработке, которым обладает конкретный блок в момент времени T_i . В соответствии с рис. 3, начиная с моментов отказа $T_{отк.1}; T_{отк.2}; T_{отк.2}; \dots$ интервалы времени τ и T_H , изменяются в одном и том же масштабе. Возьмем на оси суммарной наработки T_H произвольные точки t_1 и t_2 (см. рис. 3) и проведем из этих точек линии, параллельные оси τ до пересечения с функцией $\tau=f(\tau_1; \tau_2; \dots; \tau_m)$. Из построения видно, что интервалы времени τ_1' и τ_2' характеризуют ту часть запаса по наработке, которая была израсходована за время эксплуатации ΔT_{H1} и ΔT_{H2} , а интервалы времени τ_1'' и τ_2'' соответствуют запасу по наработке до отказа при условии, что блок системы находился в эксплуатации отрезок времени ΔT_{H1} и ΔT_{H2} . Из рис. 3 видно, что при одинаковых отрезках времени ΔT_{H1} и ΔT_{H2} , соответствующих текущей наработке блока, остаточный запас τ_1'' и τ_2'' для различных периодов эксплуатации ($t_2 > t_1$) может быть существенно различным. По мере смещения точек t_1 и t_2 вправо по оси суммарной наработки T_H (точки t_3 и t_4 на рисунке 3), что соответствует увеличению периода эксплуатации блока после предшествующего отказа, запас по наработке уменьшается (отрезки τ_3'' и τ_4'') и в точках $T_{отк.2}; T_{отк.3}$ становится равным нулю. Эти моменты времени характеризуются отказом блока, а функция $\tau=f(\tau_1; \tau_2; \dots; \tau_m)$ ставит в

соответствие каждому текущему моменту $T_{\text{ТЕК}}$ вполне определенный интервал $\tau_{\text{пр}}$ наработки конкретного блока до отказа. Поэтому эта функция, построенная для конкретного блока РЭО является реализацией случайного процесса изменения уровня безотказности данного блока в процессе эксплуатации.

Отметим два ее свойства (рис. 4).

1. Задание конкретного вида функции (2) определяет на оси суммарной наработки $T_{\text{Н}}$ две области при условии, что последний отказ конкретного блока произошел в момент времени $T_{\text{ОТК}0}$:

- область работоспособного состояния, соответствующая интервалу времени $\{T_{\text{ОТК}0}; T_{\text{ОТК}0} + \Delta T_{\text{Н}}\}$, так как для всех наработок в этом интервале выполняется неравенство:

$$T_{\text{отк.}0} + t < t_i \text{ для } t \in \{T_{\text{отк.}0}, T_{\text{отк.}1}\}; \quad (3)$$

- область неработоспособного состояния, соответствующая суммарным наработкам $T_{\text{ОТК}0} + t > t_i$, так как в этом случае справедливо неравенство:

$$T_{\text{отк.}0} + t > t_i \text{ для } t > T_{\text{отк.}1}$$

2. Функция (2) включает в себя точки отказов конкретного блока в системе координат $(\tau, T_{\text{Н}})$ и в интервалах между отказами $\{T_{\text{ОТК}i}; T_{\text{ОТК}i+1}\}$ содержит информацию об изменении уровня безотказности блока в процессе эксплуатации.

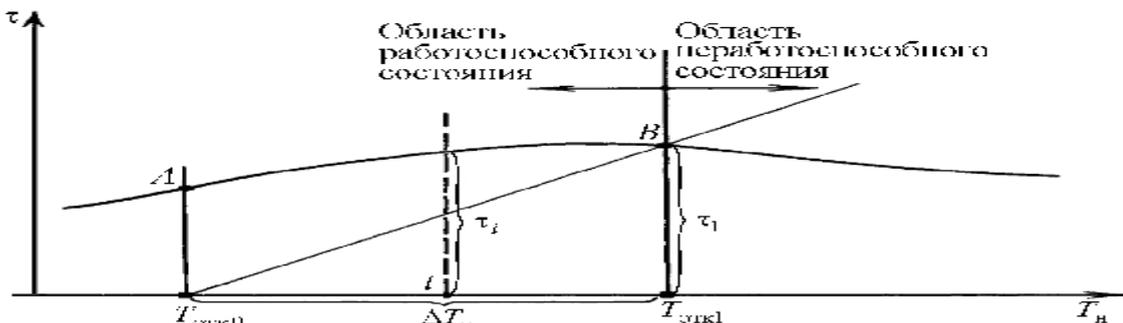


Рис. 4. Графическое представление свойств функции изменения уровня безотказности блока РЭО в процессе эксплуатации

Построение реализаций эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности для ансамбля аналогичных блоков изделий РЭО на основе интерполяции осуществляется по статистическим данным об отказах, получаемых от эксплуатирующих предприятий гражданской авиации.

Для обеспечения однородности исходного материала и исключения эффекта "перемешивания", статистические данные группируют по отдельным функционально независимым блокам систем, начиная с момента их ввода в эксплуатацию. Сбор статистических данных по отказам осуществляют для каждой группы отдельно по всему парку изделий данного типа. Подготовленные данные сводят в таблицу 1. В зависимости от решаемых задач таблица кроме значений $\tau_{ij}(i=1.2.....N; j=1.2.....m)$ может содержать дополнительные сведения, например, экономические затраты на устранение отказа, схемный

номер отказавшего элемента. Указанные таблицы составляют для ансамблей всех блоков конкретного вида РЭО. Данные, относящиеся к ансамблю аналогичных блоков конкретной системы наносят на график с координатами (τ, T_H) .

На практике для изделий авиационного РЭО выполняется условие:

$$t_B \ll \tau_{ij}, \quad (5)$$

где t_B – время восстановления блока; τ_{ij} – наработка блока между отказами.

Поэтому интервалы на оси суммарной наработки выбираются из соотношений

$$T_H = \sum_{j=1}^m t_{ij} (j = 1, 2, \dots, m). \quad (6)$$

Таблица 1 – сбор статистических данных по отказам

№ ОТКАЗА БЛОКА В ОТСРМБЛЕ i	№ ОТКАЗА БЛОКА В ОТСРМБЛЕ j							
	1	2	3	...	e	...	$m-1$	m
1	$\tau_{1,1}$	$\tau_{1,2}$	$\tau_{1,3}$...	$\tau_{1,e}$...	$\tau_{1,m-1}$	$\tau_{1,m}$
2	$\tau_{2,1}$	$\tau_{2,2}$	$\tau_{2,3}$...	$\tau_{2,e}$...	$\tau_{2,m-1}$	$\tau_{2,m}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
k	$\tau_{k,1}$	$\tau_{k,2}$	$\tau_{k,3}$...	$\tau_{k,e}$...	$\tau_{k,m-1}$	$\tau_{k,m}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$N-1$	$\tau_{N-1,1}$	$\tau_{N-1,2}$	$\tau_{N-1,3}$...	$\tau_{N-1,e}$...	$\tau_{N-1,m-1}$	$\tau_{N-1,m}$
N	$\tau_{N,1}$	$\tau_{N,2}$	$\tau_{N,3}$...	$\tau_{N,e}$...	$\tau_{N,m-1}$	$\tau_{N,m}$

На рис. 5 приведено указанное построение, выполненное по данным первой строки табл. 1 для одного блока конкретной системы. Точки на графике соединяют плавной линией, являющейся эмпирической функцией изменения уровня безотказности конкретного блока РЭО.

По данным табл. 1 на одном и том же графике выполняют построения, аналогичные рис. 5 для всей совокупности аналогичных блоков (рис. 6). Построение, выполненное на рис. 6, назовем эмпирическим случайным процессом изменения уровня безотказности для ансамбля статистически однотипных блоков.

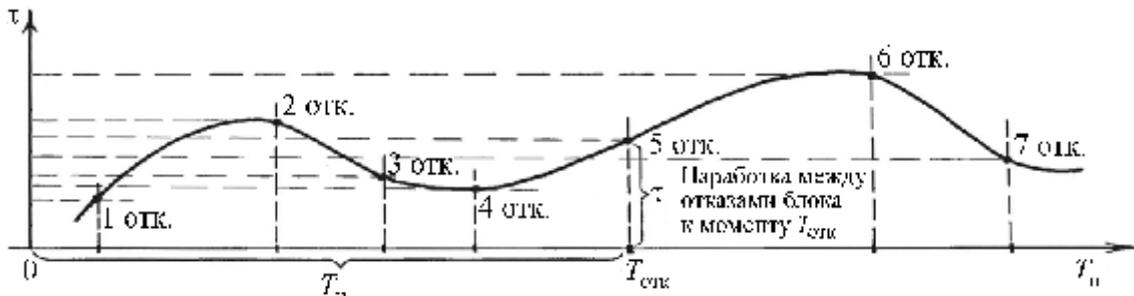


Рис. 5. Пример построения, выполненного по данным одной строки таблицы

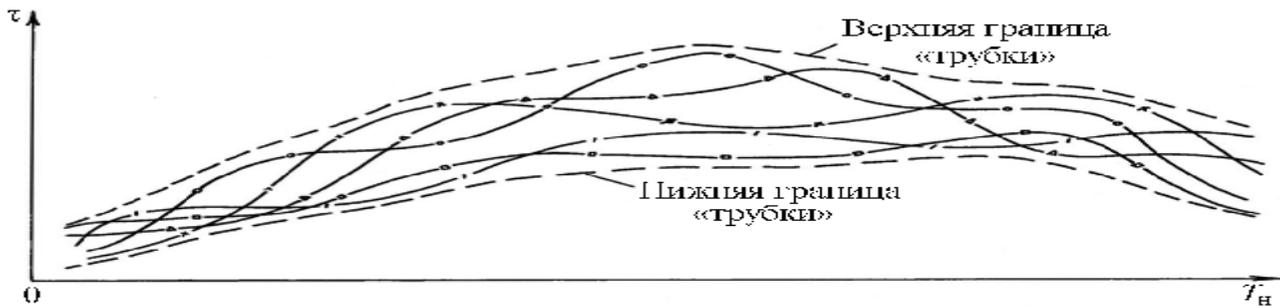


Рис. 6. Построение эмпирически случайного процесса изменения уровня безотказности для ансамбля статистически однородных блоков РЭО

Такие же построения на отдельных графиках выполняют для каждого статистически однородного ансамбля всех блоков или узлов конкретного вида РЭО. При построении эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности блоков РЭО налагалось всего два условия: однородность и достаточный минимальный объем выборок, поэтому этот процесс сохраняет в себе всю исходную информацию о характере изменения надежности конкретных изделий РЭО в процессе их эксплуатации. Построенный эмпирический случайный процесс (рис. 6) лежит в основе определения вероятностных оценок и прогнозирования надежности конкретного образца РЭО по ансамблю статистически однородных блоков. Однако, прежде чем использовать этот процесс для получения данных о надежности РЭО необходимо ответить на два основных вопроса: каков вид интерполирующей функции и является ли этот процесс в статистическом смысле сходящимся.

Прогнозирование показателей надежности.

Эмпирический случайный процесс изменения уровня безотказности ансамбля статистически однородных блоков пригоден для прогнозирования оценок показателей надежности конкретного блока РЭО [3]. Пусть задан эмпирический случайный процесс изменения уровня безотказности блоков (рис. 7). Известна также по данным эксплуатации реализация процесса для конкретного блока РЭО, начиная с момента ввода его в эксплуатацию ($T_H=0$) до последнего зафиксированного отказа ($T_H=T_{отк}$). На рис. 7 жирной линией выделена реализация, относящаяся к конкретному блоку. Требуется определить

вероятностные характеристики текущей наработки конкретного блока $T_{\text{тек}}$ при условии, что последний раз он отказал в момент времени $T_{\text{Н}}=T_{\text{отк}}$.

Алгоритм прогнозирования сводится к следующему. По верхней и нижней границам случайного эмпирического процесса $\tau_{ij}=F(T_{\text{Н}})$ строят "трубку", показанную на рис. 8 пунктиром. За начало отсчета принимают момент последнего отказа конкретного блока изделия РЭО (рис. 8). Из точки $T_{\text{Н}}=T_{\text{отк}}$ проводят луч под углом 45° пересекающий все реализации эмпирического случайного процесса $\tau_{ij}=F(T_{\text{Н}})$ от нижней границы "трубки" до ее верхней границы. Косое сечение под углом 45° объясняется тем, что, начиная с момента времени $T_{\text{Н}}=T_{\text{отк}}$, время по оси τ и наработка блока в процессе эксплуатации по оси $T_{\text{Н}}$ имеют один и тот же масштаб.

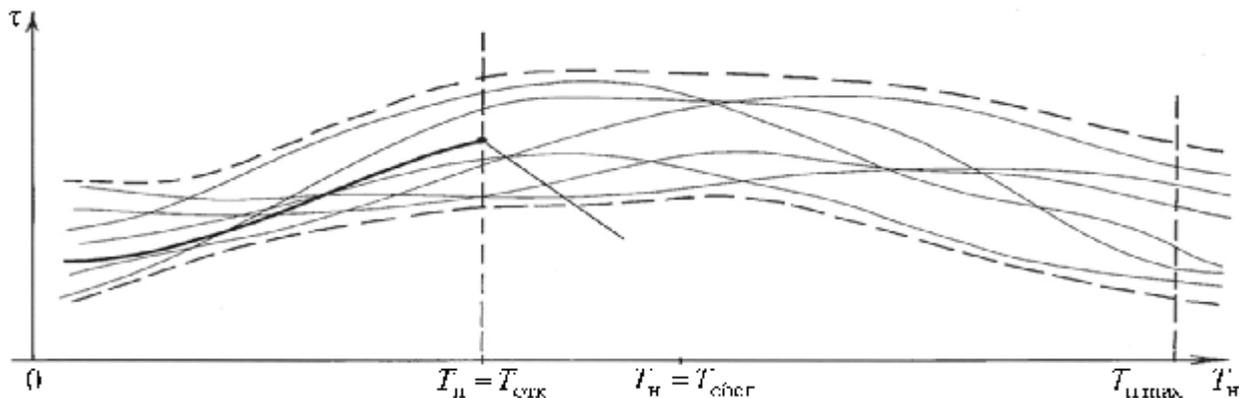


Рис. 7. Построение эмпирического процесса при прогнозировании показателей надежности конкретного блока РЭО

На оси времени $T_{\text{Н}}$ определяют моменты времени $T_{\text{Н}}'$ и $T_{\text{Н}}''$ по нижней и верхней границам "трубки". Из точек $T_{\text{Н}}'$ и $T_{\text{Н}}''$ (рис. 8) соответственно проводят линии параллельно оси τ , пересекающие эмпирический случайный процесс $\tau_{ij}=F(T_{\text{Н}})$. Участок оси наработки $T_{\text{Н}}$ вправо от точки $T_{\text{отк}}$ является областью прогнозирования показателей надежности для конкретного блока РЭО по ансамблю статистически однородных однотипных блоков. Интервал времени на оси наработки $\{T_{\text{Н}}', T_{\text{Н}}''\}$ разбивают на элементарные интервалы $\Delta T_{\text{Н}}$. Поскольку масштаб времени по осям τ и $T_{\text{Н}}$, начиная с момента последнего отказа $T_{\text{отк}}$ одинаков, целесообразно выбрать $\Delta T_{\text{Н}}=\Delta \tau$. Для каждого момента времени $T_{\text{Н}}'+j\Delta T_{\text{Н}}-0.5\Delta T_{\text{Н}}$ ($j=1.2\dots k$), (k – номер интервала) образуют сечение эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности параллельно оси τ (рис. 9). Для каждого сечения строят эмпирическую функцию распределения плотностей вероятностей случайной величины τ (гистограмму). На каждом отрезке, параллельном оси τ , от центра интервала $\Delta T_{\text{Н}}$ откладывают значения эмпирической функции распределения плотностей вероятностей случайной величины, т.е. P_j^* , как это показано на рис. 9 для первого интервала $\Delta T_{\text{Н}}$. По полученным точкам, соответствующим для каждого интервала $\Delta T_{\text{Н}}$ значениям P_j^* , строят прогнозируемую эмпирическую функцию распределения плотностей вероятности наработки конкретного блока до

следующего отказа, на основании которой вычисляют прогнозируемые оценки показателей надежности: среднюю наработку $T_{H\text{ ср}}$ и дисперсию $\sigma_{T_H}^2$.

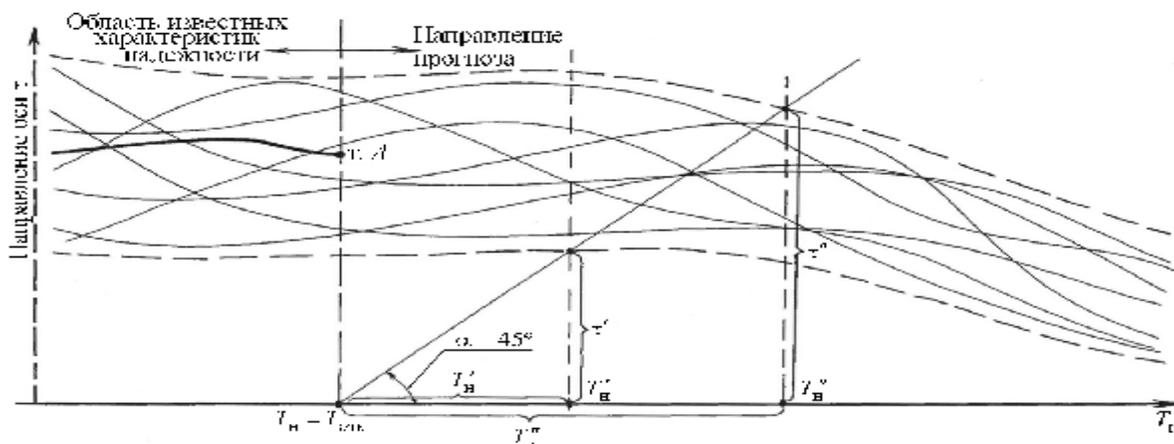


Рис. 8. Построение упреждающего интервала на оси наработки по априорно заданному эмпирическому случайному процессу

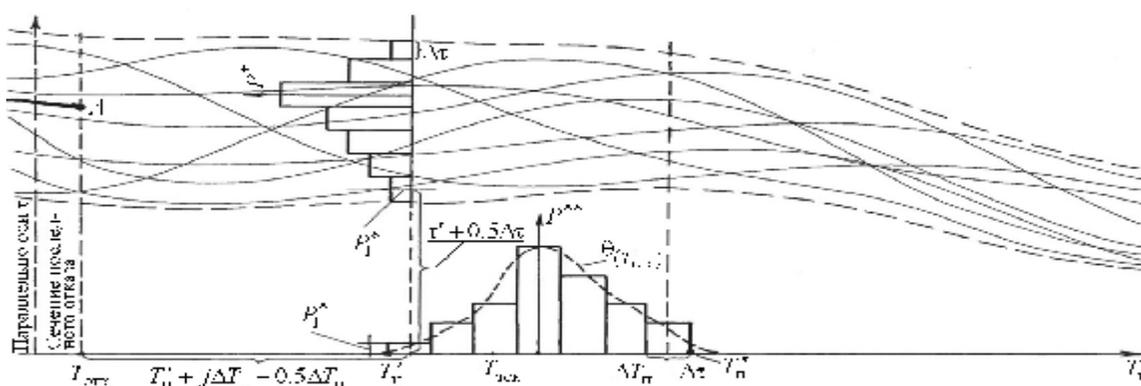


Рис. 9. Прогнозирование показателей надежности для конкретного блока РЭО

Изложенный графический метод вероятностного прогнозирования основан на том, что характеристики надежности ансамбля статистически однородных блоков РЭО, изготовленных на производстве с одинаковой технологией, с одинаковой элементной базой и эксплуатирующихся в рамках ТУ изменяются в процессе эксплуатации по одним и тем же статистическим закономерностям. Метод позволяет учесть нестационарный характер эмпирического случайного процесса $\tau_{ij}=F(T_H)$, так как по построению вид прогнозируемой функции распределения и ее параметры непосредственно зависят от вида функций распределения случайной величины наработки между отказами в сечениях процесса.

Принципиально алгоритм прогноза допускает аппроксимацию эмпирических точек графика аналитической зависимостью и расчет на "хвостах" распределения с той же достоверностью, с которой это делается в известных случаях. Восстановление функции плотности распределения можно

осуществить методами математической статистики с привлечением статистических критериев или, например, методом треугольных вкладов [3].

Таким образом, рассмотренный новый метод прогнозирования показателей надежности РЭО с использованием эмпирического случайного процесса может быть использован для получения упрежденных оценок надежности конкретного блока РЭО при стационарных и нестационарных реальных потоках отказов по данным ограниченного объема. Алгоритм прогнозирования прост в реализации и имеет наглядную геометрическую интерпретацию.

Полученную по значениям ограниченного объема контролируемого параметра реализацию, исходя из априорно заданной погрешности, можно подвергнуть процедуре дискретизации и получить необходимое число ($N > 100$) значений для статистической обработки по традиционным алгоритмам с последующей верификацией эмпирической модели стандартными распределениями.

Результаты верификации эмпирических моделей, полученных посредством применения методов аддитивной аппроксимации и метода интерполяции значений одной и той же выборки сравнивают между собой и принимают окончательное решение по обоснованию выбора стандартной модели, адекватной эмпирической [1-3]. Процедура может носить итеративный характер и нуждается в дальнейших исследованиях.

Выводы.

1. Предложен метод построения эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности РЭО, содержащего полную статистическую информацию по ансамблю статистически однородных блоков. Для построения эмпирического случайного процесса пригодны интерполирующие полиномы не выше третьей степени, причем наилучшие результаты дает интерполяция сплайн-функциями;

2. Показано, что эмпирические функции распределения плотностей вероятностей интервалов $\tau_{\text{пр}}$ в сечениях случайного процесса обладают свойством статистической устойчивости при увеличении объема реализаций процесса N при условии однородности исходных данных и их привязки к нулю по времени эксплуатации. При этом сам процесс вписывается в "трубку" с конечной дисперсией во всем диапазоне наработок блоков T_H ;

3. На основе использования эмпирического случайного процесса изменения уровня безотказности ансамбля статистически однородных блоков РЭО предложен метод обработки данных об отказах, позволяющий получать оценки безотказности конкретных систем с учетом нестационарности потоков отказов, нелинейной зависимости оценок от времени эксплуатации и не налагает никаких ограничений на вид законов распределения вероятностей случайных интервалов наработок τ до отказа. Метод позволяет проводить анализ показателей надежности РЭО в зависимости от времени эксплуатации T_H ;

4. Метод прогнозирования показателей надежности РЭО с использованием эмпирического случайного процесса пригоден в случаях стационарных и нестационарных реальных потоков отказов и некритический к типам отказов.

Литература

1. Самойленко А.П., Усенко О.А. Интерполяционный метод для обработки информационных массивов ограниченного объема// Известия ТРТУ. Материалы LI научно-технической конференции проф. – препод. состава, аспирантов и сотрудников ТРТУ. – Таганрог: Известия ТРТУ, 2006, №9 (53), с. 79

2. Гузик В.Ф., Самойленко А.П., Трубачев О.Е., Усенко О.А. Разработка и исследование технологии верификации моделей состояния и надежности РЭА по эмпирическим данным ограниченного объема// Отчет о НИР №12200, ГРН№01200312863, инв.№02200305383. – Таганрог: ТРТУ – ТАНТК им. Г.М.Бериева, 2003, 304с.

3. Гузик В.Ф., Кидалов В.И., Самойленко А.П. Статистическая диагностика неравновесных объектов – Санкт-Петербург, Судостроение, 2009.

ОБ ОДНОМ НЕТРАДИЦИОННОМ ПОДХОДЕ К ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМ

В.И.Кодачигов, Н.В.Браташенко

Технологический Институт

Южного Федерального Университета

Верификацию моделей системы можно проводить несколькими способами. В данной работе используется общий подход к верификации моделей систем, основанный на представлении моделей ориентированными графами Бергса [1] Верификация сводится к установлению изоморфизма графов [2,3].

Слово *верификация* происходит от латинского *verus* — истинный и *facere* — делать. Вообще, верификация означает подтверждение того, что описание проекта полностью соответствует спецификации (техническому заданию) проектируемой системы. Спецификация — документ, подробно перечисляющий условия, которым должен соответствовать изготавливаемая или проектируемая система.

Система может представлять собой аппаратуру или программные средства, а также некоторую их комбинацию

Функциональная верификация проекта — это процесс доказательства того, что он функционирует согласно его спецификации. Логические ошибки могут задержать построение системы

Основными методами функциональной верификации являются моделирование и формальная верификация. Моделирование подразумевает подачу определенных входных воздействий на модель проектируемой аппаратной системы, наблюдение результатов этих воздействий на систему и принятие решения, верны ли результаты.

Более абстрактная модель описывает общее поведение аппаратной системы, но оставляет без внимания некоторые внутренние особенности. Менее абстрактная модель дает больше подробностей и ближе к действительной реализации системы. Обычно более абстрактная модель пишется быстрее, и она моделируется быстрее, а более подробная модель используется для синтеза реальной системы. В сложных проектах обычно начинают с более абстрактной модели, описывающей алгоритмические и архитектурные аспекты, а затем создают более подробную модель, содержащую информацию, необходимую для синтеза. Более абстрактные модели легче читать, понимать и отлаживать.

Существует несколько методов оценки качества функциональной верификации: функциональное покрытие, покрытие путем вставки ошибок, изучение проекта и тест-планов.

Функциональное покрытие — проверяется, что все известные допустимые состояния блока программы были исполнены.

Покрытие путем вставки ошибок — вставляется ошибка, и смотрят, ловит ли ее тест.

Изучение проекта и тест-планов — проверяется, все ли разделы спецификации тестируются.

Моделирование не позволяет узнать, выявлены ли в системе все ошибки.

При проектировании аппаратуры функциональная верификация занимает более половины людских ресурсов, времени и стоимости. Верификация программных систем также требует больших усилий

В данной работе используется общий подход к верификации моделей систем, основанный на представлении моделей ориентированными графами Берга [1] Верификация сводится к установлению изоморфизма графов [2].

I. Рассмотрим сначала наиболее «тяжелый» случай распознавания изоморфизма – случай однородных графов

Прежде всего, напомним понятие перестановочной матрицы: перестановочной называется матрица, в каждом столбце и в каждой строке которой находится ровно по одному единичному элементу, а все прочие ее элементы равны нулю.

Умножение любой матрицы A на перестановочную матрицу S слева означает некоторую перестановку строк матрицы A , справа – столбцов.

Известно [1], что если два графа G и H изоморфны, то существует перестановочная матрица S , такая что:

$$S * A * S^{-1} = B \quad (1)$$

Возводя обе части (1) в квадрат, куб, и т.д. до n (n -количество вершин графов G и H) получим верные равенства, то есть, имеем систему:

$$\begin{cases} S * A * S^{-1} = B \\ S * A^2 * S^{-1} = B^2 \\ S * A^3 * S^{-1} = B^3 \\ \mathbf{M} \\ S * A^n * S^{-1} = B^n \end{cases} \quad \left[\begin{array}{l} (S * A * S^{-1})^i = S * A^i * S^{-1} \\ \forall i \end{array} \right] \quad (2)$$

Здесь A и B – матрицы смежности графов G и H соответственно.

Итак, исследуя графы G и H на изоморфизм нам необходимо выяснить существование перестановочной матрицы S , т.е. решить систему (2) или доказать ее нерешимость.

Для облегчения этой задачи введем следующий многочлен $f(A)$

$$f(A) = \alpha_0 * A^n + \alpha_1 * A^{n-1} + \dots + \alpha_n * A^0$$

где $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ некоторые числа $f(B)$ – аналогично.

Тогда поиск матрицы S мы уже будем осуществлять не над системой (2), а над уравнением (3), полученным следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{т.к. } S * A^i * S^{-1} &= B^i \quad i=1, 2, \dots, n, \text{ то } S * (\alpha A^i) * S^{-1} = \alpha B^i \\ S * (A^i + A^j) * S^{-1} &= (B^i + B^j) \quad j=1, 2, \dots, n, \end{aligned}$$

а, следовательно, и (3) $S * f(A) * S^{-1} = f(B)$ справедливо из определения многочлена.

Т.о. задача свелась к решению уравнения (3), вернее системы уравнений (3).

Рассмотрим пример.

Пример 1: Даны два графа, заданные своими матрицами смежности A и B , исследовать их на изоморфизм.

Шестая степень большого количества различных цифр не дает, для составления многочленов воспользуемся четвертыми и пятыми степенями, т.к. сразу видно, что $C=A^4 - A^5$ дает все различные цифры.

Строим

$$f(A)=A^4 - A^5 = C \Rightarrow f(B)=B^4 - B^5 = D \text{ имеем:}$$

$$C = \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} \underline{1} & \underline{2} & \underline{3} & \underline{4} & \underline{5} & \underline{6} \end{array} \\ \left\| \begin{array}{cccccc|c} 1 & -6 & 3 & -5 & -9 & 0 & 1 \\ 3 & 1 & 0 & -9 & -6 & -5 & 2 \\ -6 & -9 & 1 & 0 & -5 & 3 & 3 \\ -5 & 0 & -9 & 1 & 3 & -6 & 4 \\ 0 & 3 & -5 & -6 & 1 & -9 & 5 \\ -9 & -5 & -6 & 3 & 0 & 1 & 6 \end{array} \right\| \end{array}$$

$$D = \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} \underline{1} & \underline{2} & \underline{3} & \underline{4} & \underline{5} & \underline{6} \end{array} \\ \left\| \begin{array}{cccccc|c} 1 & 3 & -6 & 0 & -5 & -9 & 1 \\ -6 & 1 & -9 & 3 & 0 & -5 & 2 \\ 3 & 0 & 1 & -5 & -9 & -6 & 3 \\ -9 & -6 & -5 & 1 & 3 & 0 & 4 \\ -5 & -9 & 0 & -6 & 1 & 3 & 5 \\ 0 & -5 & 3 & -9 & -6 & 1 & 6 \end{array} \right\| \end{array}$$

Т.о. наша задача свелась к проверке шести подстановок вместо $6!=720$.

Выписываем первую строку матрицы C и под ней все по порядку строки матрицы D начиная с первой.

$$\begin{array}{l} 1 \left\{ \begin{array}{cccccc} 1 & -6 & 3 & -5 & -9 & 0 \end{array} \right\} \\ 1 \left\{ \begin{array}{cccccc} 1 & 3 & -6 & 0 & -5 & -9 \end{array} \right\} \end{array}$$

Следовательно, определена первая подстановка $t_1 \in T$.

$$t_1 = \left\{ \begin{array}{cccccc} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 1 & 3 & 2 & 5 & 6 & 4 \end{array} \right\}$$

T – множество всех возможных подстановок.

Непосредственная проверка показывает, что данная подстановка $t_1 \in T$ есть подстановка изоморфизм \Rightarrow графы G и H изоморфны.

I I. Попытаемся еще более облегчить задачу исследования графов на изоморфизм.

Для этого мы введем следующие две теоремы.

Прежде чем сформулировать теоремы необходимо ввести некоторые понятия, чем мы, прежде всего и займемся.

Итак, будем считать, что задан граф $G=(N_n, F)$ без петель и кратных ребер, где $N_n = \{1, 2, 3, \dots, n\}$ множество вершин графа G .

MG – обозначим матрицу смежности графа G .

Построим $\{MG; (MG)^2; \dots; (MG)^n\}$

Построим $\{M_1G; M_2G; \dots; M_nG\}$ матрицы, где M_iG [$i=1, 2, \dots, n$] матрица, составленная из строк с номером i матриц $MG; (MG)^2; \dots; (MG)^n$

S – перестановочная матрица. Из определения перестановочной матрицы следует, что по S однозначно задается подстановка $T_n S_n$ - множество всех $t_s \in T_n$ подстановок.

$$t_s = \begin{Bmatrix} 1, & 2, & \mathbf{K} & n \\ i_1 & i_2 & \mathbf{K} & i_n \end{Bmatrix}$$

И наоборот, если задана постановка $t_s \in T_n$, то можно построить S .

Даны два графа $G_1=(N_n, F)$; $G_2=(N_n, F_2)$

Теорема: Для того чтобы два графа G_1 и G_2 , заданные на множестве вершин N_n , были изоморфны, необходимо и достаточно, чтобы существовала такая $t_s \in T_n$, что $\forall i \in N_n (M_i G_1) S_i^{-1} = M_{ii} G_2$.

Доказательство:

Необходимость. Дано, что графы G_1 и G_2 изоморфны. Доказать, что $\forall i \in N_n \exists t_s \in T_n (M_i G_1) * S_i^{-1} = M_{ii} G_2$.

Т.к. графы изоморфны, то $\forall i \in N_n$ справедливо

$$[S * A^i * S^{-1} = B^i] \quad S * (M G_1)^i * S^{-1} = (M G_2)^i$$

Если в этом равенстве слева обе его части домножить на S^{-1} , то получим снова верное равенство

$$S^{-1} * S (M G_1)^i * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^i$$

$$(M G_1)^i * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^i \quad \forall i=1, 2, \dots, n.$$

Расписав это более подробно, имеем систему:

$$(1) \begin{cases} (M G_1)^1 * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^1 \\ (M G_1)^2 * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^2 \\ \mathbf{M} \\ (M G_1)^i * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^i \\ \mathbf{M} \\ (M G_1)^n * S^{-1} = S^{-1} * (M G_2)^n \end{cases}$$

А для доказательства необходимости нужно доказать, что $\exists t_s \in T_n$, т.ч. разрешима следующая система уравнений:

$$(2) \begin{cases} (M_1 G_1) * S_1^{-1} = M_{11} G_2 \\ (M_2 G_1) * S_2^{-1} = M_{22} G_2 \\ \mathbf{M} \\ (M_i G_1) * S_i^{-1} = M_{ii} G_2 \\ \mathbf{M} \\ (M_n G_1) * S_n^{-1} = M_{nn} G_2 \end{cases}$$

А это видно из сопоставления систем (1) и (2). Справедливость (2) следует из справедливости (1).

Достаточность доказывается аналогично необходимости.

ч.т.д.

Используя данную теорему, пример, рассмотренный в п.1 решается более просто.

Пример 2: Обратимся к графам из примера 1 (на стр.7)

Используя предыдущую теорему строим матрицу $(M_1 G_1)$ и $(M_2 G_2)$

$$\begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 3 & 1 & 0 & 3 \end{array} \\ \parallel \\ \begin{array}{cccccc} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 2 & 1 \\ 1 & 3 & 0 & 3 & 1 & 0 \end{array} \end{array}$$

вернее даже, не M_1G_1 и M_1G_2 , а только их части, т.к. уже при построении M_1G_1 , выписав первые три строки, мы видим, что все столбики различные, а следовательно необходимая информация получена.

В результате имеем подстановку $\left\{ \begin{array}{cccccc} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 1 & 3 & 2 & 5 & 6 & 4 \end{array} \right\}$ проверка доказывает,

что данная подстановка является подстановкой изоморфизма.

Из теоремы, которая была доказана вытекает следующая теорема, которая также в некоторых случаях облегчает решаемую задачу.

Теорема 2: $MG_1 \sim MG_2$ тогда и только тогда, когда существует такая

подстановка $t = \left\{ \begin{array}{cccc} 1, & 2, & \mathbf{L}, & n \\ i_1, & i_2, & \mathbf{L}, & i_n \end{array} \right\}$, что для любого целого числа $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ и

всех $i=1,2,\dots,n$ справедливо

$$[\alpha_1(M_1G_1) + \alpha_2(M_2G_1) + \dots + \alpha_n(M_nG_1)] * S_t^{-1} = \alpha_1(M_{i_1}G_2) + \alpha_2(M_{i_2}G_2) + \dots + \alpha_n(M_{i_n}G_2)$$

Доказательство:

Доказательство следует из теоремы (1). Из теоремы (1) имеем:

$$(M_iG_1) * S_t^{-1} = M_{i_i}G_2 \quad \forall i=1, \dots, n$$

$$(M_1G_1) * S_t^{-1} = M_{i_1}G_2$$

$$(M_2G_1) * S_t^{-1} = M_{i_2}G_2$$

$$\text{Тогда} \quad + \quad \mathbf{M} \quad (3)$$

$$(M_nG_1) * S_t^{-1} = M_{i_n}G_2$$

$$(M_1G_1 + M_2G_1 + \mathbf{L} + M_nG_1) * S_t^{-1} = M_{i_1}G_2 + M_{i_2}G_2 + \mathbf{L} + M_{i_n}G_2$$

А если бы (3) предварительно умножить на $\alpha_1, \dots, \alpha_n$, то мы бы в точности получили формулу теоремы. Ч.т.д.

Итак, мы рассмотрели распознавание изоморфизма двух графов с использованием понятия перестановочной матрицы.

Из приведенных выше построений видно, что на основе теоремы 1 (в принципе можно строить алгоритмы распознавания изоморфизма однородных графов с перебором единственной матрицы по сравнению с полным. Но при этом иметь дело с операцией возведения матрицы смежности в степени, часто включая и конечную степень n , вручную – это очень трудоемкий процесс, а машина реально связана с необходимостью хранения в памяти большого объема информации, что требует много памяти.

Проще – с неоднородными графами, с ними этот метод работает гораздо быстрее.

II. Алгоритм распознавания изоморфизма двух однородных графов

Алгоритм, который будет описан ниже исключает недостаток предыдущего метода. И что очень важно, он легко реализуется программно.

Опишем сначала алгоритм определения изоморфизма двух однородных графов на примере 3.

Пример 3: Даны два однородных графа со степенью однородности 3 на 10 вершин $G=(X,F)$ и $H=(Y,P)$.

Графы G и H заданы своими матрицами смежности A и B .

$$A = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}; B = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

Алгоритм

- 1) Составляем для матрицы A матрицу A^1 .
 а). выписываем первую строку матрицы A , т.е. фиксируем первую вершину графа G .

$$1 \quad \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{matrix}$$

Элементы столбцов, разбиты на два класса. Класс «1» и «0».

«1» – 2, 4, 8;

«0» – 3, 5, 6, 7, 9, 10.

Первый столбец не учитываем, т.к. мы в п. а) его уже зафиксировали.

- б). из классов «1» и «0» выбираем класс наименьший по мощности (класс «1») и в нем выбираем первую по порядковому номеру вершину, т.е. $n=2$.
 в). под строкой 1 подписываем строку 2 матрицы A

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

Рассматривая столбцы как двоичные числа, выписываем вновь получившиеся классы:

«0» – 3, 6, 7, 10; «1» – 4, 8; «2» – 5, 9.

г) выбираем класс наименьший по мощности, например «2» и фиксируем первую в нем вершину, т.е. $n=5$.

д) под строкой 2 подписываем строку с номером 5, имеем

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 2 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right\| \\ 5 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \end{array}$$

имеем следующие классы:

«0» – 3, 7; «0» – 4, 8; «2» – 9; «4» – 6, 10

е) т.к. класс «2» имеет одну вершину, то под пятой строкой подставляем строку 9, имеем:

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 2 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right\| \\ 5 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 9 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \end{array}$$

В результате имеем классы:

«0» – 3, 7; «1» – 4; «4» – 10; «9» – 8; «12» – 6.

В классе «0» – две вершины \Rightarrow необходимо зафиксировать такую вершину, которая разнесет 3 и 7 по разным классам, при этом, чтобы снова не получилось так чтобы в одном классе не было двух вершин.

ж) фиксируем вершину 6, т.е. подписываем 6 строку:

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \\ \hline 10 \\ 2 \ 13 \ 16 \ 1 \ 18 \ 12 \ 0 \ 9 \\ \hline 18 \ 4 \\ A^1=5 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right\| \end{array}$$

Итак, мы построили матрицу A^1 , в которой все двоичные числа по столбцам различные, исключая лишь те столбцы, номера которых совпадают с номерами строк, т.е. исключая лишь зафиксированные уже нами вершины 1, 2, 5, 9, 6.

На построение матрицы A^1 заканчивается первый пункт алгоритма, далее переходим к пункту 2.

2) Фиксируем первую вершину графа H , т.е. выписываем первую строку матрицы B .

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \end{array}$$

и выписываем полученные при этом классы «1» – 3, 5, 10; «0» – 2, 4, 6, 7, 8, 9.

Т.е. в п.2 мы произвели отображение вершины 1 графа G в вершину 1 графа H, переходим к п.3

3) Ищу в классе «1» первый по порядковому номеру элемент, т.е. 3. Именно из класса «1», т.к. далее мы должны в некоторую вершину графа H отобразить вершину 2 графа G, а вершина 2 графа G выбрана из класса «1» (этот принцип распределяется и на дальнейшие пункты). Итак, $i=3$, переходим к п.4.

4) Выписываем под первой строкой третью строку матрицы B

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 3 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \end{array}$$

«0» – 2, 4, 8, 9; «1» – 5, 10; «2» – 6, 7.

Мы видим, что на каждом шаге мощность полученных классов совпадает с мощностью классов, получаемых в п.1), это означает, что противоречия нет, \Rightarrow переходим к п.5.

5) Снова, используя принцип, описанный в п.3 следующую вершину с номером 5 графа G мы отображаем в вершины 6 графа H.

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 3 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 6 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \end{array}$$

«0» – 4, 9; «1» – 5, 10; «2» – 7; «4» – 2, 8.

Противоречий нет (п.4 \Rightarrow переходим к п.6)

6) Используя принцип п.3, следующую вершину графа G – 9 отображаем в вершину графа H 7, причем единственным образом

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 3 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 6 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 7 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \end{array}$$

«0» – 4, 9; «1» – 5; «4» – 8; «9» – 10; «12» – 2

Противоречий нет (п.3) переходим к п.7

7) Итак, отображаем 6 вершину графа G в вершину 2 графа H по принципу (п.3) в результате имеем:

$$\begin{array}{c} 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\ 1 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 3 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 6 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\| \\ 7 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \\ 2 \ \left\| \begin{array}{cccccccccc} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \end{array}$$

Итак, нами определена частичная подстановка, $\left\{ \begin{matrix} 1; 2; 5; 9; 6 \\ 1; 3; 6; 7; 2 \end{matrix} \right\}$; она

выявилась уже в процессе решения задачи.

Переходим к п.8.

8) Далее, исходя из того, что все остальные вершины (столбики) в матрицах A^1 и B^1 представляют собой различные двоичные числа, мы можем частичную подстановку однозначно доопределить по принципу:

Вершина 3 графа G , т.е. третий столбик матрицы A^1 имеет двоичную цифру 16, для того чтобы определить в какую вершину графа H должна быть отображена вершина 3 графа G , в матрице B^1 ищем столбик с двоичной цифрой 16, он единственный в результате построения B^1 и A^1 . Это столбик 4 \Rightarrow 3 отобразим в 4 и т.д.

В результате имеем подстановку:

$$t = \left\{ \begin{matrix} 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10 \\ 1; 3; 4; 5; 6; 2; 9; 10; 7; 8 \end{matrix} \right\}$$

переходим к п.9.

9) Проверяем, является ли данная подстановка подстановкой изоморфизма.

Проверка дает положительный ответ. Графы G и H изоморфны.

При помощи данного метода можно найти все возможные подстановки.

Кроме того, в самом худшем случае здесь количество переборков, например, для нашего примера уменьшается с $10! = 3556800$ до $10 \cdot 3 \cdot 2 = 60$ шифры говорят сами за себя.

Литература

1. Берж К. «Теория графов и ее применения», -М.: ИЛ, 1962, 318с.
2. Аскеров И.И., Гамидов В.В. «Об одной задаче квазилинейного преобразования автоматов» // Синтез управляющих устройств. М, 1976. С.31-36.
3. Алгазионов Э.К., Сирота А.А. «Анализ и компьютерное моделирование информационных процессов и систем». М, 2009, Диалогмифи.

КОМПЛЕКС РЕКОНСТРУКЦИИ ТРЕХМЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ОБЪЕКТОВ

С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин

Технологический Институт Южного Федерального Университета, каф. РЭС ЗИС

Статья посвящена описанию и проектированию системы реконструкции трехмерных объектов на основе входных параметров.

Введение

В настоящее время вычислительная техника используется во многих областях человеческой деятельности, являясь удобным и многофункциональным инструментом решения широкого круга задач. Многие отрасли техники, имеющие отношение к получению, обработке, хранению и передаче информации, в значительной степени ориентируются в настоящее время на развитие систем, в которых информация имеет характер изображений. Изображение, которое можно рассматривать как двумерный сигнал, является значительно более емким носителем информации, чем обычный одномерный (временной) сигнал. Вместе с тем, решение научных и инженерных задач при работе с визуальными данными требует особых усилий, опирающихся на знание специфических методов, поскольку традиционная идеология одномерных сигналов и систем мало пригодна в этих случаях. В особой мере это проявляется при создании новых типов информационных систем, решающих такие проблемы, которые до сих пор в науке и технике не решались, и которые решаются сейчас благодаря использованию информации визуального характера.

Цель машинного зрения – принятие решений о реальных физических объектах и сценах, основываясь на воспринимаемых изображениях. Машинное зрение теснейшим образом взаимодействует с областью обработки изображений, часто трудно однозначно отнести возникающие задачи и применяемые методы решения к одной из этих областей.

В статье описаны основные моменты реконструкции трехмерных моделей объектов и раскрыты все этапы проектирования системы. Статья может найти применение в ряде систем технического зрения, как в промышленных целях, так и в системах видеонаблюдения для достижения повышенного качества работы существующих систем.

Основным типом трехмерной особенности, которую обычно можно выделить на фотоизображениях реальных сцен, является точка. Существует ряд подходов к автоматическому восстановлению поверхности по стереоизображениям, основанных на различных методах идентификации трехмерных особенностей. Предварительным результатом их работы обычно является множество согласованных пар точек, первая из которых принадлежит левому, а вторая – правому снимку, причем известно, что эта пара двумерных точек является изображением одной и той же трехмерной точки. Следует отметить, что основной проблемой всех этих методов является отбраковка ложных точек, которые были идентифицированы как согласованные, но на самом деле являются двумерными изображениями различных трехмерных точек.

Подход к реконструкции реальной сцены с помощью параметрических моделей принципиально отличается от классических автоматических методов тем, что для восстановления реальной геометрии требуется существенно меньше точек. При таком подходе оператор в состоянии контролировать

каждую используемую точку, и проблема "ложных" особенностей существенно упрощается. Точка, как основная сущность, может порождаться в самых разнообразных случаях. Наиболее типичная точечная особенность – это вершина многогранника. Очень часто точка может быть идентифицирована с помощью различных оптических неоднородностей на видимой поверхности объекта. Например, в качестве точечной особенности очень удобно использовать изображения мелких предметов, присутствующих на сцене. В ряде случаев решение фотограмметрической задачи может быть совмещено с решением задачи согласования точек. Например, если на обоих снимках видна одна и та же линия, то отметив точку, принадлежащую ей на одном снимке, можно определить соответствующую точку на второй фотографии по пересечению эпполяры с изображением линии. Таким образом, наиболее типичными особенностями, получаемыми по двум или более фотоизображениям, является множество пар согласованных точек. После решения фотограмметрической задачи для каждой пары согласованных точек мы получим координаты соответствующей ей трехмерной точки.

Кроме точек можно рассматривать и более сложные типы особенностей. Например, если на двух фотоизображениях видно какое-нибудь прямолинейное ребро, то можно определить не только координаты трехмерных точек, лежащих на этом ребре, но и непосредственно коэффициенты уравнения соответствующей прямой в пространстве. Аналогично может быть поставлена, а в некоторых случаях и решена задача прямого восстановления коэффициентов уравнений поверхностей второго порядка по их "абрисам", видимым на двух или более фотоизображениях. Полученные результаты далее можно использовать для восстановления трехмерной геометрии сцены. В данной статье ограничимся лишь рассмотрением использования множества трехмерных точек для реконструкции сцены. Про каждую из таких точек известно, что она принадлежит одной или нескольким произвольным граням реконструируемого объекта. Для многогранника это означает, что точка принадлежит грани, ребру или является вершиной. Последнее свидетельство того, что она одновременно принадлежит всем плоскостям, образующим вершину.

Следует отметить, что координаты трехмерных точек, получаемых с помощью решения фотограмметрической задачи, обладают конечной точностью. Она обуславливается целым множеством факторов, главными среди которых являются точность решения задачи калибровки и взаимного ориентирования фотоизображений, дискретная природа используемых фотоизображений и ошибки указания особенностей на снимках. В силу всех этих причин для реконструкции следует использовать существенно большее количество точек, чем минимально необходимое. Используя такой подход, можно повысить результирующую точность решения задачи реконструкции, а также обнаружить и отбраковать ошибочные точки.

В общем случае процедура реконструкции трехмерной геометрии по серии фотоизображений реальной среды состоит из нескольких этапов:

- калибровка и взаимное ориентирование отдельных фотоизображений (фотокамер), необходимых для последующего решения фотограмметрической задачи;
- выбор готовых моделей из библиотеки или создание новой параметрической модели реконструируемого объекта;
- нахождение и согласование двумерных особенностей анализируемой сцены, определение по ним трехмерных особенностей реконструируемых объектов и вычисление их координат путем решения фотограмметрической задачи;
- идентификация внешних параметров модели (ВПМ) реконструируемого объекта путем минимизации целевой функции, характеризующей отклонение особенностей, полученных путем решения фотограмметрической задачи от соответствующих особенностей реальной модели.

Аппроксимация при моделировании трехмерных объектов

Представления трехмерной модели объекта на основе изображений являются жизнеспособной альтернативой традиционному полигональному представлению (первой разновидности построения трехмерной модели «вручную» по точкам XYZ соединенные линиями), и их использование может решать задачи, недоступные классическим полигональным алгоритмам. Таких задач как: реконструирование объектов реального мира, геометрия которых неизвестна или очень сложна, а также качественное представление объектов высокой фотометрической сложности.

Основной проблемой при решении данной задачи является определение способа построения модели, по заданным параметрам, полученным от специального устройства и поддержка трехмерного построения объекта любой сложности, то есть представление объекта специальными алгоритмами.

Спектр методов представления с использованием изображений чрезвычайно широк. Реконструкция на основе плоского изображения предъявляет очень высокие требования к количеству входных данных и организации базы данных, однако позволяет реконструировать произвольные объекты, часто не делая предположения об их структуре и геометрии.

Метод RANSAC (RANdom SAmple Consensus) [1] – один из подходов к решению проблемы аппроксимации основан на сборе статистики от входных данных. Из общего набора входных точек случайным образом выбирается некоторое подмножество фиксированного размера, которое аппроксимируется прямой. Прямая, вблизи которой оказалось наибольшее число точек, с высокой вероятностью является наилучшей аппроксимацией всего множества входных точек. При работе алгоритма определяется, сколько итераций с выбором подмножеств надо провести и количество точек находящееся в подмножестве. Минимальное количество итераций k , обеспечивающее высокую вероятность

корректности результата в случае, когда на вход подается n точек, среди которых w точек заданы корректно, а остальные являются шумом, есть:

$$k = w^{-n} + \frac{\sqrt{1-w^n}}{w^n},$$

при минимально возможном количестве точек в подмножестве – 2.

Таким образом, необходимо определить:

- минимально необходимое количество точек в подмножестве – n ;
- необходимое количество итераций – k ;
- порог расстояния от прямой до точки, при котором точка считается лежащей вблизи прямой – t ;
- минимальное количество точек, при которых прямая не считается шумом – d .

В процессе моделирования/реконструкции очень полезной оказывается возможность ставить дополнительные маркеры не только на тех точках, которые заданы явно (углы предметов, элементы), но и на тех, которые явно не заданы на изображении. Например, произвольная точка посередине грани или ребра.

Реконструкции трехмерных моделей объектов по полученным входным данным

Рассмотрена задача реконструкции трехмерной модели объектов по входным параметрам с плоского изображения. Используя последовательно алгоритмы построения и аппаратный комплекс можно реконструировать любой объект, находящийся в зоне наблюдения. Основная идея реконструкции объектов состоит в том, что под них подстраивают трехмерные простые или составные, видоизмененные объекты. Область применения данной задачи – это непосредственно видеонаблюдение, дистанционный контроль объектов и т.д.

Алгоритм реконструкции по двум изображениям позволяет реконструировать объекты, спроецированные по двум изображениям [2]. Проекция преобразуют точки, заданные в системе координат размерностью n в точки системы координат размерностью меньшей, чем n .

Метод реконструкции по двум изображениям заключается в построении объекта, поверхность которого обладает наибольшей гладкостью, исходя из дополнительной информации, такой как силуэт объекта на изображении, нормали к некоторым точкам поверхности. Геометрическими элементами отображения служат точки, линии, поверхности пространства. Условие максимизации гладкости записывается в форме Лагранжиана и решается в матричной форме.

Предполагая, что форма сечения вдоль оси не меняется, а меняется только его масштаб, можно аналитически вычислить масштаб всех остальных сечений модели, как такой минимальный масштаб сечения t , при котором его проекция пересечет боковые контуры объекта.

В работе используется параллельное проецирование. Рассматриваемый объект с помощью двух видеокамер преобразуется в плоскость, на которой в дальнейшем определяется множество точек, с помощью которых формируются линии и кривые. Определяется направление проецирования перпендикулярно картинной плоскости. Общие аксонометрические проекции получаются с помощью двух изображений полученных с видеокамер, затем с помощью ортогонального проецирования на плоскость XOZ . Для построения проекции объекта используется преобразование сдвига. Последовательность преобразований следующая:

1. Сдвиг, в котором зависимой осью является ось X , сдвигающей осью – ось Y ; коэффициент сдвига $F = 1$ в случае, если задана "положительная" проекция и $F = -1$, если требуется "отрицательная" проекция.
2. Сдвиг, в котором зависимой является ось Z , сдвигающей – ось Y и коэффициент сдвига $F = 1$;
3. Проецирование на плоскость XYZ .

С помощью параллельного проецирования решаются все поставленные задачи определения множества точек на изображении, а также этот способ преобразования трехмерного реального объекта позволяет просчитывать глубину проекции рассматриваемого объекта, что является важной задачей при преобразовании реального объекта в его трехмерную модель.

Выводы

В основу системы положен принцип восстановления трехмерной сцены по двум изображениям[3]. Известно, что при проецировании трехмерной сцены на плоскость фотографического изображения информация о двух измерениях искажается, а о третьем – теряется. Фотограмметрия – наука о методах восстановления трехмерных координат сцены по ее нескольким фотографическим изображениям. Для решения задачи восстановления трехмерных координат необходимо решить три подзадачи:

- задача калибровки камер;
- задача взаимного ориентирования камер;
- задача поиска сопряженных точек.

В результате моделирования получены следующие практические результаты:

- получены зависимости сдвига нуля при контроле объекта, от параметров камеры: угла наклона камеры, угла поворота камеры, размеров фоточувствительной поверхности камеры, разрешения изображения;
- реализован алгоритм поиска точек на изображении. Результат работы данного алгоритма более эффективен, чем результаты работы существующих методов (например, метода Хафа);
- разработан итерационный алгоритм повышения качества изображения с текущим контролем качества, результатом работы которого является

улучшение контрастности средней яркости изображения. Помимо этого алгоритм позволяет более эффективно снижать влияние шумов;

По результатам моделирования можно сделать заключение о целесообразности применения разработанного алгоритма.

Литература

1. Конушин А. Устойчивые алгоритмы оценки параметров модели на основе случайных выборок // Компьютерная графика и мультимедиа: сетевой журн. 2010. URL: <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/47> (дата обращения 26.06.2010)
2. Стокхэм мл. Обработка изображений в контексте модели зрения // ТИИЭР. – 1972. – Т.60, N 7. – С.93-108.
3. В. Дьяконов, И. Абраменкова. – MATLAB обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2002. – 602с.

АЛГОРИТМ РЕКОНСТРУКЦИИ ТРЕХМЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ОБЪЕКТОВ ПО ПОЛУЧЕННЫМ ВХОДНЫМ ДАННЫМ

С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин

Технологический Институт Южного Федерального Университета, каф. РЭС ЗиС

В работе рассматривается задача реконструкции трехмерной модели объектов по входным параметрам с плоского изображения. Используя последовательно алгоритмы построения и аппаратный комплекс можно реконструировать любой объект, находящийся в зоне наблюдения. Основная идея реконструкции объектов состоит в том, что под них подстраивают трехмерные простые или составные, видоизмененные объекты. Область применения данной задачи – это непосредственно видеонаблюдение, дистанционный контроль за объектом и т.д.

Алгоритм реконструкции по двум изображениям позволяет реконструировать объекты, спроецированные по двум изображениям. Проекция преобразуют точки, заданные в системе координат размерностью n в точки системы координат размерностью меньшей, чем n .

Метод реконструкции по двум изображениям заключается в построении объекта, поверхность которого обладает наибольшей гладкостью, исходя из дополнительной информации, такой как силуэт объекта на изображении, нормали к некоторым точкам поверхности. Геометрическими элементами отображения служат точки, линии, поверхности пространства. Условие максимизации гладкости записывается в форме лагранжиана и решается в матричной форме.

Предполагая, что форма сечения вдоль оси не меняется, а меняется только его масштаб, можно аналитически вычислить масштаб всех остальных сечений модели, как такой минимальный масштаб сечения t , при котором его проекция пересечет боковые контуры объекта.

В данной работе используется параллельное проецирование. Рассматриваемый нами объект с помощью двух видеокамер преобразуется в плоскость, на которой в дальнейшем определяется множество точек, с помощью которых формируются линии и кривые. Определяется направление проецирования перпендикулярно картинной плоскости. Общие аксонометрические проекции получаются с помощью двух изображений полученных с видеокамер, затем с помощью ортогонального проецирования на плоскость XZ . Для построения проекции объекта используется преобразование сдвига. Последовательность преобразований следующая:

1.) Сдвиг, в котором зависимой осью является ось X , сдвигающей осью - ось Y ; коэффициент сдвига $F = 1$ в случае, если задана "положительная" проекция и $F = -1$, если требуется "отрицательная" проекция.

2.) Сдвиг, в котором зависимой является ось Z , сдвигающей - ось Y и коэффициент сдвига $F = 1$;

3.) Проецирование на плоскость XYZ .

С помощью параллельного проецирования решаются все поставленные перед нами задачи определения множества точек на изображении, а также этот способ преобразования трехмерного «Реального объекта» позволяет просчитывать глубину проекции рассматриваемого объекта, что является важной задачей при преобразовании «Реального объекта» в трехмерную модель.

АППРОКСИМАЦИЯ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ТРЕХМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ

С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин

Технологический Институт Южного Федерального Университета, каф. РЭС ЗИС

В докладе рассматривается построение трехмерной модели объектов на компьютере по данным изображений полученных с двух камер видеонаблюдения и обработанных с помощью специальных устройств.

Представления трехмерной модели объекта на основе изображений являются жизнеспособной альтернативой традиционному полигональному представлению (первой разновидности построения трехмерной модели «вручную» по точкам XYZ соединенные линиями), и их использование может решать задачи, недоступные классическим полигональным алгоритмам. Таких задач как: реконструирование объектов реального мира, геометрия которых

неизвестна или очень сложна, а также качественное представление объектов высокой фотометрической сложности.

Основной проблемой при решении данной задачи является определение способа построения модели, по заданным параметрам, полученным от специального устройства и поддержка трехмерного построения объекта любой сложности, то есть представление объекта специальными алгоритмами.

Спектр методов представления с использованием изображений чрезвычайно широк. Реконструкция на основе плоского изображения предъявляет очень высокие требования к количеству входных данных и организации базы данных, однако позволяет реконструировать произвольные объекты, часто не делая предположения об их структуре и геометрии.

Метод RANSAC (RANdom SAmple Consensus) – один из подходов к решению проблемы аппроксимации основан на сборе статистики от входных данных. Из общего набора входных точек случайным образом выбирается некоторое подмножество фиксированного размера, которое аппроксимируется прямой. Прямая, вблизи, которой оказалось наибольшее число точек с высокой вероятностью является наилучшей аппроксимацией всего множества входных точек. При работе алгоритма определяется, сколько итераций с выбором подмножеств надо провести и количество точек находящееся в подмножестве. Минимальное количество итераций k , обеспечивающее высокую вероятность корректности результата в случае, когда на вход подается n точек, среди которых w точек заданы корректно, а остальные являются шумом, есть:

$$k = w^{-n} + \frac{\sqrt{1 - w^n}}{w^n},$$

при минимально возможном количестве точек в подмножестве – 2.

Таким образом, необходимо определить:

- Минимально необходимое количество точек в подмножестве – n ;
- Необходимое количество итераций – k ;
- Порог расстояния от прямой до точки, при котором точка считается лежащей вблизи прямой – t ;
- Минимальное количество точек, при которых прямая не считается шумом – d .

В процессе моделирования/реконструкции, очень полезной оказывается возможность ставить дополнительные маркеры не только на тех точках, которые заданы явно – углы предметов, элементы, - но и на тех, которые явно не заданы на изображении – например, произвольная точка посередине грани или ребра.

ОГЛАВЛЕНИЕ

СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ.....	4
Ю.Ф.Евдокимов, О.Ю.Евдокимов АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С УЧЕТОМ ПЕРЕХОДА ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ ТРАВЕРЗНОГО НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК ИЗЛУЧЕНИЯ	4
Renata Archetti REMOTE SENSING BY THE USE OF VIDEO CAMERAS FOR THE STUDY OF A BEACH EVOLUTION DUE TO STORMS AND NOURISHMENTS	10
Т.А. Суанов ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЙЯНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО УГОЛКА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ПОЛОСАМИ НА ГРАНЯХ.....	20
Н.А. Радченко, А.И. Семенихин АНАЛИЗ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СВОЙСТВ АНИЗОТРОПНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРЁХМЕРНЫХ СТРУКТУР	26
Д.В. Семенихина, Ю.И. Маркина МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОТОТИПА И СОЗДАНИЕ МАКЕТА СВЕРХШИРОКОДИАПАЗОННОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ	30
Ю.А.Гелож, П.П.Клименко ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНОМ АВТОПИЛОТЕ С ГИБКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	35
В.А. Коротенко РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ	40
2. СЕКЦИЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ.....	42
Ле Тхи Фьонг Май ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГИБРИДНОЙ СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАПРОСА ПОВТОРА С ТУРБОКОДАМИ.....	42
Чан Куок Ан ОЦЕНКА КОЛИЧЕСТВА MESH-ТОЧЕК ДОСТУПАВ MESH-СЕТИ.....	47
А.А. Кречетов, Ю.А. Гелож, А.В. Семёнов ПРОЦЕССЫ В ДЕМОДУЛЯТОРЕ РАДИОСИГНАЛА	52
Д.С. Токарев, Ю.А. Гелож, А.В. Семёнов УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ В СИСТЕМЕ ФАПЧ	54
Ю.А. Гелож, А.В. Семёнов МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ С АСТАТИЗМОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА	58
Ю.А. Гелож, А.В. Семёнов ЦИФРОВАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С ЗАДЕРЖКОЙ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА РАССОГЛАСОВАНИЯ.....	62
А.В. Семенов, А.Р. Гайдук СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ ПО ЗАДАНЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ КАЧЕСТВА	66
Е.А. Пакулова ОБЕСПЕЧЕНИЕ РОУМИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В ГЕТЕРОГЕННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ В РАМКАХ СИСТЕМЫ	

МОНИТОРИНГА И ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ ПОДВИЖНЫХ И СТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ	70
СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ.....	77
Ю.А. Брюхомицкий ОРГАНИЗАЦИЯ КЛАВИАТУРНОГО МОНИТОРИНГА НА ПРИНЦИПАХ РАБОТЫ ИММУННОЙ СИСТЕМЫ.....	77
Д.П. Рублёв, В.М. Фёдоров, О.Б. Макаревич ВСТРАИВАНИЕ ДВОИЧНЫХ ДАННЫХ В АУДИО И СТАТИЧНЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ	86
И.И.Ляшенко ПРЕИМУЩЕСТВА СРЕДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ VIDEOSAD.....	93
СЕКЦИЯ 5 ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ	104
<i>А.П. Самойленко, С.В. Кузьменко</i> ИНТЕРПОЛЯЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ НАДЕЖНОСТИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ЭКСПЛУАТАЦИИ АВИАЦИОННОГО РЭО	104
В.И.Кодачигов, Н.В.Браташенко ОБ ОДНОМ НЕТРАДИЦИОННОМ ПОДХОДЕ К ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМ	113
С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин КОМПЛЕКС РЕКОНСТРУКЦИИ ТРЕХМЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ОБЪЕКТОВ	123
С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин АЛГОРИТМ РЕКОНСТРУКЦИИ ТРЕХМЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ОБЪЕКТОВ ПО ПОЛУЧЕННЫМ ВХОДНЫМ ДАННЫМ	129
С.Л. Балабаев, М. Л. Лопатин АППРОКСИМАЦИЯ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ТРЕХМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ.....	130

Научное издание

Международная научно-техническая и научно-методическая
конференция
«ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ
СИСТЕМОТЕХНИКИ»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Г.

Формат 60 x 80 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Усл. п. л. - 8,5 . Уч. - изд. л. - 8,4 .

Заказ № . Тираж экз.
«С»

Издательство ООО «Антон»
47922, г. Таганрог, Гарибальди ул., 28, тел.+7 (8634) 36-04-40