


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



журнал  
радиотехнических и  
телекоммуникационных  
**СИСТЕМ**

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



**ПРОБЛЕМЫ  
СОВРЕМЕННОЙ  
СИСТЕМОТЕХНИКИ**

**Сборник трудов конференции**

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

<http://www.trtu.ru/index.asp?link=24&code=23594>

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ  
Технологический институт  
Федерального государственного образовательного учреждения высшего  
профессионального образования  
«Южный федеральный университет»  
Кафедра Радиотехнических и телекоммуникационных систем**

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

**ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ  
СИСТЕМОТЕХНИКИ  
Сборник трудов конференции**

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

**October 1st – 30 th in Taganrog, Russia**

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

**Таганрог, 2008**

УДК 681.51(06)

**Материалы Международной научно-технической и научно-методической интернет-конференции в режиме off-line «ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ». – Таганрог: 2008. 145 с.**

Сборник содержит тексты докладов по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной разведки и радиопротиводействия, 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

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 978-5-91241-032-1

# СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

## Session 1: SYSTEMS of REMOTE RADIOMONITORING, RADAR And RADIONAVIGATION

### RADIOALTIMETER AS TERRAIN WARNING SYSTEM

Ján LABUN, PhD., Pavol KURDEL

*Department of Avionics, Faculty of Aeronautics, Technical University of Košice, Rampová 7, 041 21 Košice, Slovakia*

*tel.: 0918 691 171, e-mail: [Jan.Labun@tuke.sk](mailto:Jan.Labun@tuke.sk), [pkurdel@hotmail.com](mailto:pkurdel@hotmail.com)*

### Introduction

Any controlled flight of an aircraft under adverse meteorological conditions (clouds, fog etc.) by day and by night is possible only with the use of several kinds of flight, navigational and radio-navigational instruments. Faultless operation of these instruments guarantees the pilot safe fulfillment of flight missions. Aircraft operating at low altitudes, however, are often involved in accidents when hitting ground obstacles, interestingly not as a result of instrument failures, but owing to pilot's non-adherence to the minimum-safe altitude issued. In the majority of such accidents the pilot in his intention to fly beneath cloud cover is descending below the minimum safe altitude issued, and over a mountainous terrain, might end up in hitting ground obstacles. Currently, small-size aircraft or helicopters are not equipped with a suitable signalling equipment that would provide safe solutions to such flight situation mentioned.

When operating an aircraft at low altitudes, the pilot who for any unpredicted reason cannot see the ground can rely only on a radio-altimeter which measures true altitude of the aircraft above ground and can even be pre-set to the so called minimum safe altitude. However, the indication of the dangerous altitude in itself may prove to be unsatisfactory under the conditions stated above. It would be much more reliable to have them equipped with an instrument which in such cases could provide timely warning of collision with ground obstacles.

Such a role can be readily hosted by a frequency modulated wide-band radio-altimeter of low altitudes, an instrument currently available at all types of aircraft if added an extra circuit as recommended by the author's certificate [4]. The connection mentioned is signalling a pre-set time remaining to the collision with a terrain obstacle, provided that the rest of the flight parameters are kept unchanged by the pilot. The system is based on a Doppler-frequency generated in the radio-altimeter by an actual change in the altitude of an aircraft entering into a dangerous descent or by a dangerous change in the terrain profile.

### Determining the time remaining to the aircraft's collision with the terrain

Let us assume that the aircraft is maintaining a constant flight level at a height of  $H$  over terrain. Further, let us also assume that from a given point  $A$  where the terrain is starting to rise or converge with the aircraft path. (Figure 1).

The aircraft will collide with terrain in point B in a period of  $t$ , after the aircraft covering a path  $s$ :

$$t = \frac{s}{v} = \frac{H \cdot \operatorname{tg} a}{v}, \quad (1)$$

where:  $s = H \operatorname{tg} a$ ,  
 $v$  - aircraft speed,  
 $a$  - angle of terrain sloping.

Closing in with the terrain is generating the Doppler frequency  $FD$ , which is proportional to the vertical component of the speed  $V_v$ . The vertical component of the speed is defined, as seen on Figure 1, by expression:

$$V_v = \frac{v}{\operatorname{tg} a}. \quad (2)$$

Having substituted expression (2) into expression (1) we arrive at a formula determining time, representing relation between the aircraft's altitude and the vertical component of speed:

$$t = \frac{H}{V_v}. \quad (3)$$

The flight level of the airplane  $H$  is determined in a classical way, i.e. by a radio-altimeter and is given by the value of the differential frequency  $Fr$ .

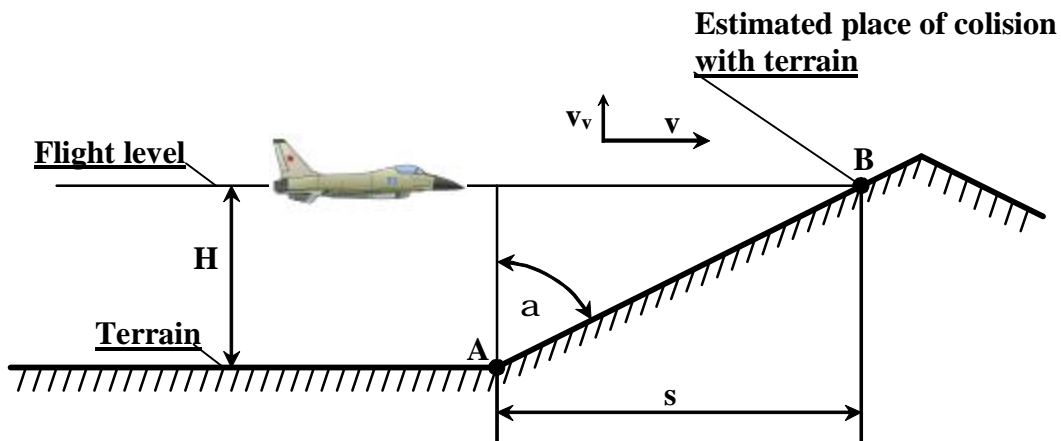


Figure 1. To determine aircraft's collision with terrain

A standard radio-altimeter is capable of converting the measured value of differential frequency  $Fr$ , proportional to the altitude, into voltage  $UH$  also proportional to the height measured.

The vertical component of speed vector  $V_v$  corresponds to the magnitude of the Doppler frequency  $FD$ . To determine the critical time available, it is important to convert the magnitude of Doppler frequency  $FD$  proportionally to the vertical component of the speed vector into voltage  $UD$  proportional to the vertical component of the speed. The status when these two voltages establish a certain proportion means the moment of initiating the warning against aircraft's collision with the terrain.

$$t = \frac{H}{v_v} = \frac{F_r}{F_D} = \frac{U_H}{U_D} \quad (4)$$

When determining the critical time to collision with terrain, while being involved in the practical side of the circuit design for the warning system, it is enough to evaluate the proportion of the  $U_H$ , proportional to the height  $H$ , to the voltage  $U_D$ , proportional to the vertical component of the speed  $v_v$ . In order to establish the real time, it is important to know the interval or scale of the voltage of the measured height and that of the vertical component of speed. The values of voltage intervals mentioned will depend individually on the type of the radio-altimeter. By setting a certain proportion of the voltage values in question we are pre-setting time remaining till the aircraft's collision with terrain.

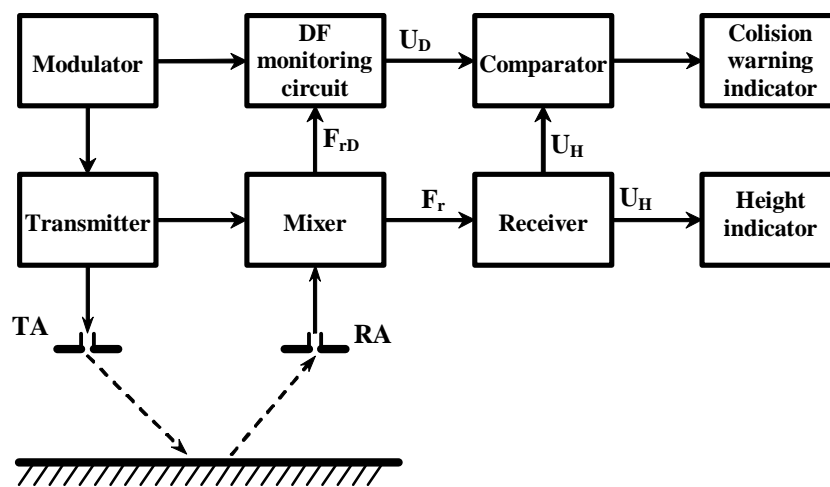


Figure 2. Simplified diagram of a radioaltimeter with built-in airborne terrain collision warning system.

### Circuit design of the warning system

When dealing with the circuit design, the system is supposed to be connected onto a standard, wide-band radio-altimeter with frequency modulation, operating with a symmetric saw-type pulse-form. The signal arriving from the balanced mixer also containing the Doppler frequency  $F_{rD}$  is fed into the Doppler frequency (DF) monitoring circuit. This circuit is simultaneously fed by the signal arriving from the frequency modulator FM used to evaluate the magnitude and the symbol of the Doppler frequency. The monitoring circuit converts Doppler frequency into voltage  $U_D$ . In the comparator the voltage from the receiver block, proportional to the height  $U_H$ , is compared with the voltage of the DF monitoring circuit proportional to the vertical component of the speed  $U_D$ . On establishing a certain pre-set proportion between the two voltages the circuit will issue timely warning of aircraft's collision with terrain.

### Possibilities of using the warning system to improve flight safety

The article deals with the possibilities of using a standard radio-altimeter for warning pilots against aircraft collisions with terrain. Qualitatively, it is a higher level of warning than just signalling the minimum safe altitude. The system discussed is

currently in its experimental phase as a technical device that could improve flight safety under adverse weather conditions. Its design gave rise to the question whether the system would really of great help in preventing air fatalities resulting from aircraft hitting terrain obstacles. To give better considerations for the system's capability of providing satisfactory amount of information, let me present a very typical fatality that took place in the vicinity of Košice, 1986.

Quoted from the final investigation report:

"On 30.May.1986 at 1957 hrs the Air Force Academy L-29 jet trainer crashed in the area of Slanec mountains, 10 km East of Prešov. The aircraft flying in clouds covering the tops of the mountains hit the slopes of quota "877,0" just 15 below of its top. The aircraft completely destroyed and both pilots died". In order to provide the most objective view into the problem stated, the final investigation report has been reviewed and the crash-ground was searched anew. From the point of the warning system role, the following conclusion can be drawn.

The aircraft, in its final trajectory of flight, just prior hitting the slopes, was flying a course about 190°. It was flying in clouds, the pilot had no sighting of the ground. According to the air traffic communication recorded between the pilot and the controller, the aircraft, in its final phase of flight, was descending from 1500 to 1000 m in a period of 80 seconds, i.e. 6,25 m/s rate of descent. During its flight the terrain profile has been was changing as seen bin Figure 3. The final 1000m path was the most dangerous phase of the flight.

Assuming that the aircraft speed was about 500 km/hrs, i.e. 138,9 m\_s, the final path of 1000 m was covered in 7,2 seconds. Based on experienced pilots opinions, and also judging by the final phase of the flight, the pilot might have been able to become aware of the danger probably 2-3 seconds just prior to hitting the terrain. A period of time insufficient to avert the catastrophe.

In this case calculated absolute vertical component of the speed in the last 1000 m, assuming a rising terrain, was more than 40 m/s, and the height difference between the aircraft and the terrain was changing from 300 to zero. With such a value of vertical component the warning system could have indicated threat of collision with a minimum of 6-7 notice. Such a period of time would have been enough to offer the pilot time for evasive manoeuvre and thereby preventing his aircraft from colliding with terrain, as it was about to hit the slopes just 15 m below the top level of the mountain.

The system presented is, however, not a „Cure to all ailments“ to be applied for all situations described in the statistics. It cannot provide early warning when the hill is of short and steep form or when the aircraft is flying at a very high speed, making the pilot unable to take actions by the warning received. For its original design, the warning system has been filed in form of a letter of application on inventions [4]. Its actuality value is proved by a Patent issued in 1997, USA [5], which is also providing anti-collision warning using radioaltimeters. Then principle, of functioning is based on the altimeter's capability of issuing minimum safe altitude warnings when the aircraft is rapidly approaching the pre-set level of minimum safe altitude. To ensure such way of indication the true height is recorded into a microprocessor evaluating

change of heights in time. In case of excessive values of vertical speeds are identified, a warning signal is produced by the radio-altimeter.

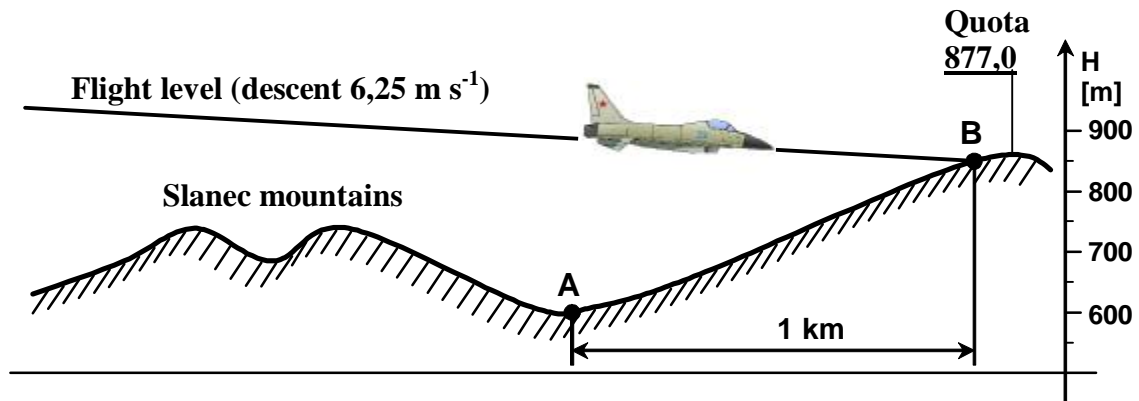


Figure 3 Terrain profile in direction of flight

### Conclusion

The article is presenting possibilities of using the Doppler phenomenon on radioaltimeters for flight safety. The terrain warning system for aircraft considered is representing a technical solution which could prove helpful in improving flight safety at low altitudes in case of their abrupt entering into bad weather zone. The suggested use of this warning system would probably be applied only as an exception, with pilots facing situations similar to the one described. In view of the conclusions drawn from the air fatality that happened in Slovakia in 1986, one cannot underestimate the potentials of using this system. Furthermore, Slovakia's terrain is mountaneous. Consequently, the this kind of threat still remains actual. This fact can be supported by documents of other, similar air fatalities which were recorded, but for the lack of information, remained beyond the author's field of evaluation. Those were e.g. the air fatality of 24 April, 1985, when and L-29 jet trainer flying in clouds, hit the Western slopes of the quota "Zadný Kl'ak" in the Vtáčnik mountain range, with both crewmen dead. Or, the crash from the year of 1994, when a helicopter, flying in clouds, hit the Southern slopes of the quota "Starý Hrad", near Zvolen, causing death of some of the crew and passengers.

### References

- [1] Beljajevskij, L.S.: Syllaby of Radionavigation. Moskva, Transport 1982.
- [2] Labun, J.: Errors of low altitude radio-altimeters. Proceedings on Science No.2, Košice, 1997.
- [3] Labun, Grega: Doppler's effect and its influence on altimeters. Military Aviation 96, Proceedings of the Conference, Brno 1996
- [4] Labun, Grega, Sopata, Kmec: Terrain warning system for aircraft. Author's certificate No. 283437, Banská Bystrica SR 2003



УДК 621.396.98

## ДОПЛЕРОВСКИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЧЕТА НУЛЕЙ

Ю.Ф.Евдокимов

Технологический институт Южного федерального университета в г.  
Таганрог, каф. РТС, Некрасовский, 44,  
г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(863)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)

*Рассмотрен пассивный интегрально-доплеровский метод определения местоположения источников радиоизлучения с известной несущей частотой, а также вариант уменьшения методической 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. Однако эти методы обладают погрешностью дискретности, возникающей вследствие того, что в измерительном временном интервале оказывается нецелое число периодов доплеровской частоты. Эта погрешность аналогична погрешности частотного метода измерения дальности. Цель данной работы заключается в устранении этой погрешности. Как показано в работе [1], наименьшими флуктуационными погрешностями обладает интегральный метод, который и будет рассмотрен. Как видно из рисунка 1, МП ИРИ определяется в плоскости, проходящей через вектор  $\vec{v}$  путевой скорости ЛА и точку, в которой расположен ИРИ. Принято, что скорость ИРИ существенно меньше скорости ЛА (предполагается, что это наземный объект), а ЛА движется равномерно и прямолинейно. Интервал наблюдения разбивается на два измерительных интервала  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$  и на каждом интервале подсчитывается число пересечений  $N_1(t)$  и  $N_2(t)$  сигналом нулевого уровня.

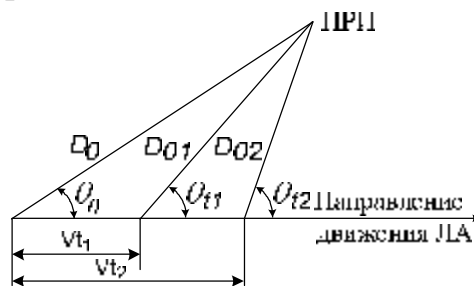


Рисунок 1 – Относительное расположение ИРИ и ЛА

Как следует из геометрии расположения летательного аппарата и ИРИ (см. рисунок 1), текущее значение доплеровской частоты равно

$$F_{\partial t} = \frac{v}{l} \frac{D_0 \cos q_0 - vt}{\sqrt{D_0^2 + v^2 t^2 - 2D_0 vt \cos q_0}} \quad (1)$$

Интегрируя это выражение на интервалах  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$ , получим

$$N_1 = \int_0^{t_1} F_{\partial}(t) dt = \frac{1}{l} \left( D_0 - \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0} \right) \quad (2)$$

$$N_2 = \int_{t_1}^{t_2} F_{\partial}(t) dt = \frac{1}{l} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0} - \frac{1}{l} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos q_0} \quad (3)$$

Выражения (2) и (3) образуют систему уравнений, решая которую, можно определить дальность  $D_0$  до ИРИ и направление  $q_0$  на ИРИ:

$$D_0 = \frac{v^2 t_1 t_2 (t_2 - t_1) - l^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]}{2l [N_1 t_2 - (N_1 + N_2) t_1]} \quad (4)$$

$$\cos q_0 = \frac{l v^2 [N_1 t_2^2 - (N_1 + N_2) t_1^2] - l^2 N_1 N_2 (N_1 + N_2)}{v [v^2 t_1 t_2 (t_2 - t_1) - l^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]} \quad (5)$$

Идея метода устранения погрешности дискретности проста – необходимо фиксировать с достаточной точностью моменты времени  $0, t_1, t_2$  перехода сигнала доплеровской частоты через ноль, т.е. эти моменты будут отличаться от заранее выбранных на какую-то величину  $\Delta t_i$  для каждого  $t_i$ , где  $i=0, 1, 2$  (индекс «0» соответствует моменту  $t_0 = 0$ ).

Рассмотрим, как влияет точность измерения интервалов на погрешность  $S_D$  измерения дальности  $D_0$  и погрешность  $S_q$  измерения направления  $q_0$

Средние квадратичные ошибки  $S_D$  и  $S_q$  могут быть определены из выражений [2]:

$$S_D = \sqrt{\left[ \frac{\partial D_0(t)}{\partial t_1} \right]^2 S_{t1}^2 + \left[ \frac{\partial D_0(t)}{\partial t_2} \right]^2 S_{t2}^2} \quad (6)$$

где  $\partial D_0 / \partial t_1$  и  $\partial D_0 / \partial t_2$  - частные производные дальности  $D_0$  по соответствующим моментам времени  $t_i$ ;

$S_{t1}$  и  $S_{t2}$  - средние квадратичные ошибки измерения соответствующих моментов времени.

$$s_q = \sqrt{\left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial t_1}\right]^2 s_{t_1}^2 + \left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial t_2}\right]^2 s_{t_2}^2}, \quad (7)$$

где  $\partial q_0 / \partial t_1$  и  $\partial q_0 / \partial t_2$  - частные производные направления  $q_0$  по соответствующим моментам времени  $t_i$ ;

Вычисляя частные производные выражений (4) и (5) (предварительно найдя из формулы (5) угол  $q_0$ ), получим

$$\frac{\partial D_0}{\partial t_1} = \frac{t_2 \left[ v^2 (N_1 \Delta t^2 + N_2 t_1^2) - N_1 N_2 N_{12} I^2 \right]}{2I (N_1 t_2 - N_{12} t_1)^2}; \quad (8)$$

$$\frac{\partial D_0}{\partial t_2} = \frac{t_1 \left[ v^2 (N_{12} \Delta t^2 + N_2 t_2^2) + N_1 N_2 N_{12} I^2 \right]}{2I (N_1 t_2 - N_{12} t_1)^2}; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial q_0}{\partial t_1} &= \frac{I (N_{12}^2 I^2 - v^2 t_2^2)}{I^2 (N_{12}^2 t_1 - N_1^2 t_2) - v^2 t_1 t_2 \Delta t} \times \\ &\times \frac{v^2 (N_1 \Delta t^2 + N_2 t_1^2) - N_1 N_2 N_{12} I^2}{\sqrt{(v^2 t_1^2 - N_1^2 I^2) (N_{12}^2 I^2 - v^2 t_2^2) (N_2^2 I^2 - v^2 \Delta t^2)}}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial q_0}{\partial t_2} &= - \frac{I (N_1^2 I^2 - v^2 t_1^2)}{I^2 (N_1^2 t_2 - N_{12}^2 t_1) + v^2 t_1 t_2 \Delta t} \times \\ &\times \frac{N_1 N_2 N_{12} I^2 + N_1 v^2 \Delta t^2 - N_2 v^2 t_1 (2t_2 - t_1)}{\sqrt{(v^2 t_1^2 - N_1^2 I^2) (N_{12}^2 I^2 - v^2 t_2^2) (N_2^2 I^2 - v^2 \Delta t^2)}}. \end{aligned} \quad (11)$$

В таблицах 1 и 2 приведены погрешности определения дальности и направления в зависимости от дальности при различных средних квадратичных погрешностях измерения моментов переходов сигнала доплеровской частоты через ноль. Погрешности определены из выражений (6) и (7) с учетом соотношений (8) – (11), при этом принято, что погрешности  $s_{t_1}$  и  $s_{t_2}$  равны. В расчетах для примера принято, что угол  $q_0$  равен  $30^\circ$ . Выборочные вычисления, проведенные по формулам (4) и (5), в которых моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  варьировались в пределах  $10^{-7} \dots 10^{-3}$  с, показали, что они соответствуют указанным в таблице и имеют такие же закономерности.

Таблица 1 – Зависимость погрешности измерения дальности от дальности

$S_{t=10-7\text{ с}}$		$S_{t=10-6\text{ с}}$		$S_{t=10-5\text{ с}}$		$S_{t=10-4\text{ с}}$		$S_{t=10-3\text{ с}}$	
$D_0,$ м	$s_D/D_0$	$D_0,$ м	$s_D/D_0$	$D_0,$ м	$s_D/D_0$	$D_0,$ м	$s_D/D_0$	$D_0,$ м	$s_D/D_0$
104	0,054·1 0-5	104	0,054·1 0-5	104	0,054·1 0-4	104	0,054·1 0-3	104	0,539·1 0-2
2·10 4	1,512·1 0-5	2·10 4	1,512·1 0-5	2·10 4	1,512·1 0-4	2·10 4	1,513·1 0-3	2·10 4	1,508·1 0-2
3·10 4	2,527·1 0-5	3·10 4	2,527·1 0-5	3·10 4	2,526·1 0-4	3·10 4	2,531·1 0-3	3·10 4	2,508·1 0-2
4·10 4	4,285·1 0-5	4·10 4	3,549·1 0-5	4·10 4	3,55·10 -4	4·10 4	4,383·1 0-3	4·10 4	4,408·1 0-2
5·10 4	4,574·1 0-5	5·10 4	4,574·1 0-5	5·10 4	4,576·1 0-4	5·10 4	4,59·10 -3	5·10 4	4,919·1 0-2

Таблица 2 – Зависимость погрешности измерения направления от дальности

$S_{t=10-7\text{ с}}$		$S_{t=10-6\text{ с}}$		$S_{t=10-5\text{ с}}$		$S_{t=10-4\text{ с}}$		$S_{t=10-3\text{ с}}$	
$D_0,$ м	$s_q/q_0$	$D_0,$ м	$s_q/q_0$	$D_0,$ м	$s_q/q_0$	$D_0,$ м	$s_q/q_0$	$D_0,$ м	$s_q/q_0$
104	0,97·10 -6	104	0,97·10 -6	104	0,97·10 -5	104	0,97·10 -4	104	0,97·10 -3
2·10 4	1,16·10 -6	2·10 4	1,16·10 -6	2·10 4	1,16·10 -5	2·10 4	1,16·10 -4	2·10 4	1,16·10 -3
3·10 4	1,22·10 -6	3·10 4	1,23·10 -6	3·10 4	1,22·10 -5	3·10 4	1,22·10 -4	3·10 4	1,22·10 -3
4·10 4	1,26·10 -6	4·10 4	1,26·10 -5	4·10 4	1,26·10 -5	4·10 4	1,26·10 -4	4·10 4	1,26·10 -3
5·10 4	1,28·10 -6	5·10 4	1,28·10 -6	5·10 4	1,28·10 -5	5·10 4	1,28·10 -4	5·10 4	1,28·10 -3

На основе анализа полученных результатов можно сделать следующие выводы:

- относительные погрешности измерения дальности и направления имеют тот же порядок, что средние квадратичные ошибки измерений моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ ;
- при увеличении средних квадратичных ошибок измерений моментов времени  $t_1$  и  $t_2$  на порядок относительные погрешности определения дальности и направления также увеличиваются на порядок;

- при средних квадратичных ошибках  $t_1$  и  $t_2$  менее 10-6 с относительные погрешности измерения дальности и направления слабо зависят от погрешностей  $S_t$ ;
- относительная погрешность определения направления слабо зависит от дальности.

### 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. 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.

## MEASUREMENT OF THE SEA SURFACE WIND VECTOR BY THE AIRBORNE WEATHER RADAR

A. Nekrasov

*Technical University of Hamburg-Harburg, Denickestrasse 22, 21073 Hamburg, Germany*  
*and temporary with the Christian-Albrechts-University of Kiel, Kaiserstrasse 2, 24143 Kiel, Germany*  
[alexei-nekrassov@mail.ru](mailto:alexei-nekrassov@mail.ru)

*A possibility of recovering the wind vector over sea using the airborne weather radar operating in the ground-mapping mode as a scatterometer, in addition to its typical meteorological and navigation application, is discussed, and a measuring algorithm of the sea surface wind speed and direction is proposed.*

### 1. Introduction

A pilot needs operational information about wind over sea as well as wave height to provide safety of amphibious airplane landing on water. Many researchers solve the problem of remote measuring of the wind vector over sea actively [1]–[8]. On the global scale, the information about sea waves and wind, in general, could be obtained from a satellite using active microwave instruments: Scatterometer, Synthetic Aperture Radar and Radar Altimeter. However, for the local numerical weather and wave models as well as for a pilot on a hydroplane to make a landing decision, the local data about wave height, wind speed and direction are required.

To extract the wind vector from the normalized radar cross section (NRCS) measurements, the relationship between the NRCS and near-surface wind, called the “geophysical model function”, is widely used [9]

$$s^{\circ}(U, q, a) = A(U, q) + B(U, q) \cos a + C(U, q) \cos(2a), \quad (1)$$

where  $A(U, q)$ ,  $B(U, q)$  and  $C(U, q)$  are the Fourier terms that depend on sea surface wind speed  $U$  and incidence angle  $\theta$ ,  $A(U, q) = a_0(q)U^{g_0(q)}$ ,  $B(U, q) = a_1(q)U^{g_1(q)}$ , and  $C(U, q) = a_2(q)U^{g_2(q)}$ ;  $a_0(q)$ ,  $a_1(q)$ ,  $a_2(q)$ ,  $g_0(q)$ ,  $g_1(q)$  and  $g_2(q)$  are the coefficients dependent on the incidence angle;  $\alpha$  is the azimuth illumination angle relative to the up-wind direction.

A microwave narrow-beam antenna has considerable size at Ku-, X- and C-bands that hampers its placing on flying apparatus. Therefore, a better way needs to be found.

At least two ways can be proposed. The first way is to apply the airborne scatterometers with wide-beam antennas as it can lead to the reduction in the antenna size. The second way is to use the modified conventional navigation instruments of flying apparatus in a scatterometer mode, which is more preferable. From that point of view, a promising navigation instrument is the airborne weather radar.

In this connection, a possibility of recovering the wind vector over sea using the airborne weather radar, which operates in the ground-mapping mode as a scatterometer, is discussed in this paper.

## 2. Airborne Weather Radar

Airborne weather radar is radar equipment mounted on an aircraft for purposes of weather observation and avoidance, aircraft position finding relative to landmarks, and drift angle measuring [10]. The airborne weather radar is necessary equipment of any civil airplane. It must be obligatory installed on all civil airliners. All military transport aircrafts are usually equipped by weather radars too. Due to the specificity of airborne application, designers of avionics systems always try to use the most efficient progressive methods and reliable engineering solutions that provide flight safety and flight regularity at harsh environment [11].

The development of the airborne weather radar is mainly associated with growing functionalities on detection of different dangerous weather phenomena. The radar observations involved in a weather mode are magnitude detection of reflections from clouds and precipitation and Doppler measurements of the motion of particles within a weather formation. Magnitude detection allows determination of particle type (rain, snow, hail, etc.) and precipitation rate. Doppler measurements can be made to yield estimates of turbulence intensity and wind speed. Reliable determination of the presence and severity of the phenomenon known as wind shear is an important area of study too [12].

Nevertheless, the second important assignment of the airborne weather radar is providing a pilot with navigation information using earth surface mapping. In this case a possibility to extract some navigation information that allows determining aircraft position with respect to a geographic map is very important for air navigation. Landmark's coordinates relative to the airplane that are measured by the airborne weather radar give a possibility to set flight computer for exacter and more efficient fulfilment of en-route flight, cargo delivery, and cargo throw down to the given point. These improve tactical possibilities of transport aircraft, airplanes of search-and-rescue service, and local airways [11].

Other specific function of the airborne weather radar is interaction with ground-based responder beacons. New functions of the airborne weather radar are detection and visualization of runways at approach landing as well as visualization of taxiways and obstacles on the taxiway at taxiing.

Certainly, not all of the mentioned functions are implemented in a particular airborne radar system. Nevertheless, the airborne weather radar always is a multifunctional system that provides earth surface surveillance and weather observation. Usually, weather radar should at least enable to detect clouds and precipitation, select zones of meteorological danger, and show radar image of surface in the map mode.

Airborne weather radars or multimode radars with a weather mode are usually nose mounted. Most airborne weather radars operate in either X- or C-band [12]. The  $\lambda^{-4}$  dependence of weather formations on carrier wavelength  $\lambda$  favours X-band radar for their detecting. At the same time, the X-band provides the performance of the long-range weather mode better than Ku-band. The airborne weather radar antenna, in the ground-mapping mode, has a large cosecant-squared elevation beam where horizontal dimension is narrow ( $2^\circ$  to  $6^\circ$ ) while the other is relatively broad ( $10^\circ$  to  $30^\circ$ ), and it sweeps in an azimuth sector (up to  $\pm 100^\circ$ ) [12, 13]. The scan plane is horizontal because of the antenna is stabilized (roll-and-pitch-stabilized). Those features allow supposing that the airborne weather radar in the ground-mapping mode can be also used as a scatterometer for the wind speed and direction retrieval over water.

### 3. Wind Vector Measurement

Let a flying apparatus equipped with an airborne weather radar make a horizontal rectilinear flight with the speed  $V$  at some altitude  $H$  above the mean sea surface, an airborne weather radar operate in the ground-mapping mode as a scatterometer, the radar antenna have different beamwidth in the vertical  $\theta_{a.v}$  and horizontal  $\theta_{a.h}$  planes ( $q_{a.v} > q_{a.h}$ ) as shown in Figure 1, and scan periodically through an azimuth as shown in Figure 2. Also let a delay selection be used to provide a necessary resolution in the vertical plane.

Then, the beam scanning allows selecting a power backscattered by the underlying surface for given incidence angle  $\theta$  from various directions in an azimuth sector, e.g. from directions  $a - 45^\circ$ ,  $\alpha$  and  $a + 45^\circ$  relative to the up-wind direction as represented in Figure 2. Angular (narrow horizontal beamwidth) selection in the horizontal plane along with the delay selection provide angular resolutions in the azimuthal and vertical planes,  $\Delta\alpha$  and  $\Delta\theta$  respectively. As three or four NRCS values obtained from considerably different azimuth directions are quite enough to measure the wind vector over water by intensity of reflected signal [14], airborne weather radar can be used as a scanning scatterometer for recovering the near-surface wind speed and direction.

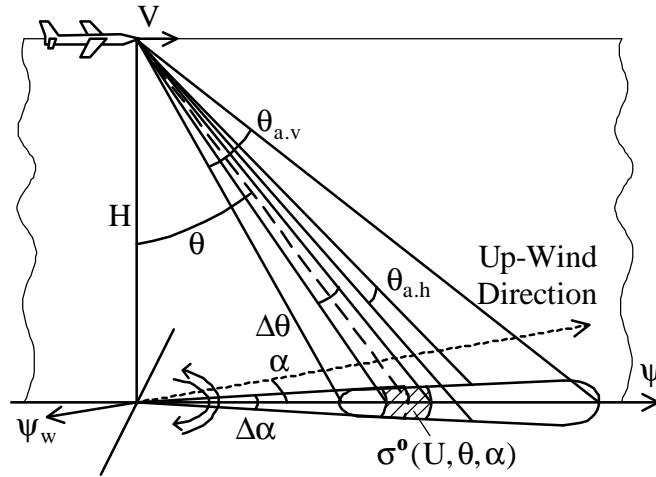


Figure 1. Airborne weather radar beam and selected cell geometry.

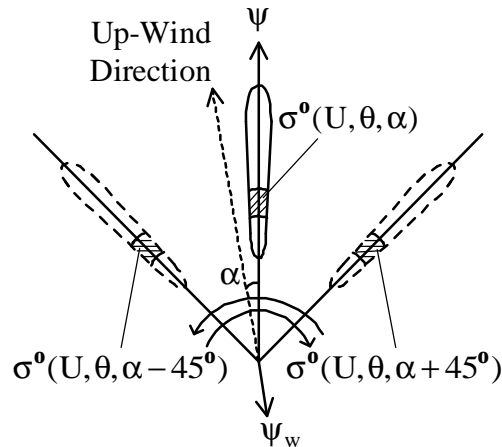


Figure 2. Scanning beam footprints and selected cells.

Let the sea surface wind blow in direction  $\psi_w$ , and the angle between the up-wind direction and the aircraft course  $\psi$  is  $\alpha$ . Let the NRCS model function for middle incident angles be of the form (1). In case of the selected cell is narrow enough in the vertical plane, the NRCS model function for middle incidence angles (1) can be used without any correction for wind measurement while the azimuth angular size of a cell is up to  $15^\circ - 20^\circ$  [15].

Let the NRCS values be obtained only from directions  $a - 45^\circ$ ,  $a$  and  $a + 45^\circ$ . They are  $s^\circ(U, q, a - 45^\circ)$ ,  $s^\circ(U, q, a)$ , and  $s^\circ(U, q, a + 45^\circ)$  respectively. Then, the following algorithm to estimate the wind vector over the sea surface can be proposed.

Using the measuring geometry, equation (1), and taking into account that the azimuth angular size of the selected cells are narrow enough, the following system of equations can be written down

$$\begin{cases} s^\circ(U, q, a - 45^\circ) = A(U, q) + B(U, q) \cos(a - 45^\circ) + C(U, q) \cos(2(a - 45^\circ)), \\ s^\circ(U, q, a) = A(U, q) + B(U, q) \cos a + C(U, q) \cos(2a), \\ s^\circ(U, q, a + 45^\circ) = A(U, q) + B(U, q) \cos(a + 45^\circ) + C(U, q) \cos(2(a + 45^\circ)). \end{cases} \quad (2)$$

From the sum of the first and the third equations of (2) we have



$$\cos \alpha = \frac{s^{\circ}(U, q, \alpha - 45^{\circ}) + s^{\circ}(U, q, \alpha + 45^{\circ}) - 2A(U, q)}{\sqrt{2}B(U, q)} \quad (3)$$

Using (3) and the expression  $\cos(2x) = 2\cos^2 x - 1$ , the second equation of (2) can be represented in the following form

$$s^{\circ}(U, q, \alpha) = (1 + \sqrt{2})A(U, q) + \frac{1}{\sqrt{2}}(s^{\circ}(U, q, \alpha - 45^{\circ}) + s^{\circ}(U, q, \alpha + 45^{\circ})) + C(U, q) \left[ \left( \frac{s^{\circ}(U, q, \alpha - 45^{\circ}) + s^{\circ}(U, q, \alpha + 45^{\circ}) - 2A(U, q)}{B(U, q)} \right)^2 - 1 \right] \quad (4)$$

The wind speed over water can be calculated from (4). Then, two possible up-wind directions relative the course of the flying apparatus can be found from (3). They are

$$\alpha_{1,2} = \pm \arccos \left( \frac{s^{\circ}(U, q, \alpha - 45^{\circ}) + s^{\circ}(U, q, \alpha + 45^{\circ}) - 2A(U, q)}{\sqrt{2}B(U, q)} \right) \quad (5)$$

The unique up-wind direction  $\alpha$  relative the course can be found by substitution of the values  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  into the first and the third equation of the system of equations (2). Finally, the wind direction  $\psi_w$  can be found

$$y_w = y - \alpha \pm 180^{\circ} \quad (6)$$

It is necessary to note that the airborne weather radar in the mode of the wind vector measurement should use the horizontal transmit and receive polarization, and provide the incidence angle of the selected sells  $q \rightarrow 45^{\circ}$  that is explained by better usage of the anisotropic properties of the water surface scattering at middle incidence angles and also by power reasons. For water surfaces, the NRCS falls radically as the incidence angle increases and assumes different values for different conditions of sea state or water roughness while, for most other types of terrain, the NRCS decreases slowly with increase of the beam incidence angle [12]. Or at least, the incidence angle of the selected sells should be in the range of validity for the NRCS model function (1), and should be out of the “shadow” region.

Thus, airborne weather radar employed in the ground-mapping mode as a scatterometer can be used as a measuring instrument of the wind speed and direction over the water surface.

#### 4. Conclusions

The analysis of the airborne weather radar, the backscatter model function and the geometry of wind vector measurements have shown that the wind vector over sea can be measured by an airborne weather radar in the ground-mapping mode in addition to its typical meteorological and navigation application.

For this purpose, angular selection in the horizontal plane along with the delay selection providing angular resolutions in the azimuthal and vertical planes should be used. The horizontal transmit and receive polarization should be used and the incidence angle of the selected sells  $q \rightarrow 45^{\circ}$  should be provided. That is explained by better usage of the anisotropic properties of the water surface scattering at middle incidence angles and by power reasons.

The principle considered and algorithm proposed in the paper can be used for the creation an airborne radar system for operational measurement of the sea roughness characteristics and for safe landing of an amphibious airplane on water, in particular under search-and-rescue missions in the coastal areas or fire fighting in the fire risk regions.

### **Acknowledgments**

I would like to express my sincere thanks to Prof. Dr.-Ing. Arne Jacob, Prof. Dr.-Ing. Klaus Schünemann, Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel, the Technical University of Hamburg-Harburg, the Christian-Albrechts-University of Kiel for their research opportunity provided, and to the Ministry of Education and Science of Russia and the German Academic Exchange Service (DAAD) for their Mikhail Lomonosov research grant.

### **References**

1. R.K. Moore, A.K. Fung, Radar determination of winds at sea, Proceedings of the IEEE, Vol. 67, No. 11, 1979, pp. 1504–1521.
2. Yu. A. Melnik, Radar Methods of the Earth Exploration, Moscow, USSR: Sovetskoye Radio, 1980, 264 p., in Russian.
3. D.B. Chelton, P.J. McCabe, A review of satellite altimeter measurement of sea surface wind speed: With a proposed new algorithm, Journal of Geophysical Research, Vol. 90, No. C3, 1985, pp. 4707–4720.
4. F. Feindt, V. Wismann, W. Alpers, W. C. Keller, Airborne measurements of the ocean radar cross section at 5.3 GHz as a function of wind speed, Radio Science, Vol. 21, No. 5, 1986, pp. 845–856.
5. H. Masuko, K. Okamoto, M. Shimada, S. Niwa, Measurement of microwave backscattering signatures of the ocean surface using X band and Ka band airborne scatterometers, Journal of Geophysical Research, Vol. 91, No. C11, 1986, pp. 13065–13083.
6. V. Wismann, “Messung der Windgeschwindigkeit über dem Meer mit einem flugzeuggetragenen 5.3 GHz Scatterometer,” Dissertation zur Erlangung des Grades eines Doktors der Naturwissenschaften, Universität Bremen, Bremen, Germany, 1989, 119 S.
7. P.H. Hildebrand, Estimation of sea-surface wind using backscatter cross-section measurements from airborne research weather radar, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 32, No. 1, 1994, pp. 110–117.
8. J.R. Carswell, S.C. Carson, R.E. McIntosh, F.K. Li, G. Neumann, D.J. McLaughlin, J.C. Wilkerson, P.G. Black, S.V. Nghiem, Airborne scatterometers: Investigating ocean backscatter under low- and high-wind conditions, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 12, 1994, pp. 1835–1860.
9. M. W. Spencer, J. E. Graf, The NASA scatterometer (NSCAT) mission, Backscatter, Vol. 8, No. 4, 1997, pp. 18–24.
10. A.A. Sosnovsky, I.A. Khaymovich, E.A. Lutin, I.B. Maximov, Aviation radio navigation: Handbook, Moscow, Transport, 1990, 264 p., in Russian.
11. F.J. Yanovsky, Evolution and prospects of airborne weather radar functionality and technology, Proceedings of ICECom 2005, Dubrovnik, Croatia, 2005, pp. 1–4.

12. M. Kayton, W. R. Fried, Avionics navigation systems, New York, John Wiley & Sons, 1997, 773 p.
13. A. A. Sosnovskiy, I. A. Khaymovich, Radio-Electronic Equipment of Flying Apparatuses, Moscow, USSR: Transport, 1987, 256 p., in Russian.
14. A. Nekrassov, Measurement of sea surface wind speed and its navigational direction from flying apparatus, Proceedings of Oceans'97, Halifax, Nova Scotia, Canada, 1997, pp. 83–86.
15. A. Nekrassov, Sea surface wind vector measurement by airborne scatterometer having wide-beam antenna in horizontal plane, Proceedings of IGARSS'99, Hamburg, Germany, Vol. 2, 1999, pp. 1001–1003.

УДК 621.396

**О ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ  
РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ  
ВТОРОГО ПОРЯДКА**

Л.В.Литюк\*, В.И.Литюк\*\*

*Технологический институт Южного федерального университета,  
347922, гор. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А,*

*\* кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем,  
(863-4)37-16-37, [leolit@mail.ru](mailto:leolit@mail.ru)*

*\*\* кафедра радиоприемных устройств и телевидения,  
(863-4)37-16-26, [lityuk@tsure.ru](mailto:lityuk@tsure.ru)*

*Рассматриваются особенности построения многочастотной моноимпульсной радиолокационной станции, использующей сложные сигналы второго порядка.*

Как известно, пеленгование целей, заключающееся в определении направления на цель, является одной из основных задач радиолокации [1]. В настоящее время, в силу своих преимуществ, получил распространение моноимпульсный метод определения направления на цель, суть которого заключается в том, что отраженный импульс содержит полную информацию об угловом положении цели. Для получения подобной информации необходим многоканальный прием, поскольку отраженные от цели сигналы должны одновременно приниматься независимыми каналами приема по каждой координатной плоскости.

Поскольку в моноимпульсных радиолокационных станциях (РЛС) пеленгование осуществляется по одному импульсу в каждой координатной плоскости, то амплитудные флюктуации принимаемого сигнала не оказывают существенного влияния на точность измерения координат.

В зависимости от характера извлечения угловой информации из принимаемых сигналов различают три основных способа определения координат в моноимпульсных системах: амплитудный, фазовый и комплексный [1].

Каждому из этих трех способов присущи те или иные недостатки.

Для амплитудных моноимпульсных систем нестабильность и неидентичность амплитудных характеристик каналов приводит к искажению пеленгационной характеристики и, как следствие, к ошибке в определении направления на цель, что является основным недостатком.

В фазовых моноимпульсных системах влияние неидентичности амплитудных характеристик независимых каналов приема устраняется либо за счет применения ограничителей, либо за счет введения независимых регулировок усиления. Однако при этом возникает неоднозначность определения основного направления пеленгационной характеристики из-за появления ложных равносигнальных направлений, что является недостатком этого способа.

В комплексном способе определения пространственных координат используют амплитудно-фазовый (комплексный) метод пеленгования за счет сравнения амплитуд и фаз сигналов, принимаемых двумя антеннами. Этот способ во многом лишен недостатков амплитудного и фазового способов, но требует обработки сигналов на высокой частоте в кольцевом волноводном мосте, а также наличия независимых каналов приема, что является его недостатком.

Как показано в [1], операцию вычисления отношения двух сигналов реализуют при помощи устройства называемого угловым дискриминатором. Известны амплитудные, фазовые и комбинированные, амплитудно-фазовые дискриминаторы. Соответственно, для трех различных способов пеленгования и трех видов дискриминаторов возможны девять видов моноимпульсных систем.

Наибольшее распространение получили амплитудно-амплитудные, фазово-фазовые, амплитудные суммарно-разностные и фазовые суммарно-разностные моноимпульсные системы.

Несмотря на то, что наиболее высокими качественными показателями обладают амплитудные суммарно-разностные моноимпульсные системы, обработка сигналов осуществляется в волноводном мосте и требует наличия двух независимых каналов приема. Для решения проблемы идентичности каналов приема используют подход, основанный на объединении суммарного и разностного приемных каналов в одном усилителе промежуточной частоты путем их размещения на соседних частотах [1]. Это позволяет повысить точность пеленгования. При этом точность пеленгования становится в значительной степени зависящей от точности реализации волноводного моста.

Отметим, что в настоящее время моноимпульсные РЛС пеленгования для повышения характеристик используют сложные сигналы первого порядка (ССПП), т.е. такие сигналы, у которых в каждый момент на частотно-временной плоскости находится одно значение частоты. Недостатком ССПП является то, что всегда присутствуют боковые лепестки (БЛ) в сжатом сигнале, который описывается автокорреляционной функцией (АКФ), а в случае использования ансамблей таких сигналов, их взаимокорреляционные функции (ВКФ) не равны нулю.

Как показано в [2, 3], сложные сигналы второго порядка (ССВП), т.е. такие сигналы у которых в каждый момент времени на частотно-временной плоскости находятся два значения частоты, обладают рядом свойств, которые недоступны ССПП.

К таким свойствам относят то, что суммарная АКФ ССВП имеет вид « $\delta$ -функции», т.е. не имеет БЛ вдоль оси времени, а их суммарные ВКФ «ортогональны в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге». Указанные свойства обеспечиваются при одинаковости начальных фаз обрабатываемых ССВП.

В работе [4] рассмотрено использование свойств ССВП в моноимпульсных РЛС пеленгования. Показано, что применение ССВП позволяет использовать один канал приема и производить обработку по комплексной огибающей каждого ССПП, составляющих ССВП.

Целью данной работы является рассмотрение особенностей построения моноимпульсной РЛС пеленгования, использующей ССВП, и моделирования алгоритма обработки указанных сигналов для проверки правильности использованных теоретических предпосылок и оценки влияния шумов на эффективность работы анализируемой системы.

Будем полагать, что рассматриваемая моноимпульсная РЛС, использующая ССВП, осуществляет пеленгование цели в азимутальной плоскости. Особенностью такой РЛС является то, что она является многочастотной. Каждый из ССПП, составляющих ССВП, излучается своим облучателем антенны так, чтобы образовалась диаграмма направленности (ДН) с требуемым отклонением от оси визирования. При этом по каждому из двух пространственных каналов излучается по две частоты, каждая из которых модулируется своей кодовой последовательностью, т.е. излучается четыре кодовых последовательности.

Для получения на приемном конце равенства начальных фаз поступивших на обработку ССВП, необходимо обеспечивать излучение таких многочастотных импульсов, у которых все несущие частоты в момент излучения имеют одинаковую начальную фазу. Для обеспечения указанного требования было предложено в моноимпульсной РЛС пеленгования дополнительно ввести третий облучатель, формирующий ДН по направлению оси визирования и который излучает опорные сигналы с соответствующими одинаковыми законами модуляции по фазе еще на двух частотах. Для определенности положим, что дополнительно введенные третья и четвертая частоты, модулируемые опорными сигналами, расположены выше первой и второй частот соответственно. Разность частот между третьей и первой частотами равна разности частот между четвертой и второй частотами соответственно, т.е.  $\Delta f = f_3 - f_1 = f_4 - f_2$ .

Отметим, что подобный алгоритм формирования и обработки описан в работе [5].

Предложенный подход позволяет сформировать, излучить и принять ССВП, которые после соответствующей предварительной обработки

располагаются на двух соседних частотах и усиливаются одновременно в одном усилителе промежуточной частоты (УПЧ). При этом отпадает необходимость в использовании кольцевого волноводного моста.

На последнем этапе предварительной обработки осуществляется расфилтрование и перенос сигналов, расположенных на разных частотах в полосе УПЧ, на нулевые частоты с одновременным формированием квадратурных составляющих.

Полученные квадратурные компоненты подвергаются аналого-цифровому преобразованию и полученные цифровые данные поступают на наборы соответствующих согласованных фильтров (СФ), где происходит их обработка. Сигналы, получающиеся после обработки на выходах соответствующих СФ, суммируются.

В результате на выходах сумматоров двух каналов появляются отклики, амплитуды которых пропорциональны отклонению пеленгуемой цели от равносигнального направления и зависят от форм амплитудных диаграмм направленности (ДН)  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ , где  $\theta$  – угол между равносигнальным направлением и направлением на цель.

Будем полагать, что используется аддитивный алгоритм амплитудного пеленгования, который имеет вид [1]

$$r_a(\theta) = \frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)}, \quad (1)$$

где  $r_a(\theta)$  – пеленгационная характеристика (ПХ) углового дискриминатора.

Для проверки правильности сделанных теоретических положений было проведено моделирование работы углового дискриминатора моноимпульсной РЛС пеленгования. (Моделирование алгоритма работы моноимпульсной РЛС пеленгования в среде VisSim проводил А.Н.Журба). Полагалось, что формы ДН в районе равносигнального направления на цель линейны. Для моделирования двух ССВП использовались четыре ССПП, каждый из которых имеет вид  $A=[1 \ 1 \ -1 \ 1]$ ,  $B=[1 \ -1 \ -1 \ -1]$ ,  $C=[1 \ 1 \ 1 \ -1]$ ,  $D=[1 \ -1 \ 1 \ 1]$ . (2)

Полагалось, что сигналы А и С излучаются на одной частоте разными облучателями, а сигналы В и D на другой частоте также разными облучателями. При этом одним облучателем излучаются сигналы А и В, а другим – сигналы С и D.

Структурная схема алгоритма моделирования моноимпульсной РЛС пеленгования с суммарно-разностной обработкой изображена на рис. 1.

Полагается, что в передающей части формируется сигнал  $\mathcal{K}(t)$  характеристики которого приближаются по форме к цифровой « $\delta$ -функции». Сигнал  $\mathcal{K}(t)$  подается одновременно на четыре формирующих фильтра (ФФ), а именно – ФФА, ФФВ, ФФС и ФФД, импульсные характеристики (ИХ) которых  $\mathcal{K}_A(t)$ ,  $\mathcal{K}_B(t)$ ,  $\mathcal{K}_C(t)$  и  $\mathcal{K}_D(t)$  соответственно и определяются кодовыми последовательностями (2). Получаемые на выходах ФФ сигналы  $\mathcal{K}_A(t)$ ,  $\mathcal{K}_B(t)$ ,

$\mathcal{E}_c(t)$  и  $\mathcal{E}_d(t)$  суммируются так, как показано на рис. 1, и «излучаются» в эфир. В эфире к этим сигналам добавляются помеховые реализации  $\mathcal{E}_{ab}(t)$  и  $\mathcal{E}_{cd}(t)$  в «частотных» каналах  $a$  и  $b$  в результате чего образуются сигналы  $\mathcal{E}_{AB}(t)$  и  $\mathcal{E}_{CD}(t)$ .

Сигналы  $\mathcal{E}_{AB}(t)$  и  $\mathcal{E}_{CD}(t)$  поступают на СФА, СФИ, СФС и СФД, как показано на рис. 1, где происходит их обработка. Полученные на выходах соответствующих СФ результаты в виде  $\mathcal{E}_A(t)$ ,  $\mathcal{E}_B(t)$ ,  $\mathcal{E}_C(t)$  и  $\mathcal{E}_D(t)$  поступают на сумматоры. На выходах этих сумматоров выделяются сигналы в виде  $\mathcal{A}(t) = \mathcal{E}_A(t) + \mathcal{E}_C(t)$  и  $\mathcal{B}(t) = \mathcal{E}_B(t) + \mathcal{E}_D(t)$ .

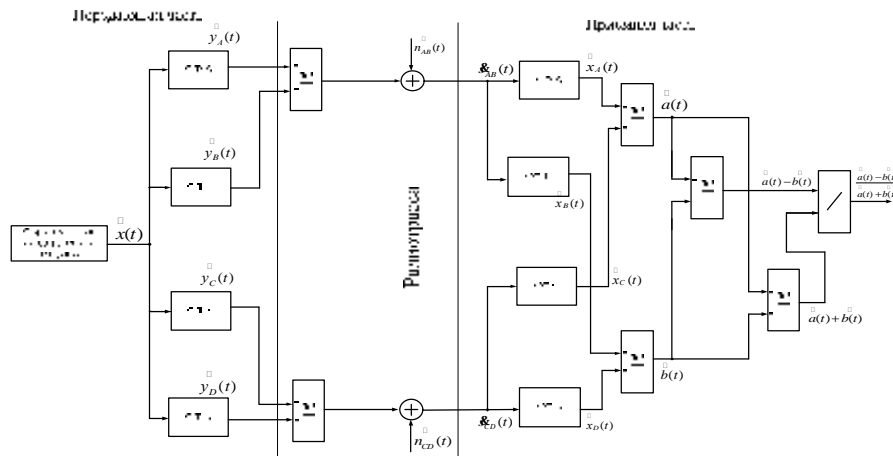


Рис.1. Структурная схема алгоритма моделирования моноимпульсной РЛС пеленгования с суммарно-разностной обработкой

В результате свойств используемых ССВП происходит разделение информации таким образом, что сигнал  $\mathcal{A}(t)$  соответствует напряженности поля в точке приема от ДН  $F_1(\theta)$ , а сигнал  $\mathcal{B}(t)$  – от ДН  $F_2(\theta)$ .

Тогда, для получения результата, описываемого выражением (1), необходимо сформировать сумму  $\mathcal{A}(t) + \mathcal{B}(t)$  (суммарный канал приема) и разность  $\mathcal{A}(t) - \mathcal{B}(t)$  (разностный канал приема) моделируемой моноимпульсной РЛС пеленгования так, как показано на рис. 1. Подавая полученные результаты на блок деления разности на сумму, производится моделирование выражения (1).

На рис. 2 показаны результаты моделирования рассматриваемого алгоритма для случая нахождения цели на равносигнальном направлении на выходе суммарного канала (рис. 2,а), разностного канала (рис. 2,б) и на выходе углового дискриминатора (рис. 2,в) и когда отсутствуют помеховые реализации.

Для построения ПХ было смоделировано нарастание амплитуды сигнала по линейному закону одного из отраженных от цели сигналов. Это равносильно отклонению цели от равносигнального направления.

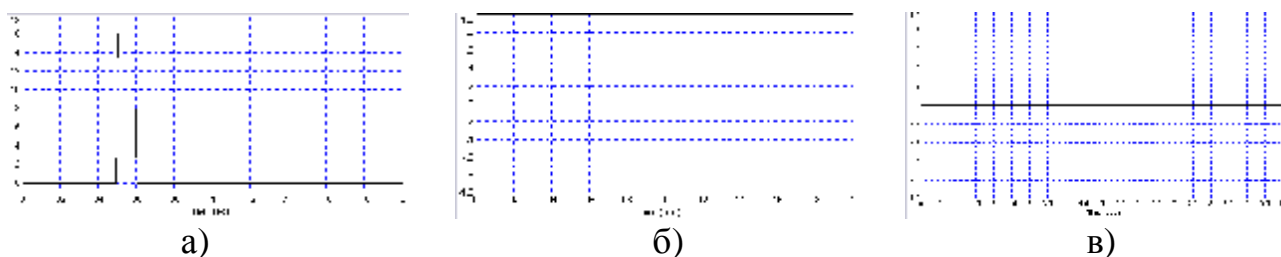


Рис. 2. Результаты моделирования алгоритма работы моноимпульсной РЛС пеленгования при отсутствии помеховых реализаций и нахождении цели на равносигнальном направлении

а) суммарный канал; б) разностный канал; в) выход углового дискриминатора.

На рис. 3 показаны результаты моделирования суммарного канала (рис. 3,а), разностного канала (рис. 3,б) в отсутствии помеховых реализаций.

На рис. 4 представлены результаты моделирования работы углового дискриминатора в виде ПХ при различных величинах уровней входных сигналов при отсутствии помеховых реализаций (на рис. 4,а уровень входного сигнала меньше в два раза по сравнению с рис. 4,б).

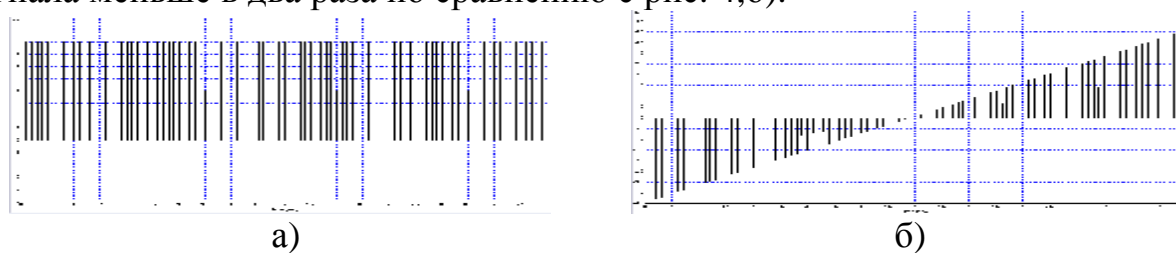


Рис. 3. Результаты моделирования суммарного (рис. 3,а) и разностного (рис.3,б) каналов в отсутствии помеховых реализаций

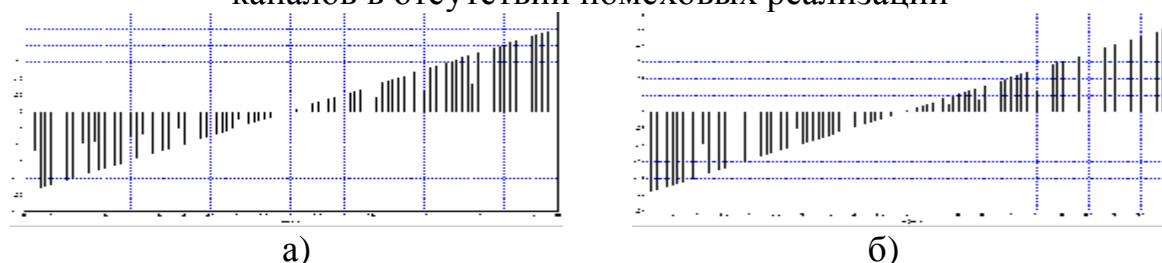


Рис. 4. Пеленгационная характеристика моноимпульсной РЛС, получаемая на выходе углового дискриминатора в отсутствии помеховых реализаций  
а) уровень входного сигнала равен 1; б) уровень входного сигнала равен 2

Видно, что форма ПХ и ее крутизна не зависят от уровня входного сигнала, а выходной отклик углового дискриминатора равен нулю на равносигнальном направлении.

Проведена проверка эффективности работы алгоритма рассматриваемой моноимпульсной пеленгационной РЛС в условиях воздействия помеховых реализаций.

На рис. 5 показаны результаты моделирования и получены ПХ при отношении сигнал/шум на входе для  $q=10$  (рис. 5,а) и  $q=5$  (рис.5,б).



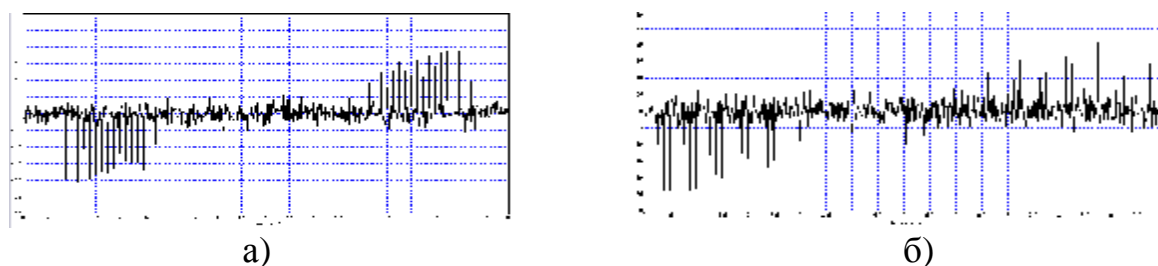


Рис. 5. Пеленгационные характеристики при воздействии помеховых реализаций для  $q=10$  (рис. 5,а) и  $q=5$  (рис.5,б).

Таким образом, можно сделать вывод о том, что полученные результаты полностью подтверждают возможность использования ССВП в моноимпульсных пеленгационных РЛС.

### Литература

1. А.И.Леонов, К.И.Фомичев. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
2. В.И.Литюк, Л.В.Литюк. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН–ПРЕСС, 2007. – 592 с.
3. В.И.Литюк, Л.В.Литюк. Введение в основы теории математического синтеза ансамблей сложных сигналов: Учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 80 с.
4. Л.В.Литюк, В.И.Литюк. Об особенностях построения моноимпульсной РЛС, использующей сложные сигналы второго порядка//Известия ТРТУ. Специальный выпуск «Материалы ЛП научно-технической конференции ТРТУ». – Таганрог: Изд-во ТРТУ, №9(64), 2006. – С. 30-31.
5. Литюк Л.В. Синтез и обработка радиолокационного многочастотного сложного сигнала//Материалы Международной научно-технической и научно-методической интернет-конференции в режиме off-line «Проблемы современной системотехники». – Таганрог: Изд-во Ступина А.Н. 2007. – С. 71-76.

УДК 621.396

## О НЕКОТОРЫХ НОВЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОЙ УГЛОВОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

Л.В.Литюк

*Технологический институт в гор. Таганроге Южного федерального университета,*

*347922, гор. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А,  
кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, тел. (863-4)37-16-37, e-mail: [leolit@mail.ru](mailto:leolit@mail.ru)*

*Рассматривается повышение эффективности радиолокационной станции с синтезированием апертуры антенны использующей сложные сигналы второго порядка.*

Известные методы импульсной радиолокации теоретически позволяют получать высокие показатели по разрешающей способности по дальности и угловой координате радиолокационными станциями (РЛС), устанавливаемыми на летательных аппаратах, за счет применения сложных сигналов (СС) и использования режима синтезирования апертуры антенны (СА). Такие радиолокаторы получили название радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА).

При этом достижение разрешающей способности по дальности и углу места равной нескольким сантиметрам на больших расстояниях до цели в настоящее время является затруднительным. Это связано с тем, что указанная разрешающая способность по дальности требует ширины полосы частот, занимаемой зондирующим сигналом, до единиц Гигагерц, а достижение высокой разрешающей способности по углу требует использования режима фокусированной обработки при синтезировании антенны и больших времен когерентного накопления принимаемых сигналов.

Указанные требования в реальных условиях достаточно сложно обеспечить из-за воздействия различного рода дестабилизирующих факторов. Следует сказать, что к настоящему времени задача получения высокой разрешающей способности по дальности может быть достаточно успешно решена за счет использования Гигагерцового диапазона частот. В тоже время задача достижения высокой разрешающей способности по углу места, сравнимой с разрешающей способностью по дальности, по-прежнему не получила удовлетворительного технического решения.

Одним из путей решения указанной задачи является использование подхода, описанного в [1] и суть которого заключается в следующем.

Очевидно, что если приблизить РЛС к цели и определять ее координаты с высокой точностью, то можно существенно понизить требования к режиму фокусированной обработки. Как показано в [1], для этого импульсная маломощная РЛС, работающая в Гигагерцовом диапазоне частот, помещается на беспилотный летательный аппарат (БЛА) типа «Rafter».

Известно, что БЛА типа «Rafter» обладают возможностью находиться в воздухе в районе расположения цели в течение интервала времени, превышающего сутки, практически бесшумны и имеют крайне незначительную эффективную поверхность рассеивания. Кроме того, имеющаяся на борту БЛА система навигации, использующая сигналы глобальной навигационной системы (global position system – GPS), принципиально позволяет определять его местоположение с точностью до сантиметров [2]. Это позволяет БЛА с РСА с такой же точностью определять координаты целей как по угловой координате, так и по дальности.

Кроме того, система GPS позволяет с высокой точностью компенсировать доплеровский сдвиг, связанный с движением БЛА. Используемая система управления этого БЛА позволяет обеспечить доставку в область расположения цели РСА, координаты которого в пространстве в каждый момент времени известны с высокой точностью. Получаемая радиолокационная информация по

каналу связи передается на пункт управления с целью осуществления непрерывного наблюдения за целью.

Указанные обстоятельства позволяют существенно понизить требования к параметрам используемой на борту БЛА РСА по получению высокой разрешающей способности по углу места, поскольку находится в непосредственной близости от цели (порядка нескольких сотен метров).

Последнее позволяет использовать нефокусированный режим обработки, что существенно снижает количество операций при использовании бортового вычислительного устройства и позволяет использовать последовательность СС, каждый из которых в ансамбле имеет свой закон внутриимпульсной модуляции.

В работе [3] рассмотрено применение цифровой многопроцессорной обработки ансамблей сложных сигналов высокого порядка (АССВП) в радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения.

В работе [4] рассмотрен «квазифокусированный» алгоритм обработки сигналов в РСА, позволяющий сократить количество вычислительных операций до величин, сравнимых с нефокусированной обработкой, и получить характеристики углового разрешения близкие к результатам, получаемым при фокусированной обработке.

Отметим следующее важное обстоятельство. Отличительной особенностью алгоритма работы РСА на борту БЛА, предлагаемого в [1], является использование режима *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM), суть которого состоит в следующем. Используемый фазоманипулированный (ФМ) сигнал с полосой занимаемых частот  $F_{\max}$  перед излучением подвергается в вычислительном устройстве операции обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В результате проведения операции ОБПФ, полученные спектральные составляющие ФМ сигнала в частотной области располагаются так, чтобы каждая из них находилась бы одновременно на двух позициях на частотной оси с одинаковыми номерами. При этом номера позиций имеют разные знаки относительно нулевой точки, соответствующей нулевой частоте.

При подобном расположении спектральных составляющих обеспечивается следующее условие, а именно – действительные части спектральных компонент ФМ сигнала имеют одинаковые знаки, а мнимые – противоположные. Подобная предварительная процедура формирования излучаемого ФМ сигнала приводит к расширению его спектра в два раза. Спектр ФМ сигнала располагается в диапазоне частот  $\pm F_{\max}$ . Сформированный указанным образом сигнал излучается в эфир.

Отметим, что подобный спектр имеет сигнал, подвергающийся балансной модуляции во временной области. Поскольку первичный сигнал был ФМ сигнал, то излучаемый сигнал имеет ярко выраженный шумоподобный характер.

Известно, что при демодуляции такого сигнала во временной области он имеет только действительную составляющую. Это делает, в случае применения

подобного подхода в РСА, возможным использовать режим нефокусированной обработки принимаемых ФМ сигналов, которые, после приема, предварительно подвергаются операции прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Высокая разрешающая способность по углу достигается в силу близости РСА к цели, а высокая энергетика обеспечивается за счет применения широкополосных сигналов с большой длительностью, т.е. большой базой. Это позволяет устанавливать на БЛА РСА с малой излучаемой мощностью, что обеспечивает высокую скрытность работы системы.

Тем не менее, недостатком рассмотренного в работе [1] подхода является то, что используемые ФМ сигналы с большой длительностью имеют после обработки достаточно большой уровень боковых лепестков (БЛ), которые искажают получаемые результаты.

Целью работы является рассмотрение возможности использования сложных сигналов второго порядка (ССВП), являющихся частным случаем АССВП, и особенности алгоритма их обработки для повышения характеристик РСА, устанавливаемого на БЛА.

Как указывалось, ССВП представляют собой пару дополнительных кодовых последовательностей (ДКП), суммарная автокорреляционная функция (АКФ) которых имеет вид цифровой « $\delta$ -функции» на временной оси. При этом указанной свойство сохраняется при любых длительностях каждой из ДКП, кратных степени числа два, т.е.  $N = 2^n$ , где  $n = 2, 3, 4, \dots$  [3].

Тогда, используя подход, предложенный в [1], можно повысить эффективность РСА на БЛА за счет использования ССВП.

Алгоритм работы такого РСА следующий. Расположим на временной оси последовательно друг за другом два ФМ сигнала, каждый из которых состоит из  $N$  отсчетов, представляет собой сложный сигнал первого порядка (ССПП), и из которых состоит ССВП.

Будем полагать, что доплеровский сдвиг, возникающий при обработке принимаемых РСА сигналов за счет движения БЛА, скомпенсирован. Аналогично тому, как было предложено в [1], подвергаем операции ОБПФ сформированную указанным образом временную реализацию, состоящую из  $2N$  отсчетов. Полученные, после выполнения операции преобразования, в частотной области  $2N$  комплексных спектральных отсчетов ФМ сигнала располагаются на оси частот зеркально-симметрично друг относительно друга. При этом образуется  $4N + 1$  отсчет вдоль оси частот. Нулевой номер не имеет спектральных компонент. На остальных номерах от номера  $-2N$  до номера  $2N$  располагаются, как указывалось выше, спектральные компоненты таким образом, чтобы их действительные части были одинаковые, а мнимые – комплексно-сопряженные на одинаковых номерах расположения в частотной области.

Преобразуя в цифроаналоговом преобразователе действительную и мнимую компоненты сформированного указанным образом сигнала, перемножая их на действительную и мнимую компоненты высокочастотного несущего колебания, производим суммирование по высокой частоте

полученных составляющих сигнала. Полученный после суммирования на высокой частоте сигнал излучается в эфир.

После приема сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, он подвергается предварительной обработки в радиоприемном устройстве (РПрУ). На выходе РПрУ принимаемое колебание подвергается ряду преобразований, в результате которых образуются цифровые квадратурные составляющие, спектры которых расположены в области нулевой частоты.

Полученные квадратурные компоненты поступают на вычислительное устройство, где подвергаются операциям БПФ. В результате для каждого из элементов дальности получаются  $4N+1$  отсчетов, которые располагаются на номерах от  $-2N$  до  $2N$ . При этом один элемент нулевой и разделяет две группы по  $2N$  комплексных отсчетов во временной области. Полученные отсчеты, расположенные на одинаковых номерах без учета знаков, являются комплексно-сопряженными.

Комплексно-сопряженные отсчеты суммируются друг с другом, в результате чего получается  $2N$  действительных отсчетов. Очевидно, что действительные отсчеты, расположенные на номерах позиций с 1-й по  $N$ -ю будут соответствовать принятому отраженному от подстилающей поверхности ФМ сигналу, описываемому первой ДКП, а действительные отсчеты, расположенные на номерах позиций с  $(N+1)$ -й по  $2N$ -ю, будут соответствовать принятому отраженному от подстилающей поверхности ФМ сигналу, описываемому второй ДКП.

Полученные указанным образом ФМ сигналы разделяются, т.е. формируется два сигнала длительностью по  $N$  отсчетов каждый. Каждый из этих ФМ сигналов поступает на соответствующий согласованный фильтр (СФ). Результаты обработки в СФ по каждому элементу дальности суммируются, в результате чего образуется отсчет, описываемый суммарной АКФ у которого отсутствуют БЛ по оси дальности.

Полученный результирующий сигнал длительностью  $\tau_u$ , определяемый из требования получения заданной разрешающей способности по дальности и равный длительности дискрета ФМ сигнала, поступает на суммирующее устройство, где происходит его суммирование с ранее обработанными указанным образом сигналами.

Таким образом, использование ССВП позволяет повысить помехоустойчивость РСА на БЛА за счет использования свойств ССВП, поскольку отсутствие БЛ в суммарной АКФ не приводит к искажениям радиолокационного изображения.

Определим некоторые характеристики РСА на БЛА, ориентируясь на возможность определения местоположения объекта при помощи системы ГЛОНАСС.

Линейная разрешающая способность  $dl_{нф}$  в поперечном направлении вдоль траектории полета БЛА с нефокусированной апертурой определяется в виде [5–7]

$$dl_{нф} = \frac{\sqrt{IR_0}}{2}$$

Зададимся длиной волны  $\lambda = 10 \text{ мм}$ , а дальность до поверхности земли положим  $R_0 = 1000 \text{ м}$ . Тогда нетрудно получить, что величина

$$dl_{нф} = 5 \text{ м}$$

Очевидно, что наиболее интересен случай максимальной дальности от БЛА до цели. Очевидно, что тогда можно будет пренебречь величиной угла визирования. При этих условиях дальность до цели должна быть на порядок больше величины расстояния до земной поверхности. Тогда, полагая  $R_0 = 10000 \text{ м}$ , будем иметь

$$dl_{нф} = 15,8 \text{ м}$$

Разрешающая способность по дальности, в предположении малости угла визирования, определяется выражением

$$\delta R = \frac{c\tau_u}{2}$$

Тогда требуемая полоса частот излучаемого сигнала  $\Delta F = \frac{1}{\tau_u}$  при условии одинаковой величины разрешающей способности по дальности и угловой координате, т.е. при условии  $\delta l_{нф} = \delta R$ , должна быть равной

$$\Delta F = \frac{c}{2\delta R} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 15,8} \approx 9,5 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 9,5 \text{ МГц}$$

Максимальное число элементов синтезированной антенной решетки, включая элементы, расположенные слева и справа, относительно точки, условно принятой за ту точку, направление на которую в момент времени  $t = 0$  оказывается строго перпендикулярным линейной траектории полета БЛА, будет

$$2M_{\max нф} = \frac{\sqrt{IR_0}}{vT_n} = \frac{\sqrt{IR_0}}{\Delta x}$$

где  $v$  – скорость полета БЛА в  $\text{м/с}$ ,  $T_n$  – период повторения зондирующих импульсов в  $\text{с}$ ,  $\Delta x$  – путь, пролетаемый БЛА между элементами синтезируемой антенной решетки в  $\text{м}$ .

Тогда, при скорости БЛА  $v = 36 \text{ км/час} = 10 \text{ м/с}$ , периоде повторения зондирующих импульсов  $T_n = 10^{-4} \text{ с}$ , величина  $\Delta x = 10^{-3} \text{ м}$ , откуда

$$2M_{\max нф} = \frac{\sqrt{IR_0}}{vT_n} = \frac{\sqrt{IR_0}}{\Delta x} = \frac{15,8}{10^{-3}} = 15800 \text{ элементов.}$$

В настоящее время отечественная система ГЛОНАСС позволяет определять местоположение объектов с точностью порядка  $20 \text{ м}$ .

Приведенные расчеты показывают, что при выбранных параметрах зондирующих ФМ сигналов в виде ССВП достаточно просто решить задачу высокоточного определения координат целей на поверхности земли при

использовании простых методов синтезирования ДН антенн. Получающаяся разрешающая способность по двум координатам не превышает точности, обеспечиваемой системой ГЛОНАСС.

Также можно сделать вывод о том, что возможно использование современной цифровой элементной базы для получения требуемых характеристик.

Проведенные расчеты показывают, что вполне возможно организация передачи информации с борта БЛА отдельными кадрами, величина каждого из которых по двум координатам может составлять величину порядка  $512 \times 512$  элементов. Такие массивы данных достаточно просто обрабатываются при помощи двумерных алгоритмов БПФ, как показано в [3]. Очевидно, что в этом случае передаваемое изображение будет изменяться скачкообразно.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что использование описанного в данной работе подхода, основанного на использовании технологии OFDM и сигналов, получаемых от спутниковых навигационных систем, позволило использовать в РСА ФМ сигналы. Применение в РСА на БЛА ССВП позволяет повысить помехоустойчивость таких систем за счет их уникальных свойств, а именно – отсутствия БЛ в сжатых обрабатываемых сигналах.

## Литература

1. Garmatyuk D.S. Simulated Imaging Performance of UWB SAR based on OFDM//Proc. 2006 IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband (ICUWB 2006). Waltham, MA, September 24–27, 2006.
2. Ипатов В.П. Широкополосные сигналы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения/Пер. с англ.; Под ред В.П.Ипатова. – М.: «Техносфера», 2007. – 488 с. (Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Application. John Wiley & Sons, Ltd. 2005).
3. Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН–ПРЕСС, 2007. – 592 с.
4. Литюк Л.В., Литюк В.И. Алгоритм цифровой обработки сигналов в радиолокаторах с квазифокусированным синтезированием апертуры антенны /В кн. Практические аспекты цифровой обработки сигналов. = Practical aspects of digital signal processing: монография/Под ред. В.И.Марчука. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – 207 с. Глава 3. С. 49–60.
5. Радиолокационные станции бокового обзора / А.П.Реутов, Б.А.Михайлов, Г.С.Кондратенков, В.Б.Бойко. Под ред. А.П.Реутова. – М.: Сов. радио, 1970. – 370 с.
6. Радиолокационные станции обзора Земли / Г.С.Кондратенков, В.А.Потехин, А.П.Реутов, Ю.А.Феоктоистов. Под ред. Г.С.Кондратенкова. – М. Радио и связь, 1983. – 272 с.
7. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н.Антипов, В.Т.Горяинов, А.Н.Кулиш и др.; Под ред. В.Т.Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.

## МОМЕНТЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ ПЕРИОДИЧЕСКИ НЕСТАЦИОНАРНОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ.

В.Т. Лобач

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

Для оценки моментов распределения амплитуды и фазы периодически нестационарного сигнала необходимо знать моменты распределения квадратурных составляющих. Для определения двумерного закона распределения квадратурных составляющих необходимо вычислить их средние значения, дисперсии и коэффициент взаимной корреляции  $K_{xy}$ .

Как следует из [1], средние значения и дисперсии квадратурных составляющих соответственно равны

$$\begin{aligned}
 m_{1x} &= \frac{Q}{2z_0} \cos(2kz_0); & m_{2y} &= -\frac{Q}{2z_0} \sin(2kz_0); \\
 s_{1x}^2 &= \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \int_0^\infty S(m) \exp\left[-\frac{m^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] dm - \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \times \\
 &\times \int_0^\infty S(m) \exp\left[-\frac{m^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] \cos\left[4kz_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m^2}{2kg}\right)^2} \left(1 - \frac{Dz}{2z_0}\right)\right] dm, \\
 s_{2x}^2 &= \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \int_0^\infty S(m) \exp\left[-\frac{m^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] dm + \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \times \\
 &\times \int_0^\infty S(m) \exp\left[-\frac{m^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] \cos\left[4kz_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m^2}{2kg}\right)^2} \left(1 - \frac{Dz}{2z_0}\right)\right] dm.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Где  $Q$  - множитель, определяющий энергетику задачи;

$k$  - волновое число;

$z_0$  - высота расположения приемо-передающей антенны над отражающей поверхностью;

$S(m)$  - частотный энергетический спектр морских волн;

$m$  - частота колебаний морской поверхности;

$g$  - земное ускорение силы тяжести;

$q_a$  - ширина диаграммы направленности приемо-передающей антенны.

Для упрощения соотношений (1), в пределах полосы частот спектра морS( $\mu$ ), можно положить



$$\exp(-2N) = \exp\left[-\frac{m^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] \approx 1. \quad (2)$$

Это приближенное равенство тем более справедливо, поскольку отличие  $\exp(-2N)$  от единицы может иметь место только на высоких частотах  $\mu$ , где исследуемая периодическая нестационарность отраженного сигнала мало проявляется. Тогда

$$s_x^2 = 0,5 \left(\frac{Qk s_h}{z_0}\right)^2 (1+a); \quad s_y^2 = 0,5 \left(\frac{Qk s_h}{z_0}\right)^2 (1-a),$$

где

$$a = -\frac{1}{s_h^2} \int_0^\infty S(m) \cos\left[4kz_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m^2}{2kg}\right)^2} \left(1 - \frac{Dz}{2z_0}\right)\right] dm = -\frac{U_c}{s_h^2} \quad \text{параметр}$$

нестационарности;

$s_h^2$  - дисперсия ординат морской поверхности.

Определим коэффициент взаимной корреляции квадратурных составляющих

$$K_{xy} = \overline{(E_x - m_x)(E_y - m_y)} = \frac{Q^2}{4z_0^2} \sum_{l1} \sum_{h1} ka_{l1h1} \exp\left[-\frac{m_{l1}^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] \times$$

$$\times \cos\left(P_{l1} \left(\frac{Dx}{2} \cos g_{h1} + \frac{Dy}{2} \sin g_{h1}\right) - m_{l1}t - e_{l1h1}\right) \sin\left[2k \sqrt{1 - \left(\frac{m_{l1}^2}{2kg}\right)^2} \left(z_0 - \frac{Dz}{2}\right)\right] \times$$

$$\times \sum_{l2} \sum_{h2} 2ka_{l2h2} \exp\left[-\frac{m_{l2}^4}{2k^2 g^2} \left(\frac{2,76}{q_a^2} + 0,75\right)\right] \times$$

$$\times \cos\left(P_{l2} \left(\frac{\Delta x}{2} \cos g_{h2} + \frac{\Delta y}{2} \sin g_{h2}\right) - m_{l2}t - e_{l2h2}\right) \cos\left[2k \sqrt{1 - \left(\frac{m_{l2}^2}{2kg}\right)^2} \left(z_0 - \frac{\Delta z}{2}\right)\right], \quad (3)$$

где  $a_{lh}$ ,  $P_{lh}$ ,  $m_{lh}$ ,  $g_{lh}$ ,  $e_{lh}$  - соответственно, амплитуды волновые числа, частоты, направления распространения, начальные фазы спектральных составляющих морского волнения;

$\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  - пространственное разнесение приемной и передающей антенн вдоль координатных осей  $Ox$ ,  $Oy$ ,  $Oz$ , соответственно.

Выполнив в (3) операцию усреднения по времени, обозначенную чертой сверху, отличными от нуля получим только слагаемые, у которых  $l1=l2=1$ ,  $\eta1=\eta2=\eta$ .

$$K_{xy} = \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \sum_l \sum_h \frac{a_{lh}^2}{2} \exp(-2N_e) \sin \left[ 4k \sqrt{1 - \left( \frac{m_{l1}^2}{2kg} \right)^2} \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right].$$

Переходя от суммирования к интегрированию и учитывая (2) получим

$$K_{xy} = \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} \int_0^\infty S(m) \sin \left[ 4k \sqrt{1 - \left( \frac{m_{l1}^2}{2kg} \right)^2} \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \right].$$

Тогда, нормированный коэффициент взаимной корреляции запишем в виде

$$c_{xy} = \frac{K_{xy}}{s_x s_y} = \frac{1}{s_h^2 \sqrt{1-a^2}} \int_0^\infty S(m) \sin \left[ 4k \sqrt{1 - \left( \frac{m_{l1}^2}{2kg} \right)^2} \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] dm. \quad (4)$$

Для моментов квадрата огибающей, запишем [1]

$$\begin{aligned} m_s &= m_x^2 + m_y^2 + s_x^2 + s_y^2 = \left( \frac{Q}{2z_0} \right)^2 (1 + 4k^2 s_h^2); \\ D_s &= 2s_x^2 + 2s_y^2 + 4m_x^2 s_x^2 + 4m_y^2 s_y^2 + 4s_x^2 s_y^2 c_{xy}^2 + 8s_x s_y m_x m_y c_{xy} = \\ &= \left( \frac{Qk s_h}{z_0} \right)^4 (1 + a^2) + 0,5 \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 (k s_h)^2 + 0,5a \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 (k s_h)^2 \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] + \\ &+ \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 U_s^2 - 0,5a \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 U_s^2 k^2 \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] = \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 \left\langle k^4 s_h^4 + k^4 (U_c + U_s) + 0,5k^2 s_h^2 - \right. \\ &\left. - 0,5k^2 \left\{ U_c \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] + U_s \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] \right\} \right\rangle. \end{aligned} \quad (5)$$

Преобразуем

$$\begin{aligned} U_{c1} &= U_c \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] + U_s \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] = \int_0^\infty S(m) \left\{ \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \right] \times \right. \\ &\times \sin \left[ 4k \sqrt{1 - \frac{m^4}{4k^2 g^2}} \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \right] + \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] \cos \left[ 4k \sqrt{1 - \frac{m^4}{4k^2 g^2}} \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] \left. \right\} dm = \\ &= \int_0^\infty S(m) \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{m^4}{4k^2 g^2}} \right) \right] dm. \end{aligned}$$

Учитывая, что в рамках 2-ой модели  $\frac{m^2}{2kg} < 0,5$ , упростим

$$\begin{aligned} U_{c1} &\approx \int_0^\infty S(m) \cos \left[ \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \frac{m^4}{4kg^2} \right] dm, \quad U_c = \int_0^\infty S(m) \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \sqrt{1 - \frac{m^4}{4k^2 g^2}} \right] dm \approx \\ &\approx \int_0^\infty S(m) \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \left( 1 - \frac{m^4}{8k^2 g^2} \right) \right] = \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \right] U_{c1} + \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{\Delta z}{2} \right) \right] U_{s1}, \end{aligned}$$

где

$$U_{s1} = \int_0^{\infty} S(m) \sin \left[ \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \frac{m^4}{4kg^2} \right] dm.$$

Аналогично

$$U_s = \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{c1} - \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{s1}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_s^2 + U_c^2 &= \sin^2 \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{c1}^2 + \cos^2 \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{s1}^2 - \\ &- 2 \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{c1} U_{s1} + \sin^2 \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] U_{s1}^2 + \\ &+ 2 \sin \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] \cos \left[ 4k \left( z_0 - \frac{Dz}{2} \right) \right] = U_{s1}^2 + U_{c1}^2. \end{aligned}$$

Выражение (5) окончательно преобразуем к виду

$$D_s = 0,5 \left( \frac{Q}{z_0} \right)^4 (kS_h)^2 \left\{ 1 + 2k^2 S_h^2 \left[ 1 + \frac{U_{s1}^2 + U_{c1}^2}{S_h^4} - \frac{U_{c1}}{2k^2 S_h^4} \right] \right\}. \quad (6)$$

Для вычисления  $U_{c1}$  и  $U_{s1}$  используем общепринятую в океанографии аппроксимацию частотного спектра волнения

$$S(m) = \frac{n}{m^6} \exp \left( - \frac{b}{m^q} \right),$$

где  $2 < \beta < 8$ ,  $2 < q < 5$ .

Тогда

$$U_{c1} = \int_0^{\infty} \frac{n}{m^6} \exp \left( - \frac{b}{m^q} \right) \cos(am^4) dm, \quad (7)$$

где  $a = \frac{2z_0 - Dz}{4kg^2}$ .

Для развитого ветрового волнения широко используется спектр Пирсона-Московитца, для которого  $v=5$ ,  $q=4$ ,  $n=1,62 \times 10^{-2} g^2$ ;  $\beta=0,74 g^4 U_v^{-4}$ ;  $U_v$  - скорость ветра (м/с). С учетом этого (7) примет вид

$$U_{c1} = n \int_0^{\infty} m^{-5} \exp(-bm^{-4}) \cos(am^4) dm = \frac{n}{4} \int_0^{\infty} t^{-2} \exp(-bt^{-1}) \cos(at) dt \quad (8)$$

где  $t = m^4$ .

Аналогично запишем

$$U_{s1} = \frac{n}{4} \int_0^{\infty} t^{-2} \exp(-bt^{-1}) \sin(at) dt. \quad (9)$$

Интегралы в (3.58) и (3.59) вычислим, воспользовавшись решением [2]

$$U_{c1} = \frac{n}{4} \sqrt{\frac{a}{b}} \left\{ \exp\left(\frac{ip}{4}\right) K_1 \left[ 2\sqrt{ab} \exp\left(\frac{ip}{4}\right) \right] + \exp\left(-\frac{ip}{4}\right) K_1 \left[ 2\sqrt{ab} \exp\left(-\frac{ip}{4}\right) \right] \right\};$$

$$U_{s1} = i \frac{n}{4} \sqrt{\frac{a}{b}} \left\{ \exp\left(\frac{ip}{4}\right) K_1 \left[ 2\sqrt{ab} \exp\left(\frac{ip}{4}\right) \right] - \exp\left(-\frac{ip}{4}\right) K_1 \left[ 2\sqrt{ab} \exp\left(-\frac{ip}{4}\right) \right] \right\}; \quad (10)$$

где  $K_1(z)$ -модифицированная функция Бесселя второго рода первого порядка. Между  $K_1(z)$  и функциями Кельвина второго рода первого порядка  $ker_1(z)$  имеют место соотношения [2]

$$-iK_1(z\sqrt{i}) = ker_1(z) + i ker_1(z); \quad iK_1(z\sqrt{-i}) = ker_1(z) - i ker_1(z). \quad (11)$$

С учетом (11) равенства (10) преобразуются к виду

$$U_{c1} = -\frac{n}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{a}{b}} \left[ ker_1(2\sqrt{ab}) + kei_1(2\sqrt{ab}) \right]; \quad U_{s1} = -\frac{n}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{a}{b}} \left[ ker_1(2\sqrt{ab}) - kei_1(2\sqrt{ab}) \right];$$

$$U_{c1} + U_{s1} = \frac{n^2}{4} \frac{a}{b} \left[ ker_1^2(2\sqrt{ab}) + kei_1^2(2\sqrt{ab}) \right] = \frac{n^2}{4} \frac{a}{b} N_1^2(2\sqrt{ab}), \quad (12)$$

где  $N_1(z)$ -модуль функции Кельвина [3].

Оценим влияние периодической нестационарности на параметры модуля отраженного сигнала.

Математическое ожидание амплитуды отраженного сигнала, в соответствии с [1] равно

$$m_a = \frac{Q}{2z_0} (1 + 2k^2 s_h^2).$$

Дисперсию амплитуды определим как

$$D_a = R_a(0) \cong \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} s_h^2 \left[ 1 - \frac{1}{s_h^2} \int_0^\infty S_h(m) \cos\left(z_0 \frac{m^4}{2kg^2}\right) dm \right] = \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} s_h^2 \left( 1 - \frac{U_{c1}}{s_h^2} \right)$$

С учетом (3.62), запишем

$$D_a = \frac{Q^2 k^2}{2z_0^2} s_h^2 \left\{ 1 + ker_1(2\sqrt{ab}) + kei_1(2\sqrt{ab}) \right\}$$

Учитывая параметры спектра Пирсона-Московитца, окончательно запишем

$$K_{c1} = \frac{s_A}{m_A} = \frac{k s_h \sqrt{2} \left\{ 1 + 0,032 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h} \left[ ker_1\left(0,09 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h}\right) + kei_1\left(0,09 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h}\right) \right] \right\}}{1 + 2k^2 s_h^2}. \quad (13)$$

Анализ равенства (13) показал, что при  $z_0/l > 100$  и  $s_h/l < 0,06$  или  $H_{3\%}/l < 0,31$ ,

$$D_k = K_{\epsilon 1} - \frac{k s_h \sqrt{2}}{1 + 2k^2 s_h^2}$$

смещенность оценки коэффициента вариации не превышает 1,7% и может не учитываться. На малых высотах полета  $z_0/l < 50$ , смещенность оценки может достигать значимых величин.

Учитывая полученные результаты, для измерения высоты неровностей отражающей поверхности на малых высотах полета следует использовать инвариантный к параметру периодической нестационарности алгоритм

$$K_m = \frac{\sqrt{(s_x^2 + s_y^2)0,5}}{m_a} = \frac{k s_h \sqrt{2}}{1 + 2k^2 s_h^2}. \quad (14)$$

Оценим влияние периодической нестационарности на статические свойства фазы отраженного сигнала.

$$\begin{aligned} D_j = R_j(0) &\cong 2 \left[ k^2 s_h^2 - k^4 s_h^4 + k^2 \int_0^{\infty} S(m) \cos\left(z_0 \frac{m^4}{2kg^2}\right) dm \right] = \\ &= 2k^2 s_h^2 \left( 1 - k^2 s_h^2 + \frac{U_{c1}}{s_h^2} \right) = 2k^2 s_h^2 \left\{ 1 - k^2 s_h^2 - \sqrt{2ab} [\ker_1 \sqrt{2ab} + \text{kei}_1 \sqrt{2ab}] \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

Используя в (15) параметры энергетического спектра Пирсона-Московитца, запишем

$$s_{j1} = \sqrt{2k} s_h \left\{ 1 - \frac{k^2 s_h^2}{2} - 0,032 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h} \left[ \ker_1 \left( 0,09 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h} \right) + \text{kei}_1 \left( 0,09 \frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h} \right) \right] \right\}. \quad (16)$$

Если

$$\frac{\sqrt{kz_0}}{k s_h} > 70, \text{ то } s_j \cong \sqrt{2k} s_h \left( 1 - \frac{k^2 s_h^2}{2} \right). \quad (17)$$

На рис 1 приведены зависимости  $s_{j1} = f(H_{3\%}/l)$  и  $s_j = f(H_{3\%}/l)$ , где  $H_{3\%} = 5,2\sigma_h$ .

Наличие периодической нестационарности в отраженном сигнале приводит при измерении  $\sigma\phi$  к появлению отрицательной ошибки смещения  $\Delta\phi = \sigma\phi_1 - \sigma\phi$ .

Величина ошибки уменьшается по мере роста параметра  $\sqrt{kz_0}/z s_h$ . При  $z_0/l > 10$  и  $s_h/l < 0,06$  влиянием периодической нестационарности можно пренебречь.

### Литература

1. Лобач В.Т. и др. Радиолокационные измерения высоты морских волн при малых высотах полёта летательного аппарата // Сб. докладов IV научной конференции по гидроавиации. М. 2002. С. 105-114.
2. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971. - 1108с.

3. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. - М.: Наука, 1979. - 832с.

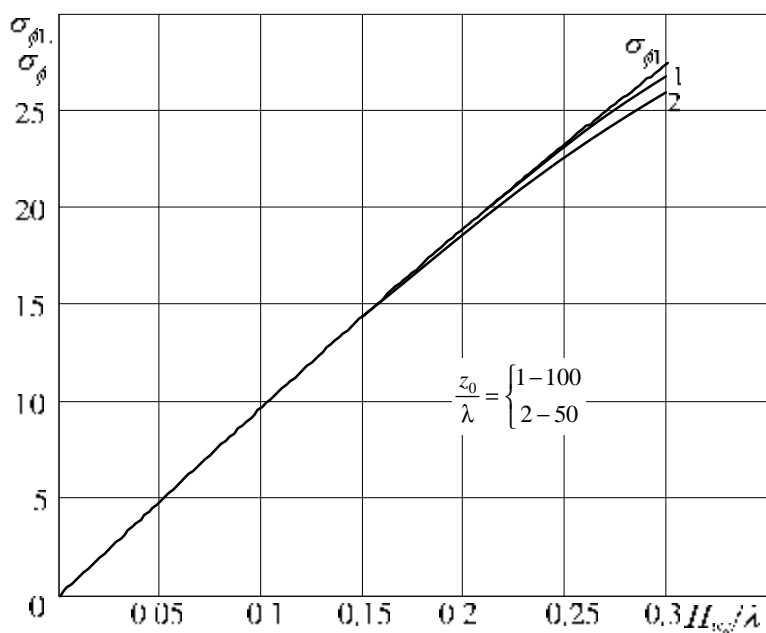


Рис. 1

УДК 621.396.96

### СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАРАМЕТРА ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТРАЖЕННОГО ПОЛЯ.

В.Т. Лобач

*Технологический институт в гор. Таганроге Южного федерального университета,*

*347922, гор. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А,*

*кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, тел. (863-4)37-16-37*

Оценка степени деполяризации линейно-поляризованной электромагнитной волны в линейном поляризационном базисе проводится с помощью нормированного параметра Стокса [1]

$$l = \frac{S_2 - S_1}{S_2 + S_1}, \quad (1)$$

где  $S_{1,2} = A_{1,2}^2$  – квадраты амплитуды ортогонально - поляризованных компонент поля.

Поскольку, как показано в работе [2], ортогонально - поляризованные составляющие полей, отраженных от статистически шероховатых поверхностей, являются случайными функциями, нормированный параметр Стокса также есть случайная функция.

Использование параметров поляризации в качестве информативных при решении задачи дистанционного измерения параметров отражающей поверхности требует знания статистических свойств параметров частично поляризованной отраженной волны. Для вычисления плотности вероятности  $W_2(A_1, A_2)$ , необходимо определить совместную плотность вероятности квадратов огибающих  $W_2(S_1, S_2)$ . Для определения  $W_2(S_1, S_2)$ , в свою очередь, воспользуемся известным двумерным законом распределения амплитуд ортогонально - поляризованных компонент  $W_2(A_1, A_2)$ .

В [1] показано, что при отсутствии периодической нестационарности сигнала ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ ,  $\rho_{x_1 y_1} = \rho_{x_2 y_2} = \rho$ ) и при наличии в нем регулярной составляющей  $W_2(A_1, A_2)$  можно записать в виде

$$\begin{aligned}
 W_2(A_1, A_2) = & \frac{A_1 A_2}{s_1^2 s_2^2 (1-r^2)} \exp \left[ - \frac{\frac{A_1^2}{s_1^2} + \frac{A_{01}^2}{s_1^2} (1-r \sin 2\varphi_{01})}{2(1-r^2)} - \frac{A_{02}^2 / s_2^2 (1-r \sin 2\varphi_{02})}{2(1-r^2)} \right] \times \\
 & \times \frac{A_{02}}{s_2^2} (1-r \sin 2j_{02}) \sum_{n=0}^{\infty} e_n I_n \left[ \frac{A_1^2 r}{2s_1^2 (1-r^2)} \right] \times \\
 & \times I_{2n} \left[ \frac{A_1 A_{01}}{s_1^2 (1-r^2)} \sqrt{r^2 + 1 - 2r \sin 2\varphi_{01}} \right] \cos \left[ 2n \left( \arctg \frac{\sin \varphi_{01} - r \cos \varphi_{01}}{\cos \varphi_{01} - r \sin \varphi_{01}} \right) - \frac{p}{4} \right] \times \\
 & \times \sum_{m=0}^{\infty} e_m I_m \left[ \frac{A_2^2 r}{2r_2^2 (1-r^2)} \right] I_{2m} \left[ \frac{A_2 A_{02}}{s_2^2 (1-r^2)} \sqrt{r^2 + 1 - 2r \sin 2j_{02}} \right] \times \\
 & \times \cos \left[ 2m \left( \arctg \frac{\sin j_{02} - r \cos j_{02}}{\cos j_{02} - r \sin j_{02}} \right) - \frac{p}{4} \right], \quad (2)
 \end{aligned}$$

где  $\varphi_{01}$ ,  $\varphi_{02}$  – фазы детерминированных составляющих ортогонально - поляризованных компонент (ОПК);

$A_{01}$ ,  $A_{02}$  – амплитуды детерминированных составляющих ОПК;

$\sigma_{12}$ ,  $\sigma_{22}$  – дисперсии флуктуирующих составляющих ОПК;

$\varepsilon_0 = 1$ ;  $\varepsilon_n$ ,  $\varepsilon_m = 2$ , при  $m, n > 0$ ;

$I_i(x)$  – функция Бесселя мнимого аргумента порядка  $i$ ;

$r$  – взаимная корреляционная функция ОПК.

При отсутствии детерминированных составляющих в ОПК получим

$$W_2(A_1, A_2) = \frac{A_1 A_2}{s_1^2 s_2^2 (1-r^2)} \exp \left[ - \frac{\frac{A_1^2}{s_1^2} + \frac{A_2^2}{s_2^2}}{2(1-r^2)} \right] \times I_0 \left[ \frac{r A_1 A_2}{s_1 s_2 (1-r^2)} \right]. \quad (3)$$

Воспользовавшись (2) получим совместную плотность вероятности квадратов амплитуд ОПК  $W_2(S_1, S_2) = W(A_1, A_2) |I|$ ,

где  $|I| = \left| \frac{s(A_1, A_2)}{s(S_1, S_2)} \right| = \frac{1}{4\sqrt{S_1 S_2}} = \frac{1}{4A_1 A_2}$  - якобиан преобразования.

$$W_2(S_1, S_2) = \frac{1}{4S_1^2 S_2^2 (1-r^2)} \cos \left[ 2n \left( \arctg \frac{\sin j_{01} - r \cos j_{01}}{\cos j_{01} - r \sin j_{01}} \right) \right] \times \\ \times \sum_{n=0}^{\infty} e_n I_n \left[ \frac{S_1 r}{2S_1^2 (1-r^2)} \right] I_{2n} \left[ \frac{\sqrt{S_1} A_{01}}{S_1^2 (1-r^2)} \sqrt{1+r^2 - 2r \sin 2\varphi_{01}} \right] \sum_{m=0}^{\infty} e_m I_m \left[ \frac{S_2 r}{2S_2^2 (1-r^2)} \right] \times \\ \times I_{2m} \left[ \frac{\sqrt{S_2} A_{02}}{S_2^2 (1-r^2)} \sqrt{1+r^2 - r \sin 2\varphi_{02}} \right] \cos \left[ 2m \left( \arctg \frac{\sin \varphi_{02} - r \cos \varphi_{02}}{\cos \varphi_{02} - r \sin \varphi_{02}} \right) - \frac{p}{4} \right]. \quad (4).$$

Одномерный закон распределения нормированного параметра Стокса получим

с учетом соотношений  $S_2 = \frac{1+l}{1-l} S_1$  и  $\left| \frac{dS_2}{dl} \right| = \frac{2S_1}{(1-l)^2}$ .

$$W(l) = \int_0^{\infty} W_2 \left( S_1, \frac{1+l}{1-l} S_1 \right) \frac{dS_2}{dl} dS_1 = \frac{1}{2S_1^2 S_2^2 (1-r^2) (1+l)^2} \times \\ \times \exp \left[ - \frac{\frac{A_{01}^2}{S_1^2} (1-r \sin 2\varphi_{01}) + \frac{A_{02}^2}{S_2^2} (1-r \sin 2\varphi_{02})}{2(1-r^2)} \right] \int_0^{\infty} S_1 \cos \left( 2nC_1 - \frac{p}{4} \right) \times \\ \times \exp \left[ - \frac{\frac{S_1}{S_1^2} + \frac{(1+l)S_1}{(1-l)S_2^2}}{2(1-r^2)} \right] \sum_{n=0}^{\infty} e_n I_n \left[ \frac{S_1 r}{2S_1^2 (1-r^2)} \right] I_{2n} \left[ \frac{\sqrt{S_1} A_{01}}{S_1^2 (1-r^2)} \right] \times \\ \times \sqrt{1+r^2 - 2r \sin 2j_{01}} \sum_{m=0}^{\infty} e_m I_m \left[ \frac{(1+l)S_1 r}{2S_2^2 (1-r^2) (1-l)} \right] \cos \left( 2mC_2 - \frac{p}{4} \right) \times \\ \times I_{2m} \left[ \frac{\sqrt{S_1(1+l)} A_{01}}{S_1^2 (1-r^2) \sqrt{1-l}} \sqrt{1+r^2 - 2r \sin 2j_{02}} \right] dS_1,$$

где

$$C_1 = \arctg \frac{\sin j_{0i} - r \cos j_{0i}}{\cos j_{0i} - r \sin j_{0i}}, \quad i=1, 2. \quad (5).$$

Получить аналитически обозримые результаты в (5) не удастся. Однако, следует учесть, что ситуация наличия детерминированных составляющих в ОПК имеет место при отражении от слабошероховатой поверхности ( $\sigma \ll \lambda$ ). Это, в свою очередь, на реальных земных поверхностях выполнимо в дециметровом диапазоне радиоволн, когда анализ поляризационной структуры поля затруднен. В случае отражения от сильно шероховатой поверхности



( $\sigma_2 \gg 1$ ) детерминированные составляющие ОПК отсутствуют ( $A_{01}=A_{02}=0$ ) и

$$W_2(S_1, S_2) = \frac{1}{4S_1^2 S_2^2 (1-r^2)} \exp \left[ -\frac{\frac{S_1}{S_1^2} + \frac{S_2}{S_2^2}}{2(1-r^2)} \right] I_0 \left[ \frac{r\sqrt{S_1 S_2}}{S_1 S_2 (1-r^2)} \right].$$

(4) упростим к виду

Тогда одномерный закон распределения вероятности нормированного параметра Стокса имеет вид

$$W(l) = \frac{1}{4S_1^2 S_2^2 (1-r^2)} \int_0^\infty \exp \left\{ \left[ \frac{1}{S_1^2} + \frac{1+l}{(1-lS_2^2)} \right] \right\} I_0 \left[ \frac{rS_1 \sqrt{1+l}}{S_1 S_2 (1-r^2)} \right] \frac{2S_1}{(1-l)^2} dS_1.$$

Используя разложение в ряд функции Бесселя, запишем

$$W(l) = \frac{2(1-r^2)}{(1-l)^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2k+1)!}{(k!)^2} \frac{r^{2k} (1+l)^k}{(1-l)^k \left[ \frac{(1+l)S_1}{(1-l)S_2} + \frac{S_2}{S_1} \right]^{2k+2}}. \quad (6).$$

Если квадратурные составляющие ОПК не коррелированы ( $\rho=0$ ), получим

$$W(l) = \frac{2G^2}{[l(G^2-1) + G^2 + 1]^2}, \quad (7)$$

$$G = \frac{S_1}{S_2}$$

где

Графики плотности вероятности (7) приведены на рис 1. При  $\sigma_1 = \sigma_2$  плотность распределения вероятности  $W(l)$  равномерно в интервале  $-1 < l < 1$ .

Оценим первые два момента распределения  $W(l)$

$$m_1 = 2G^2 \int_{-1}^{+1} \frac{l dl}{[l(G^2-1) + G^2 + 1]^2} = \frac{4G^2 \ln G - G^4 + 1}{(G^2-1)^2}. \quad (8)$$

$$m_2 = 2G^2 \int_{-1}^{+1} \frac{l^2 dl}{[l(G^2-1) + G^2 + 1]^2} = \left( \frac{G^2+1}{G^2-1} \right)^2 \left[ 1 + \frac{4G^4}{(G^2+1)^2} - \frac{8G^2}{(G^2-1)} \ln G \right]. \quad (9)$$

Моменты распределения  $m_1$  и  $m_2$  однозначно определяются отношением  $\sigma_1/\sigma_2$  и характеризуют степень асимметрии закона вероятности (7).

### Литература

1. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. - М.: Сов. радио, 1974. - 479 с.
2. Лобач В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. - М.: Радио и связь, 2006. - 250 с.

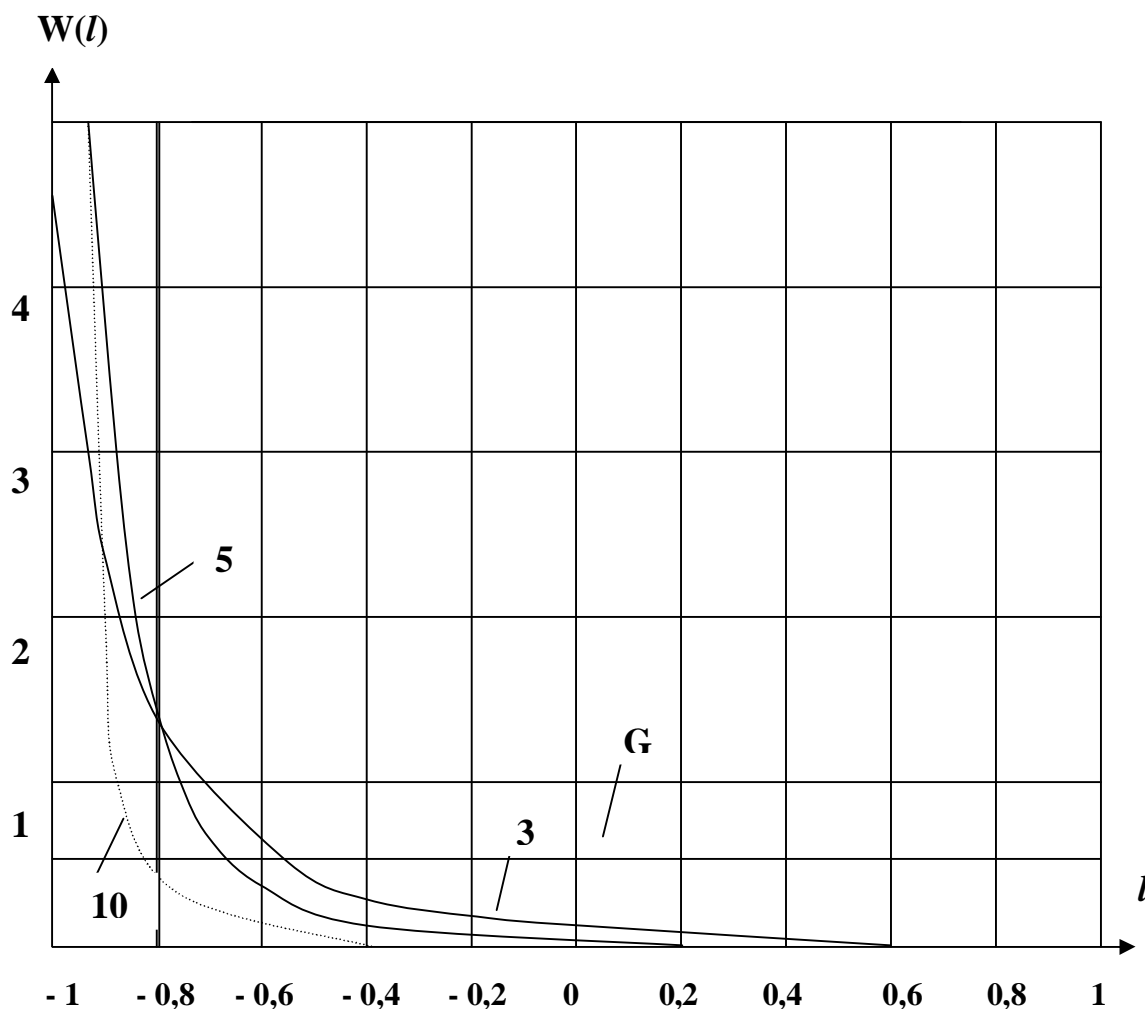


Рис 1

УДК: 621.391.24

### СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ И ДИСПЕРСИЯ КВАДРАТА ОГИБАЮЩЕЙ РАДИОСИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТИ.

Троилин В.Н., Мирошников Ю.В.

*Технологический институт южного федерального университета*

*Для обобщенной вероятностной модели квадрата огибающей периодически нестационарного радиосигнала, отраженного от шероховатой поверхности в самом общем случае получены выражения для числовых характеристик при приеме сигнала по одной ортогонально поляризованной компоненте. Полученные выражения числовых характеристик обобщенной плотности вероятности квадрата огибающей в известной литературе отсутствуют и могут быть использованы для определения их выражений для частных случаев обобщенной плотности вероятности, таких как гауссово распределение, одностороннее гауссово распределение, распределение Рэлея, обобщенное распределение Рэлея,  $\Gamma$ -распределение, обобщенное  $\Gamma$ -распределение, распределение Хойта, обобщенное распределение Хойта и др. Полученные числовые характеристики имеют практическую ценность если*

удается найти связь между параметрами, характеризующими числовые характеристики и физическими параметрами исследуемых поверхностей (высотой морских волн, неровностей шероховатых поверхностей и т.д.).

В ряде работ [1], [2], [3] рассмотрены вероятностные модели огибающей и квадрата огибающей радиосигнала, при полностью снятых ограничениях на числовые характеристики вероятностных моделей. Представляет практический интерес получить с наиболее общих позиций выражения для числовых характеристик этих моделей, позволяющих получать наиболее интересные случаи уже известных распределений и вновь полученных в том числе.

Представим плоскую однородную квазимонохроматическую волну в виде суммы двух ортогонально поляризованных компонент (ОПК)

$$\dot{U}(t) = \vec{x}_1 \dot{U}_1(t) + \vec{x}_2 \dot{U}_2(t), \quad (1)$$

где  $\vec{x}_1, \vec{x}_2$  – орты поляризационного базиса разложения;

$$\dot{U}_i(t) = \text{Re} \left[ \dot{U}_i(t) \right] = X_i(t) \cos w_0(t) + Y_i(t) \sin w_0(t); \quad (2)$$

$X_i(t), Y_i(t)$  – квадратурные составляющие каждой из ОПК радиосигнала;  $i=1,2$ .

В случае представления  $U_i(t)$  в виде аддитивной смеси детерминированных и флуктуирующих составляющих квадратурные составляющие ОПК в (2) можно представить в виде

$$X_i(t) = x_{0i}(t) + x_i(t), \quad Y_i(t) = h_{0i}(t) + y_i(t), \quad (3)$$

где  $x_{0i}(t)$  и  $h_{0i}(t)$  соответствуют детерминированной, а  $x_i(t)$  и  $y_i(t)$  флуктуирующей составляющим ОПК.

Определим числовые характеристики распределения, описывающего в любой момент времени одну из ОПК (2) при условии

$$m_{xi} \neq m_{yi} \neq 0, \quad s_{xi}^2 \neq s_{yi}^2 \neq 0, \quad r_{xy} \neq 0, \quad (4)$$

где  $m_{xi}$  и  $m_{yi}$  – средние значения флуктуирующих составляющих квадратур (3).

При этом будем предполагать, например, что составляющие квадратур  $X_i(t)$  и  $Y_i(t)$  представляют собой нормальные процессы, как суммы большого числа элементарных сигналов с примерно одинаковыми дисперсиями, каждый из которых получен в результате отражения падающей волны от соответствующего элемента облучаемой поверхности.

Наличие линейной связи в (2) между  $\dot{U}_i(t)$  с одной стороны и  $X_i(t)$ ,  $Y_i(t)$  с другой, даёт возможность выразить числовые характеристики ОПК через числовые характеристики их квадратурных составляющих. Вычислив первый начальный момент в (2), получим выражение для среднего значения, исследуемого процесса

$$\begin{aligned} m_u(t) &= M[\dot{U}_i(t)] = M\left\{ \left[ x_i(t) + x_{01}(t) \right] \cos w_0 t + \right. \\ &\quad \left. + \left[ y_i(t) + h_{01}(t) \right] \sin w_0 t \right\} = \\ &= x_{01}(t) \cos w_0 t + h_{01}(t) \sin w_0 t. \end{aligned} \quad (5)$$

Дисперсия случайного процесса (2) определяется выражением

$$\begin{aligned} s_u^2(t) &= M\left\{ \left[ \dot{U}_i(t) - m_u(t) \right]^2 \right\} = \\ &= M\left\{ \left[ X(t) \cos w_0 t + Y(t) \sin w_0 t \right]^2 \right\} = s^2 \times \\ &\times \left[ 1 + \sqrt{a^2 + r_{xy}^2 (1 - a^2)} \cos \left( 2w_0 t - \arctg \frac{r_{xy} \sqrt{1 - a^2}}{a} \right) \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$s^2 = \frac{s_x^2 + s_y^2}{a};$$

$$a = \frac{s_x^2 - s_y^2}{s_x^2 + s_y^2};$$

$$s_x^2 = s^2 (1 + a);$$

$$s_y^2 = s^2 (1 - a);$$

$$r_{xy} = \frac{K_{xy}}{s_x s_y};$$

$$K_{xy} = M[X_i(t)Y_i(t)].$$

Не трудно видеть, что среднее значение (5) и дисперсия (6) случайного процесса (2), являются периодическими функциями времени и совпадают с их значениями, приведенными в работах [1], [2], [3]. В указанных работах

$r_{xy} = 0$ , что достигается специальным выбором начальной фазы  $j(t)$ . Независимость от времени в (5) и (6) выполняется лишь при условии  $a = r_{xy} = 0$ , когда  $S^2 = S_y^2 = S_x^2$ .

Представляет практический интерес определить наиболее общие выражения среднего значения, дисперсии радиосигналов, распределения квадратов огибающих которых подчинены обобщенной вероятностной модели. Полученные таким образом числовые характеристики могут быть использованы при анализе одномерных распределений изучаемых поверхностей и частных случаев распределений квадрата огибающей. Квадрат огибающей одной из ОПК отраженного радиосигнала можно представить в виде [4]

$$S = X^2 + Y^2. \quad (7)$$

Тогда среднее значение квадрата огибающей одной из ОПК

$$m_s = M[X^2 + Y^2] = M[X^2] + M[Y^2]. \quad (8)$$

Дисперсию косинусной составляющей в (7) можно определить по формуле

$$\begin{aligned} S_x^2 &= M[(X - m_x)^2] = M[X^2 - 2Xm_x + m_x^2] = \\ &= M[X^2] - m_x^2, \end{aligned}$$

откуда находим

$$M[X^2] = S_x^2 + m_x^2. \quad (9)$$

Аналогично вычисляем дисперсию для синусной составляющей ОПК

$$M[Y^2] = S_y^2 + m_y^2. \quad (10)$$

На основании формул (8)-(10) получаем среднее значение квадрата огибающей

$$m_s = S_x^2 + S_y^2 + m_x^2 + m_y^2 = 2S^2 + S_0, \quad (11)$$

где  $S^2 = S_x^2 + S_y^2$ ,  $S_0 = m_x^2 + m_y^2$ .

Дисперсию квадрата огибающей можно получить из выражения

$$S_s^2 = M[(S - m_s)^2] = M[S^2] - m_s^2, \quad (12)$$

где  $M[S^2] = M[X^4] + M[Y^4] + 2M[X^2Y^2]$ . (13)

Из (12) и (13) следует, что для определения дисперсии квадрата огибающей отраженного радиосигнала по одной из ОПК, необходимо вычислить начальные моменты четвертого порядка  $M[X^4]$ ,  $M[Y^4]$  и смешанный

момент  $M[X^2Y^2]$ . Так как случайные величины  $X$  и  $Y$  имеют нормальные распределения, то

$$M[X^4] = \frac{1}{w_x \sqrt{2p}} \int_{-\infty}^{\infty} X^4 \exp\left[-\frac{(X - m_x)^2}{2s_x^2}\right] dx =$$

$$= 3s_x^4 + 6s_x^2 m_x^2 + m_x^4. \quad (14)$$

$$M[Y^4] = 3s_y^4 + 6s_y^2 m_y^2 + m_y^4.$$

Аналогично получаем  
(15)

Полагая, что квадратурные составляющие в (7) зависимы и имеют нормальное совместное распределение, вычисляем смешанный момент

$$M[X^2Y^2] = \frac{1}{2ps_x s_y \sqrt{1 - r_{xy}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} SX^2Y^2 \times$$

$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2(1 - r_{xy}^2)} \left[ \frac{(X - m_x)^2}{s_x^2} + \frac{(Y - m_y)^2}{s_y^2} - \frac{2r_{xy}(X - m_x)(Y - m_y)}{s_x s_y} \right]\right\} dx dy =$$

$$= 2s_x^2 s_y^2 r_{xy}^2 + s_x^2 s_y^2 + s_y^2 m_x^2 +$$

$$+ s_x^2 m_y^2 + 4s_x s_y m_x m_y + m_x^2 m_y^2. \quad (16)$$

С учетом формул (12)-(16) получаем выражение для дисперсии квадрата огибающей при приеме радиосигнала по одной из ОПК

$$S_s^2 = 4S^2 \left\{ \begin{array}{l} S^2 + S_0 + S^2 [a^2 + r_{xy}^2 (1 - a^2) + \\ + S_0 \sqrt{a^2 + r_{xy}^2 (1 - a^2)} \times \\ \times \cos(2j_0 - \arctg) \frac{r_{xy} \sqrt{1 - a^2}}{a} \end{array} \right\}. \quad (17)$$

Полученные выражения (11) и (17) соответственно для среднего значения и дисперсии плотности вероятности квадрата огибающей одной из ОПК нормального радиосигнала являются функциями параметров  $a, r_{xy}, S_0, j_0$ , характеризующими ОПК с точки зрения её стационарности.

Эти формулы являются наиболее общими из известных в литературе, так как из них можно получить их частные случаи. Выражения (11) и (17) будут использованы в дальнейшем при анализе одномерных случайных распределений квадрата огибающей и частных случаев этих распределений

#### Литература

1. Дьяков Ю.Е. Некоторые статистические характеристики огибающей и фазы нестационарного процесса. «Радиотехника и электроника». 1963, т. □ III, №11.
2. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Издательство «Наука», 1966.
3. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М., издательство «Сов. радио», 1974, 480с.
4. Троилин В.Н. Статистические характеристики радиосигналов отраженных от шероховатых поверхностей. Научно-технический сборник «Вопросы специальной радиоэлектроники». Серия: «Общие вопросы радиотехники», издательство «Москва-Таганрог», вып.1, 2003.

УДК 537.874.72.01

### ОТРАЖЕНИЕ ПЛОСКОГО БИГАРМОНИЧЕСКОГО ПОЛЯ ОТ СЛОЯ НЕЛИНЕЙНОГО ВЕЩЕСТВА, РАСПОЛОЖЕННОГО НА МЕТАЛЛЕ

Т.А. Суанов

*Для случая нормальной поляризации падающего электромагнитного поля даны нелинейные граничные условия импедансного типа на поверхности плоского нелинейного диэлектрика на металле. Рассчитаны графики зависимостей комплексных амплитуд спектральных составляющих поверхностного электрического тока от толщины слоя.*

В [1, 2] рассмотрена задача отражения плоского электромагнитного (ЭМ) поля от плоского слоя нелинейного диэлектрика на металле в случае

параллельной поляризации падающего поля. Там же описаны приложения, полученного решения в нелинейной радиолокации. Ниже будут представлены результаты решения аналогичной задачи, но уже в случае нормальной поляризации.

Итак, имеем плоский слой нелинейного по электрическому полю вещества толщиной  $d$ . “Нижнее” пространство заполнено металлом, проводимость которого в математической модели будем считать идеальной, а “верхнее” – линейной изотропной средой с абсолютными диэлектрической и магнитной проницаемостями  $\epsilon_a$  и  $m_a$ . В верхней среде расположены сторонние источники, создающие у поверхности слоя плоское ЭМ поле на несоизмеримых частотах  $w$  и  $W$ .

Введем декартовую систему координат (ДСК) так, чтобы плоскость  $xOz$  совпадала с границей раздела металла и нелинейного слоя, а ось  $Oy$ , образуя правую тройку с  $Ox$  и  $Oz$ , была направлена в верхнюю среду. Тогда линейная среда занимает полупространство при  $y > d$ , область  $0 < y \leq d$  заполнена нелинейным веществом и полупространство  $y \leq 0$  занято металлом (рисунок 1).

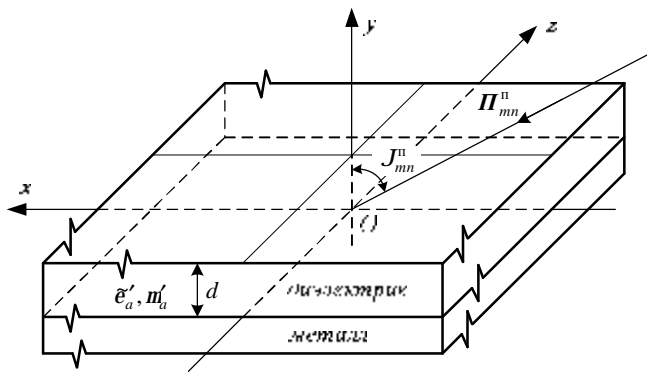


Рисунок 1

При нормальной поляризации имеем единственную компоненту напряженности электрического поля:

$$\mathbf{E}^n(p, t) = \mathbf{i}_z E_z^n(p, t);$$

$$E_z^n(p, t) = \sum_{mn} \mathbf{E}_{zmn}^n e^{ik_{1mn}y - ik_{2mn}x + iw_{mn}t}. \quad (1)$$

Здесь  $p$  – точка наблюдения ЭМ поля;  $k_{1mn} = k_{mn} \cos J_{mn}^n$ ;  $J_{mn}^n$  – угол падения плоской ЭМ волны на частоте  $w_{mn}$ ;  $k_{2mn} = k_{mn} \sin J_{mn}^n$ ;  $k_{mn} = w_{mn} \sqrt{\epsilon_a m_a}$ .

Электродинамические параметры нелинейного диэлектрика определяются ВАХ, которые считаем заданными в виде зависимостей  $j'_z(E'_z)$  и  $D'_z(E'_z)$ ;  $j'_z$  и  $D'_z$  – мгновенные значения составляющих векторов плотности тока проводимости и электрической индукции в слое;  $E'_z$  – мгновенное значение составляющей вектора напряженности электрического поля в слое  $0 < y \leq d$ . В силу нелинейности зависимостей  $j'_z(E'_z)$  и  $D'_z(E'_z)$  токи проводимости  $j'_z$  и токи смещения  $\partial_t D'_z$  в объеме слоя будут индуцироваться не только на основных ( $w$  и  $W$ ), но и на комбинационных  $w_{mn} = mw + nW$  частотах [3, 4], где индексы  $m, n$  принимают все целые значения и нуль так, чтобы  $w_{mn} > 0$ .

То, что для падающего поля в (1) мы пишем бесконечное число спектральных составляющих на частотах  $w_{mn}$ , не должно привести к путанице,



так как подразумевается, что амплитуды на частотах, отличных от основных ( $w_{10} = w$  и  $w_{01} = W$ ), равны нулю. При этом, конечно,  $\mathbf{R}_{-m-n}^{\Pi} = (\mathbf{R}_{mn}^{\Pi})^*$ .

Векторы отраженного от плоского слоя (вторичного) ЭМ поля, распространяющегося обратно в линейную среду, обозначим через  $\mathbf{H}^e$  и  $\mathbf{E}^e$ . Поскольку основные частоты по предположению несоизмеримые, то функции  $\mathbf{H}^e - \mathbf{H}_{00}^e$  и  $\mathbf{E}^e - \mathbf{E}_{00}^e$  ( $\mathbf{H}_{00}^e$ ,  $\mathbf{E}_{00}^e$  – статические составляющие вторичного поля) являются почти-периодическими функциями (ППФ) времени [5], тогда  $\mathbf{H}^e$  и  $\mathbf{E}^e$  могут быть представлены обобщенными рядами Фурье.

$$\mathbf{E}^e(p, t) = i_z E_z^e(p, t); \quad E_z^e(p, t) = \sum_{mn} \mathbf{R}_{zmn}^e e^{-i\tilde{k}_{1mn}y - i\tilde{k}_{2mn}x + iw_{mn}t}. \quad (2)$$

Здесь  $\tilde{k}_{1mn} = k_{mn} \cos y_{mn}$ ;  $\tilde{k}_{2mn} = k_{mn} \sin y_{mn}$ , а  $y_{mn}$  – угол отражения волны с частотой  $w_{mn}$ .

ЭМ поле внутри слоя ( $0 < y \leq d$ ) обозначим через  $\mathbf{H}'$ ,  $\mathbf{E}'$  и функции эти будем искать в виде разложений в обобщенные ряды Фурье [5]

$$\mathbf{H}'(p, t) = \sum_{mn} \left( \mathbf{R}_{mn}^{np} e^{ik'_{1mn}y} + \mathbf{R}_{mn}^{omp} e^{-ik'_{1mn}y} \right) e^{-ik'_{2mn}x + iw_{mn}t}; \quad (3)$$

$$\mathbf{E}'(p, t) = \sum_{mn} \left( \mathbf{R}_{mn}^{np} e^{ik'_{1mn}y} + \mathbf{R}_{mn}^{omp} e^{-ik'_{1mn}y} \right) e^{-ik'_{2mn}x + iw_{mn}t}. \quad (4)$$

Здесь  $\mathbf{R}_{mn}^{np}$  и  $\mathbf{R}_{mn}^{op}$  – комплексные амплитуды плоских волн, распространяющихся в направлении убывающих  $y$ ;  $\mathbf{R}_{mn}^{omp}$  и  $\mathbf{R}_{mn}^{omp}$  – комплексные амплитуды плоских волн, распространяющихся в направлении возрастающих  $y$ , и обусловленных отражением от металлического “дна” при  $y = 0$ ;  $k'_{1mn} = k'_{mn} \cos J_{mn}^{np}$ ;  $k'_{2mn} = k'_{mn} \sin J_{mn}^{np}$ ;  $k'_{mn} = w_{mn} \sqrt{\tilde{\epsilon}'_{amn} m'_a}$  и  $J_{mn}^{np}$  – угол преломления волны с частотой  $w_{mn}$ ;  $\tilde{\epsilon}'_{amn}$  и  $m'_a$  – соответственно абсолютная комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемости нелинейного вещества.

Аналогично тому, как это сделано в [1] в случае нормальной поляризации падающего ЭМ поля, получаем нелинейные граничные условия импедансного типа на поверхности нелинейного слоя ( $y = d$ )

$$2\mathbf{R}_{xmn}^{np} - \mathbf{R}_{xmn}^{\Pi} \left( 1 + R_{mn}^{\perp} e^{-i2k_{1mn}d} \right) e^{ik_{1mn}d} = \sum_{q=1}^Q \left( \mathbf{a}_q + iw_{mn} \mathbf{b}_q \right) \int_0^d \tilde{g}_{mn}^{\perp}(q, y) dy. \quad (5)$$

$$\text{Здесь } \mathbf{R}_{xmn}^{\Pi} = \frac{k_{2mn} \mathbf{E}_{zmn}^{\Pi}}{w_{mn} \mathbf{e}_a};$$

$$R_{mn}^{\perp} = \frac{Y_{1mn} \sin k'_{1mn}d + iY'_{1mn} \cos k'_{1mn}d}{Y_{1mn} \sin k'_{1mn}d - iY'_{1mn} \cos k'_{1mn}d} e^{i2k_{1mn}d},$$

$$\text{где } Y'_{1mn} = \frac{k'_{1mn}}{w_{mn} m'_a} = Y'_{mn} \cos J_{mn}^{np}; \quad Y'_{2mn} = \frac{k'_{2mn}}{w_{mn} m'_a} = Y'_{mn} \sin J_{mn}^{np}; \quad Y'_{mn} = \sqrt{\frac{\tilde{\epsilon}'_a}{m'_a}}.$$

Правая часть (5) определяет нелинейное взаимодействие всех комбинационных составляющих на частотах  $w_{mn}$ , при этом

$$a_q = (2i)^q j_q(E_z'^{cm}); \quad b_q = (2i)^q D_q(E_z'^{cm});$$

$$j_q = \frac{1}{q!} \frac{\partial^q j'_z(E'_z)}{(\partial E'_z)^q} \Big|_{E'_z=E_z'^{cm}}; \quad D_q = \frac{1}{q!} \frac{\partial^q D'_z(E'_z)}{(\partial E'_z)^q} \Big|_{E'_z=E_z'^{cm}};$$

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

$$g_{mn}^\perp(y) = \tilde{g}_{mn}^\perp(1, y) = \mathcal{E}_{zmn}^{np} \sin k'_{1mn} y.$$

Здесь параметры  $a_q$  и  $b_q$  определяются тейлоровскими коэффициентами  $j_q$  и  $D_q$  функций  $j'_z(E'_z)$  и  $D'_z(E'_z)$ , представленных своими рядами Тейлора в окрестности смещения  $E_z'^{cm}$  (электростатического поля в объеме нелинейного слоя  $0 < y \leq d$ ).

Пользуясь ортогональностью экспоненциальных функций, из второго уравнения Максвелла будем иметь для всех комплексных амплитуд на частоте  $w_{mn}$

$$\mathcal{H}_{xmn}^{np} = -Y'_{1mn} \mathcal{E}_{zmn}^{np}; \quad \mathcal{H}_{xmn}^{omp} = Y'_{1mn} \mathcal{E}_{zmn}^{omp}; \quad (6)$$

$$\mathcal{H}_{ymn}^{np} = -Y'_{2mn} \mathcal{E}_{zmn}^{np}; \quad \mathcal{H}_{ymn}^{omp} = -Y'_{2mn} \mathcal{E}_{zmn}^{omp}; \quad (7)$$

И из граничных условий на поверхности металла ( $y=0$ )

$$\mathcal{E}_{zmn}^{omp} = -\mathcal{E}_{zmn}^{np}. \quad (8)$$

Тогда (5) – (8) определяют касательные составляющие векторов напряженностей электрического и магнитного полей на поверхности нелинейного слоя, а значит легко могут быть рассчитаны векторы вторичного ЭМ поля, отражённого в “верхнее” ( $y > d$ ) пространство, если ввести в рассмотрение эквивалентные поверхностные токи на границе раздела линейной и нелинейной сред при  $y=d$ . При этом сами граничные условия (5), записанные для каждой комбинационной составляющей на частоте  $w_{mn}$ , представляют собой систему нелинейных алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд  $\mathcal{H}_{xmn}^{np}$ .

При нормальной поляризации для комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных токов имеем

$$\mathcal{J}_{xmn}^m = -2i \mathcal{E}_{zmn}^{np} \sin k'_{1mn} d; \quad \mathcal{J}_{zmn}^e = -2 \mathcal{H}_{xmn}^{np} \cos k'_{1mn} d. \quad (9)$$

В качестве примера приведём расчетные зависимости комплексных амплитуд спектральных составляющих электрического тока на поверхности нелинейного слоя от толщины слоя  $d$ . В рассматриваемом примере спектр падающего ЭМ поля содержит две равноамплитудные составляющие на частотах  $w_{10} = 2p \cdot 10^{10}$  рад/с и  $w_{01} = 2p \cdot 7,733 \cdot 10^9$  рад/с, амплитуды векторов напряженностей  $|\mathcal{E}_{10}| = |\mathcal{E}_{01}| = 20$  мВ/м. ВАХ слоя аппроксимирована полиномом третьей степени, при этом диэлектрик считается идеальным, то есть отсутствуют токи проводимости (все коэффициенты  $j_q = 0$ ),  $D_0(E_z'^{cm}) = 8,724 \cdot 10^{-13}$  Кл/м<sup>2</sup>,  $D_1 = 2,041 \cdot 10^{-11}$  Ф/м,  $D_2 = 0$ ,  $D_3 = 2,359 \cdot 10^{-9}$  Фм/В<sup>2</sup>.

Графики зависимостей комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных электрических и магнитных токов на границе раздела линейной и нелинейной сред показаны ниже на рисунках. Для основных частот ( $\omega_{10}$  и  $\omega_{01}$ ) – на рисунке 2, для нелинейных продуктов третьего порядка – на рисунках 3 и 4.

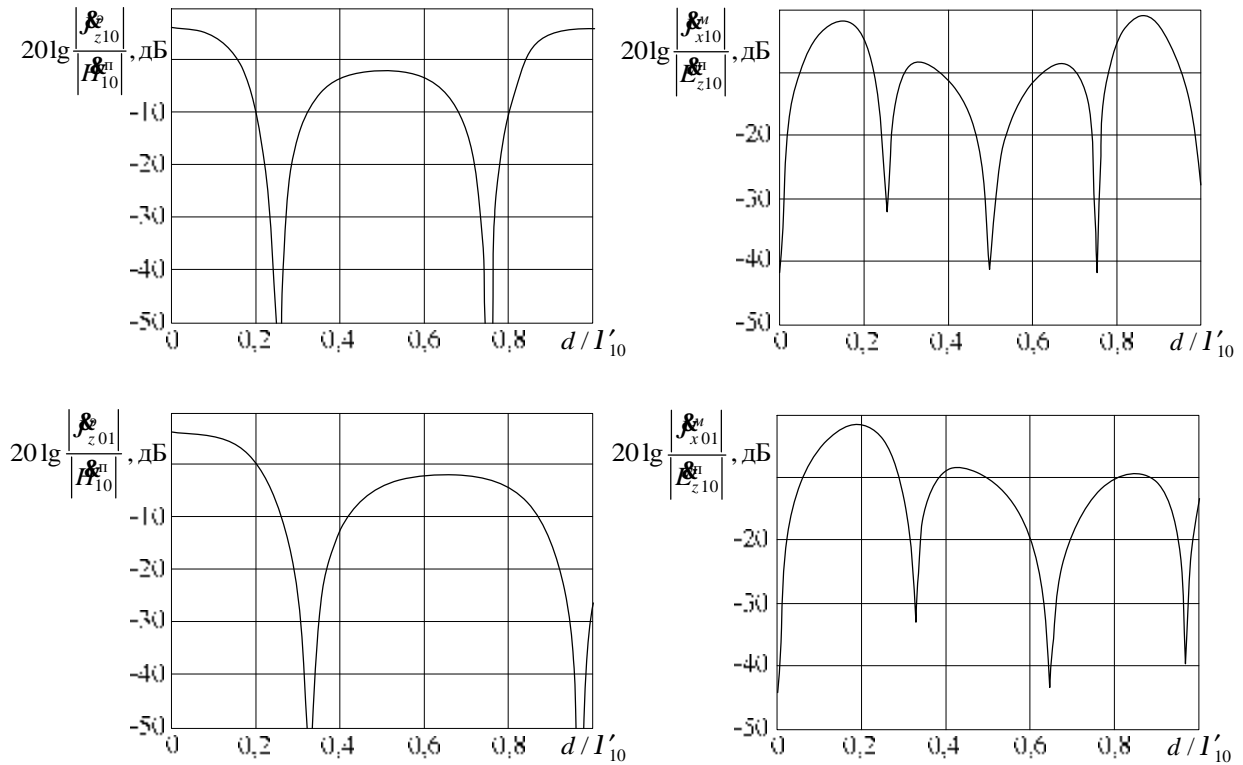


Рисунок 2

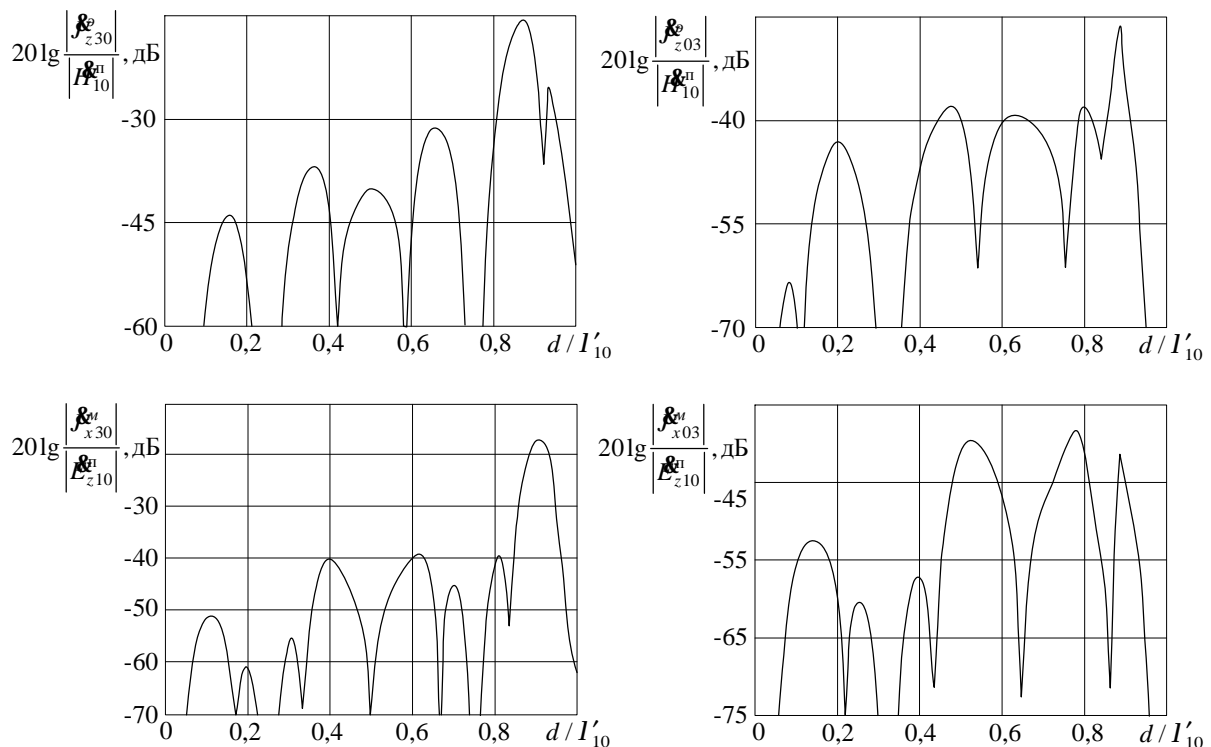


Рисунок 3

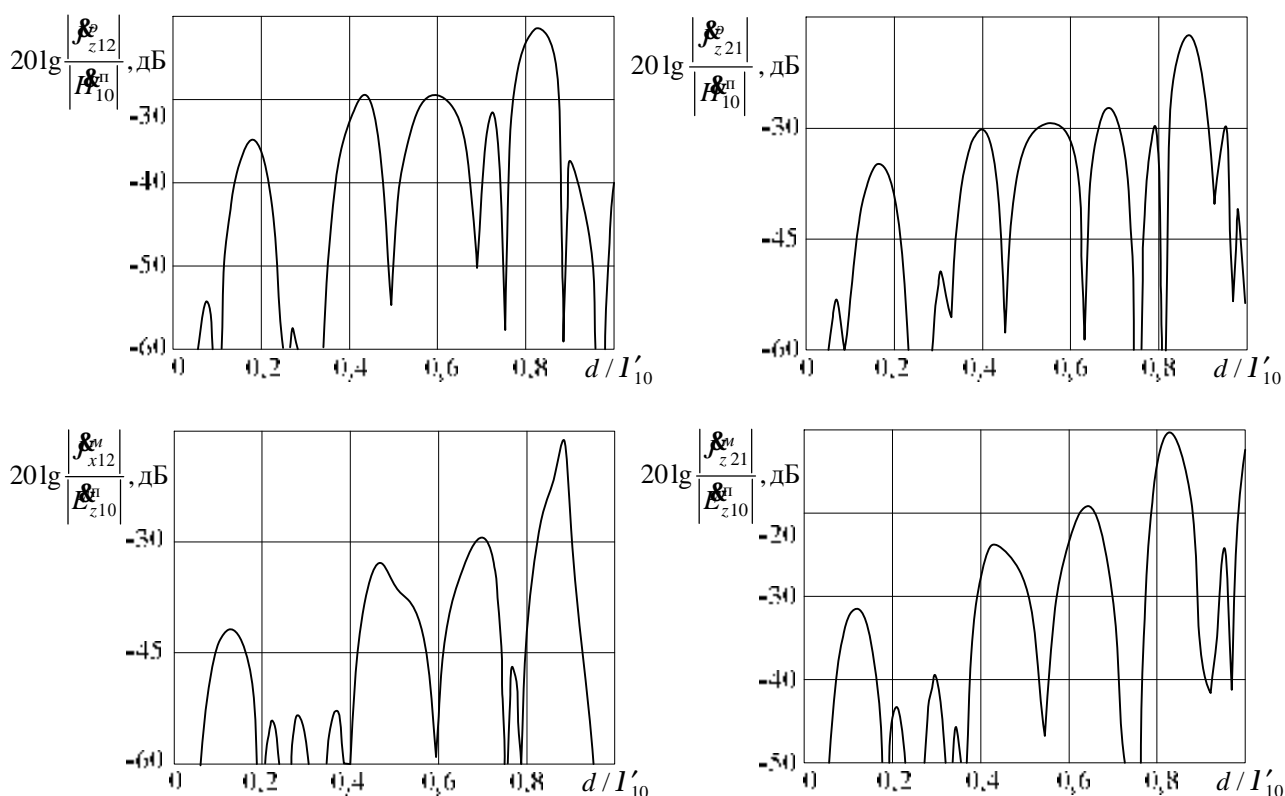


Рисунок 4

Наличие у цели способности выполнять нелинейное преобразование спектра зондирующего сигнала обуславливает радиолокационный контраст цели. Это может быть применено при радиолокационном поиске различных объектов и людей, если они оснащены нелинейными радиолокационными отражателями, например, металлической пластинкой, покрытой нелинейным диэлектриком. Нелинейные продукты рассеяния, как видно из рисунков 2 – 4, могут иметь значительный уровень

#### Литература

1. Петров Б. М., Суанов Т.А. Отражение плоских бигармонических волн от слоя нелинейного диэлектрика на металлической плоскости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2006. №4. С . 23 – 34.
2. Petrov B. M., Suanov T.A. Reflection of plane biharmonic waves from nonlinear dielectric-coated metal surface // Symposium and exhibition on electromagnetic compatibility, 18th int. conf. Wroclaw, 28 – 30 JUNE, 2006: mater. of conf. – Wroclaw, 2006.
3. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 2000. – 559 с.
4. Бломберген Н. Нелинейная оптика. – М.: Мир., 1966. – 420 с.
5. 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.

# ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ИЗЛУЧЕННОГО СО СПУТНИКА ОТ ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Гросуль С. А.

*Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге*

*Работа посвящена созданию теоретической модели отражения радиосигнала спутниковой системы GPS от водной поверхности.*

В настоящее время существует ряд задач связанных с исследованием степени волнения водной поверхности методами полуактивной радиолокации. Лидирующее место занимают системы, использующие в качестве основных сигналов сигналы спутниковой системы GPS. Одной из основных проблем при построении таких систем является разработка теоретической модели отражения электромагнитного поля от водной поверхности. Целью данной работы ставился расчет энергетических характеристик отраженных полей.

При расчете будут использоваться следующие приближения. Падающая от спутника волна в зоне отражения плоская. Будем считать, что отражение волны в каждой точке поверхности происходит по законам геометрической оптики, так же как и от бесконечной касательной плоскости, если на касательной плоскости можно выделить площадку с линейными размерами, большими по сравнению с длиной волны, но не отступающую заметно на краях от неровной поверхности.

Если рассмотреть область  $V$ , ограниченную замкнутой поверхностью и предположить, что внутри области отсутствуют источники электромагнитного поля и только некоторая часть  $S_0$  этой поверхности излучает в область  $V$  электромагнитные колебания, то можно для расчета поля внутри области  $V$  воспользоваться принципом Гюйгенса-Кирхгофа. При этом поле в любой точке внутри области  $V$  определяется формулами [1], в которых комплексные амплитуды можно определить из выражений [2]

$$\begin{cases} \mathbf{E} = \frac{1}{4\pi} \int_{S_0} \left\{ i\omega \mathbf{n}^0 \left[ \mathbf{r}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right] + \left[ \mathbf{r}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right] \text{grad } \Psi + \left( \mathbf{n}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right) \text{grad } \Psi \right\} dS \\ \mathbf{H} = \frac{1}{4\pi} \int_{S_0} \left\{ -i\omega \mathbf{n}^0 \left[ \mathbf{r}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right] + \left[ \mathbf{r}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right] \text{grad } \Psi + \left( \mathbf{n}^0, \frac{\mathbf{r}}{R} \right) \text{grad } \Psi \right\} dS \end{cases} \quad (1)$$

где  $\Psi$  - частное решение волнового уравнения  $\nabla^2 \Psi + k^2 \Psi = 0$ ;

$\mathbf{n}^0$  - единичный вектор нормали к поверхности  $S_0$  в точке расположения элементарного источника излучения, направленный в область  $V$ .

Применим эти формулы к исследованию следующей задачи. Из точки  $B(x_0, y_0, Z_1)$  (рис 1) поверхность  $S$ , уравнение которой  $Z=h(x, y)$ , облучается электромагнитной волной. Плоскость  $Z=0$  является средней для поверхности  $S$ ,  $Z_0 \gg h$ . Направление на элементарную площадку поверхности с точкой  $M(x, y, h)$  определяется углами  $\alpha, \beta$ .

Область  $V$  ограничена неровной поверхностью  $S$  и полусферой достаточно большого радиуса, расположенной в полупространстве  $Z > 0$ . На поверхности  $S$  имеется разрешаемая площадка  $S_0$  определяемая диаграммой направленности

антенны  $G_0(\alpha, \beta)$  и расстоянием до источника излучения  $R_1$ . Согласно принципу Гюйгенса-Кирхгофа каждая точка на поверхности, в которой возбуждается электромагнитное поле, может рассматриваться как источник вторичной сферической волны. По этому для того, чтобы найти отраженное поле в любой точке области  $V$ , например, в точке  $A(0, 0, Z_0)$ , необходимо рассчитать поле на площадке  $S_0$ .

Для расчета поля на площадке  $S_0$  воспользуемся методом Кирхгофа. Таким образом, если на площадку  $S_0$  падает плоская волна, то полное поле на поверхности можно записать в виде:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{\Sigma}^{\mathbf{r}} = Q_0 G_0(\alpha, \beta) \exp\left[-i\left(\frac{\mathbf{r}}{R_1}, \mathbf{r}\right)\right] \cdot \left[ (1 - \mathbf{K}_B) e_p \mathbf{p}^{\mathbf{r}_0} + (1 - \mathbf{K}_T) e_t \mathbf{t}^{\mathbf{r}_0} + (1 + \mathbf{K}_B) e_n \mathbf{n}^{\mathbf{r}_0} \right] \\ \mathbf{H}_{\Sigma}^{\mathbf{r}} = Q_0 G_0(\alpha, \beta) \mathbf{e}_c^{-1} \exp\left[-i\left(\frac{\mathbf{r}}{R_1}, \mathbf{r}\right)\right] \cdot \left[ (1 - \mathbf{K}_T) m_p \mathbf{p}^{\mathbf{r}_0} + (1 + \mathbf{K}_B) m_t \mathbf{t}^{\mathbf{r}_0} + (1 + \mathbf{K}_T) m_n \mathbf{n}^{\mathbf{r}_0} \right] \end{cases} \quad (2)$$

где  $\mathbf{n}^{\mathbf{r}_0}$  – единичный вектор нормали к поверхности в точке  $M$ .

Здесь векторы  $\mathbf{n}^{\mathbf{r}_0}, \mathbf{t}^{\mathbf{r}_0}, \mathbf{p}^{\mathbf{r}_0}$  являются ортами вспомогательной локальной системы координат, введенной в точке  $M$ .

Будем полагать, что область  $V$  расположена в свободном пространстве ( $\mathbf{e}_1 = 1; m_1 = 1$ ). Тогда волновое число  $k$  будет вещественным. Спроецировав вектор  $\mathbf{E}(B)$  на направление векторов  $\mathbf{e}_1^{\mathbf{r}_0}$  и  $\mathbf{m}_1^{\mathbf{r}_0}$ , получим выражение для комплексной амплитуды отраженного поля, имеющего основную и перекрестную поляризацию соответственно.

$$\mathbf{E}_{ОП}(B) = \left( \mathbf{E}(B), \mathbf{e}_1^{\mathbf{r}_0} \right); \quad \mathbf{E}_{ПП}(B) = \left( \mathbf{E}(B), \mathbf{m}_1^{\mathbf{r}_0} \right) \quad (3)$$

Используя формулу (3) и геометрические соотношения взаимного расположения векторов падающей и отраженной волны и учитывая, что для водной поверхности выполняется условие  $|\mathbf{e}_1| \gg 1$  и

$$\mathbf{K}_T = -\mathbf{K}_B = \frac{1 - \sqrt{\mathbf{e}_2}}{1 + \sqrt{\mathbf{e}_2}} = F_0 \exp(iV_0)$$

получим комплексную амплитуду отраженного сигнала:

$$E_{ОП}(P) = \frac{iQ_0 Q_1 F_0 G_0}{\lambda R_2} \exp(iV_0 - ikR_2) \iint_D G_1(\alpha, \beta) R_1^{-1} (\cos \beta - 2 \cos^3 \beta) \exp[-ikR_1] dx dy \quad (4)$$

При сделанных ограничениях поля основной поляризации (горизонтальной и вертикальной) одинаковы и определяются формулой (4).

Используя полученный результат и следуя работе [3] рассмотрим отражение от двухмасштабной модели подстилающей поверхности. В точке  $M$  (рис. 1) рассматривается сумма поверхностей  $Z = h(x, y) + \xi(x, y)$ , где  $h(x, y)$  – пологая крупномасштабная неровность, а  $\xi(x, y)$  – поверхность с мелкими неровностями (поверхность возмущений).

Полное поле на поверхности  $S$  в точке  $M$  будем записывать следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}(M) = \mathbf{L}_{\Sigma}^{\mathbf{e}}(M) + \mathbf{L}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}(M) \\ \mathbf{H}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}(M) = \mathbf{H}_{\Sigma}^{\mathbf{e}}(M) + \mathbf{H}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}(M) \end{cases} \quad (5)$$

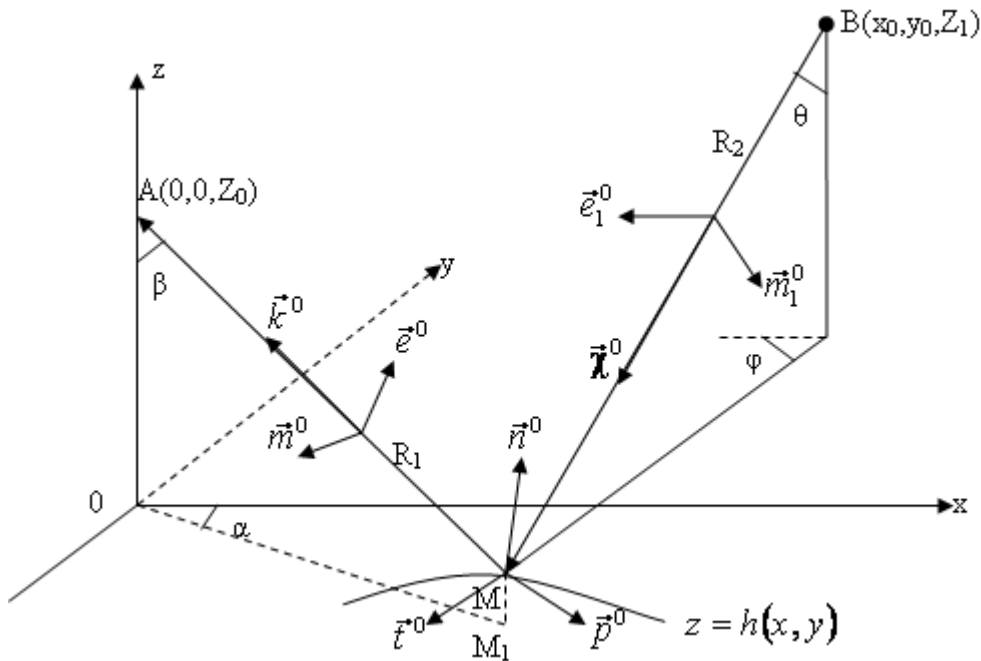


Рисунок 1

Проведя аналогичные преобразования получим выражения для полей основной и перекрестной поляризации:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{оп}}^{\mathbf{r}}(\mathbf{p}) &= \frac{Q_0 Q_1 G_1}{\lambda \cdot R_2} \iint_D G_0(\alpha, \beta) R_1^{-1} \exp(-ik(R_1 + R_2)) \times \\ &\left\{ \mathbf{K}_{\Gamma}^{\mathbf{r}} \left[ \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix} \right] + \frac{2}{\sqrt{\mathbf{K}_{\Gamma}^{\mathbf{r}}}} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{e}^0 \end{pmatrix} \right\} \left[ 1 - 2 \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix} \right] - \\ &- \mathbf{K}_{\text{B}}^{\mathbf{r}} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{e}^0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix} \sqrt{1 - \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix}} \right\} [i + k \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix} \xi(x, y)] dx dy \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{ипп}}^{\mathbf{r}}(\mathbf{p}) &= -\frac{2Q_0 Q_1 G_1}{\lambda \sqrt{\mathbf{K}_{\Gamma}^{\mathbf{r}}} R_2} \iint_D G_0(\alpha, \beta) R_1^{-1} \exp(-ik(R_1 + R_2)) \times \\ &\times \mathbf{K}_{\Gamma}^{\mathbf{r}} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{e}^0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{m}^0 \end{pmatrix} [i + k \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{n}_h \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{k}^0 \end{pmatrix} \xi(x, y)] dx dy \end{aligned} \quad (7)$$

Преобразовывая полученные формулы (6) и (7) и положив в качестве аппроксимации приемной антенны функцию:

$$G_1(\alpha, \beta) = \exp \left\{ -1,38 \left[ \frac{(x - x_0)^2 \cos^2 \beta + y^2}{\theta_p^2 R_{10}^2} \right] \right\}$$

получим выражение для

комплексной амплитуды напряжения на выходе приемной антенны:

$$\mathbf{U}_{\text{BB}}^{\mathbf{r}} = \frac{1}{\lambda R_{10} R_{20}} \iint_D L_1(x, y) \left\{ i \left( a + b \frac{\partial h}{\partial x} \right) - k \left( d + c \frac{\partial h}{\partial x} \right) \xi(x, y) \right\} dx dy \quad (8)$$

$$U_{\Gamma\Gamma}^{\&} = \frac{1}{\lambda R_{10} R_{20}} \iint_D L_1(x, y) \left\{ i \left( e + g \frac{\partial h}{\partial x} + l \frac{\partial h}{\partial y} \right) - k \left( p + s \frac{\partial h}{\partial x} + u \frac{\partial h}{\partial y} \right) \xi(x, y) \right\} dx dy \quad (9)$$

$$U_{\Gamma\Gamma}^{\&} = -U_{\Gamma\Gamma}^{\&} = \frac{r}{\lambda R_{10} R_{20}} \iint_D L_1(x, y) \left\{ i \frac{\partial h}{\partial y} - k \frac{\partial h}{\partial y} \xi(x, y) \cos \theta_0 \right\} dx dy$$

(10)

Где  $L_1(x, y) = Q_2 Q_3 e^{-a_1(x-x_0)^2 - a_2 y^2} e^{i[a_3(x-x_0)^2 + a_3 y^2 + a_5(x-x_0) + a_7]} e^{ik(\cos \beta + \cos \theta_0)h}$ , где

$$Q_2 = G_0; Q_3 = 1; a_1 = 1,38 \frac{\cos^2 \beta}{\theta_p^2 R_{10}^2}; a_2 = 1,38 \frac{1}{\theta_p^2 R_{10}^2}; a_3 = a_4 = -\frac{k}{2} \left( \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{20}} \right);$$

$$a_5 = -\frac{k}{2} (\sin \beta + \sin \theta_0); a_7 = -k(R_{10} + R_{20})$$

Множители a, b, c, d, e, g, l, p, s, u определены в [5]. Полученные формулы (8), (9), (10) определяют зависимость между случайными функциями h и  $\xi$  характеризующими степень взволнованности водной поверхности и комплексной амплитудой напряжения на выходе приемной антенны, что позволяет разрешить обратную задачу по определению параметров волнения.

### Литература

1. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн / Ф.Б. Черный // Сов. радио, М – 1962.
2. Семенов А.А. Теория электромагнитных волн / А.А. Семенов // МГУ – 1968.
3. Курьянов Б.Ф. Рассеяние звука на шероховатой поверхности с двумя типами неровностей / Б.Ф. Курьянов // «Акустический журнал» - 1962. – т.8, №3.
4. Гарнакерьян А.А. Радиолокация морской поверхности / А.А. Гарнакерьян А.С. Сосунов // РГУ – 1978.
5. Лобач В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности / В.Т. Лобач // Радио и связь М. – 2006.

УДК 62.50:621.519

## РЕАЛИЗАЦИЯ ДИАГНОСТИКИ ПРОЧНОСТНОГО СОСТОЯНИЯ ФЮЗЕЛЯЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА БЕСПРОВОДНОЙ ТЕЛЕКОММУТАЦИОННОЙ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТЬЮ КОНТРОЛЛЕРОВ.

А.П. Самойленко, А.В. Буряк.

*Таганрогский технологический институт Южного Федерального  
Университета  
akit\_317@mail.ru*

*Представлен один из способов распределенной диагностики прочностного состояния фюзеляжа летательного аппарата, реализованный беспроводной телекоммуникационной локальной сетью контроллеров.*

Основным методом изучения нагрузок различного типа, воздействующих на летательный аппарат, является измерение деформации (напряженности) в его конструкции. Эти измерения дают возможность своевременно выполнять



доводку конструкции по условиям прочности и получать богатый материал для обоснованного выбора режимов стендовых испытаний [1].

Важнейшей задачей при статистических испытаниях летательного аппарата является исследование общего напряжённого состояния конструкции, которое сводится к измерению напряжений в отдельных точках конструкции. Экспериментатору совместно с конструкторами отдельных агрегатов необходимо априорно выбрать их расположение и число. Элементы конструкции, находящиеся в сложно-напряжённом состоянии требуют для определения компонентов напряжений, моментов ( $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, M_x, M_y, M_z$ ) измерений относительных деформаций, по крайней мере, в трёх направлениях. Из сказанного выше можно сделать следующие выводы:

- во-первых, схема измерения относительных деформаций должна тщательно прорабатываться на основе теоретического расчёта и анализа напряжённого состояния конструкции;
- необходимо выявлять топологические области точек конструкции агрегатов с примерно однородными по величинам и направлениям напряжениями. Такая методика позволит определить число измерителей относительных деформаций и предоставит возможность применить метод безэталонного контроля, описанного авторами в [3].

Будем считать основными принципами, на которых будет построена система контроля прочностного состояния конструкции фюзеляжа:

- принцип стационарности, заключающегося в постоянной зависимости деформаций от знака и характера изменения нагрузки от времени:

$$e_{ij} = a_{ij} Q_j,$$

где,  $e_{ij}$  – сигнал от  $i$ -го датчика при действии на агрегат  $Q_j$  нагрузки;

$a_{ij}$  – постоянный тарировочный коэффициент  $i$ -го датчика;

- принцип независимости деформации элемента конструкции при совместном действии всех компонентов нагрузки:

$$e_i = \sum_{j=1}^m a_{ij} Q_j, \quad j = \overline{1,6},$$

что даёт возможность суммировать электрические сигналы от датчиков на регистрирующем устройстве:

$$S_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} e_j$$

### Постановка задачи

С целью повышения эффективности процессов контроля и диагностики их адаптации к топологии и режимам объекта контроля предлагается рассмотреть возможность создания беспроводной двух иерархической телекоммуникационной сети распределительных контроллеров, осуществляющих децентрализованную функцию сбора, обработки и контроля прочностного состояния авиационных конструкций.

К достоинству такой многоканальной системы можно отнести её реализацию на программируемой электронной базе. Малое и управляемое

энергопотребление, наличие как чувствительного датчика в виде тензометрического моста, так и одиночного тензорезистора, канала, отображающего температурный режим объекта контроля. Однако циклический мониторинг сбора, обработки первичных данных, не связанных с динамикой контролируемых процессов, на наш взгляд, приводит к временной и информационной избыточности данных, к их возможному «старению». Проводные каналы связи объектов контроля с центральным хост-контроллером посредством трехпроводного интерфейса стандарта RS 485 конструктивно ограничивают использование системы только для узкого класса объектов, например, для работы в аэродинамической трубе Т-203 при измерении пульсаций давлений.

### Реализация трактовки задачи

Прежде чем приступить к синтезу архитектуры телекоммутиационной сети контроля прочностного состояния фюзеляжа, необходимо разработать и описать модель объекта контроля в топологическом, вероятностном и векторном пространствах. Топологические области должны покрыть объект контроля, чтобы объединить в себе точки для измерения однородных по направлениям, характеру и диапазону изменения значений прочностных напряжений. Число, место расположения датчиков формируются на основании вероятностных методов расчёта на прочность. Число классов топологических областей может быть равно числу осевых напряжений, вызванных соответствующими усилиями ( $P_x$ ,  $P_y$ ,  $P_z$ ) и крутящими моментами ( $M_x$ ,  $M_y$ ,  $M_z$ ), порождаемыми воздействием окружающей среды.

Отметим, что при выборе топологии размещения датчиков необходимо учитывать следующее:

- зависимость деформации датчика от нагрузки должна быть линейной;
- контролируемый конструктивный элемент в местах наклейки тензодатчиков не должен терять устойчивость в пределах контролируемых нагрузок.

$$N = \sum_{i=1}^l n_i$$

Число датчиков определим как  $\sum_{i=1}^l n_i$ , где  $l$  - число топологических областей  $n_i$  – число датчиков в области которые определены на основании эвристической модели.

Один контролируемый параметр отображается аналоговым и цифровых измерительными трактами с целью повышения точности и компенсации дрейфа усилителя и помех. Тензомост питается двухполярным импульсным источником питания, что позволяет так же повысить чувствительность за счет увеличения амплитуды импульсов питания, подбором их величины скважности. Принципиальным отличием данной системы от известной состоит в реализации метода безэталонного контроля [3], основанного на применении математического инструментария порядковой и пороговой логики. Базы данных упорядоченных массивов значений прочностных напряжений с адресами тензодатчиков ИДМ, БДМ фиксируются в соответствии с отметками программируемого таймера (ГТИ, МК). Микроконтроллер (МК) производит оценку отклонений текущих значений прочностных напряжений от допусковых

зон. При наличии равенства или превышений организуется контроллером внешних прерываний (КП) спорадический режим передачи: подается питание на трасивер (Тр), затем адрес топологической области, адреса тензодатчиков и значения превышений прочностного напряжения от допусковых или же весь массив базы данных отображающей состояние  $i$ -ой топологической области.

Все микропроцессорные системы объединены в беспроводную локальную сеть ZigBee с нелицензируемым 2,4 ГГц ISM адаптером. Физический и MAC уровни ZigBee стандартизированы открытым стандартом IEEE 802.15.4. За счет относительно низкой эффективной скорости передачи и меньшей мощности передатчика достигается высокая экономичность расхода автономных источников питания, поэтому технология ZigBee лучше других стандартных технологий подходит для беспроводных датчиков. Таким образом, RadioEthernet является сетевой технологией с вариантами непосредственной связи узлов или через точки доступа.

Радиус действия внутри испытательного цеха при наличии встроенной антенны составляет порядка 70 м., при использовании вынесенной антенны – до 200 м.

Связь микропроцессорной системы осуществляется с АРМ операторов статических испытаний. Возможны и широковещательный режим работы сети, когда передача и прием инициируются со стороны АРМ путем передачи адреса «запроса» системе, полученные данные от которой свидетельствуют об аварийном состоянии соответствующей топологической области контролируемого объекта.

### **Литература**

1. Гудков А.И., Лешаков П.С. Методы и техника летных испытаний самолетов на прочность. М.: Машиностроение, 1977 г. – 248 с.
2. Статистические испытания на прочность сверхзвуковых самолетов.
3. А.Н. Баранов, Л.Г. Белозеров, Ю.С. Ильин, В.Ф. Кутьнков.
4. М.: Машиностроение, 1974 г. - 344 с.
- 3 Самойленко А.П., Буряк А.В., Явкин А.В. Безэталонный метод контроля и диагностики прочностного состояния фюзеляжа самолета и его реализация беспроводной локальной сетью контроллеров.
5. Сборник докладов VI научной конференции по гидроавиации «Гидроавиасалон - 2006» М.: Издательство ЦАГИ института, с. 283-289.

УДК 681.5

## **АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВОГО БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ**

Ю.А. Геложе\*, В.М. Чуйков\*\*, А.В. Семенов\*\*

*\*Технологический институт в г. Таганроге Южного федерального  
университета, кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем,  
347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А,*

*\*\*Научно-конструкторское бюро цифровой обработки сигналов Южного федерального университета, 347922, г.Таганрог, ул.Шевченко, д2, тел (8634) 312-350, [sav-dsp@tsure.ru](mailto:sav-dsp@tsure.ru)*

*Рассматривается алгоритм функционирования цифрового блока управления следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем.*

В настоящее время в бортовых многоконтурных автоматических системах управления широкое распространение получили следящие электроприводы, использующие в качестве исполнительных двигателей высоконадежные, относительно недорогие асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым ротором (КЗР). Структура следящего электропривода представлена на рис. 1.

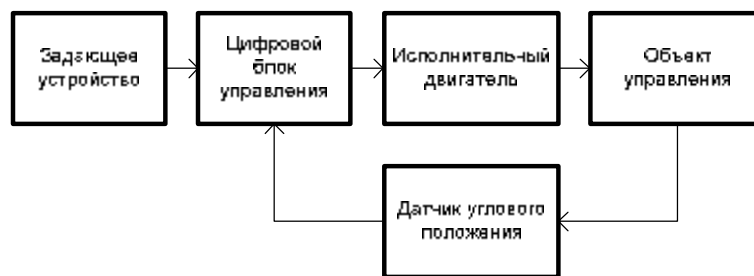


Рис. 1. Структурная схема следящего электропривода

В следящем электроприводе приходится учитывать, что у АД развиваемый на валу момент и скорость вращения ротора имеют нелинейную зависимость от управляющего воздействия, поэтому алгоритм функционирования цифрового блока управления (ЦБУ) получается достаточно сложным.

В работе рассматривается автоматическая система слежения с пропорциональным регулятором (П-регулятором), обеспечивающим формирование управляющего воздействия АД, пропорционального величине сигнала рассогласования [1]. В системах такого типа установившаяся величина сигнала рассогласования определяется выражением

$$G^* = V_3 \cdot T_c, \quad (1)$$

где  $V_3$  – угловая скорость изменения задающего воздействия;

$T_c$  – постоянная времени системы, являющаяся обратной величиной её петлевого коэффициента усиления.

Обеспечение плавного и максимально быстрого переходного процесса требует, чтобы коэффициент демпфирования системы был равен  $\sqrt{2}/2$  [1], то есть

$$T_c = 2 \cdot T_{дв}, \quad (2)$$

где  $T_{дв}$  – постоянная времени электродвигателя.

Следовательно, если выбран электродвигатель, то величина постоянной времени системы может быть определена из (2) и использована для программирования ЦБУ, обеспечивающего оптимальные параметры электропривода.

В силу выражения (1) угловая скорость  $V_{и}$  изменения выходной переменной следящего электропривода в установившемся режиме будет равна угловой скорости задающего воздействия, то есть

$$V_{и}=V_{з} \quad (3)$$

Для электропривода, выполненного на асинхронном двигателе угловая скорость изменения выходной переменной, выраженная в градусах в секунду, следующим образом связана с тактовой частотой сигнала ФТИ, подаваемого на зажимы электродвигателя [2]

$$V_{и} = k_p \cdot \frac{360}{p} \cdot F_{ти} \quad (4)$$

где  $k_p$  - коэффициент передачи редуктора от выходного вала электродвигателя до выхода следящего привода;

$p$  – количество полюсов электродвигателя.

Из равенства (3) и выражений (1) и (4) следует, что в следящей системе с П-регулятором для установившегося режима справедливо следующее уравнение

$$\frac{G^*}{T_c} = k_p \cdot \frac{360}{p} \cdot F_{ти} \quad (5)$$

Из уравнения (5) следует, что тактовая частота сигнала, генерируемого ЦБУ, следующим образом связана с величиной сигнала рассогласования

$$F_{ти} = \frac{p}{k_p \cdot T_c \cdot 360} \cdot G^* \quad (6)$$

В программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) фирмы «ALTERA» имеется возможность синтезировать импульсный сигнал вида меандр, разделив тактовую частоту 20 МГц на коэффициент деления  $M$  и для обеспечения требуемой формы импульсного сигнала еще дополнительно разделить на два [3]. Таким образом, тактовая частота синтезируемого сигнала определяется выражением

$$F_{ти} = \frac{2 \cdot 10^7}{2 \cdot M} \quad (7)$$

Из уравнений (6) и (7) следует, что коэффициент деления делителя эталонной частоты  $M$ , входящего в состав ПЛИС, следующим образом связан с сигналом рассогласования

$$M = \frac{10^7 \cdot k_p \cdot T_c \cdot 360}{p} \cdot \frac{1}{G^*}$$

Обычно при проектировании системы авторегулирования параметры двигателя и коэффициент редукции становятся известны заранее. Поэтому рассмотрим случай реализации алгоритма для конкретного случая, когда  $p = 12$ ,  $T_c = 0,17$  с и  $k_p = 0,69 \cdot 10^{-4}$ . В результате математическое выражение для  $M$  будет иметь вид

$$M = \frac{2,07 \cdot 10^4 \cdot T_c}{G^*}$$

На рис. 2 приведена структурная схема функционирования ЦБУ.

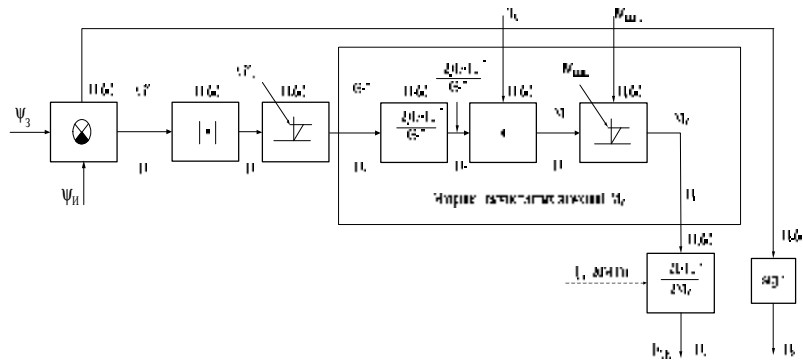


Рис. 2. Структурная схема функционирования цифрового блока управления

На рис. 2 использованы следующие обозначения:  $\Psi_3$  – заданное значение положения угловой ориентации механизма в продольном канале;  $\Psi_{и}$  – истинное положение угловой ориентации механизма в продольном канале;  $f_{ТИ}(t)$  – тактовая частота управляющих импульсов для асинхронного двигателя;  $sign$  – знаковая функция, указывающая направление вращения двигателя;  $T_c$  – постоянная времени двигателя;  $N_i(\bullet)$  – передаточная функция  $i$ -го звена;  $U_i$  – реакция  $i$ -го звена на входное воздействие;  $G^*$  – текущее значение сигнала рассогласования;  $G^*1$  – модифицированное значение сигнала рассогласования;  $G^*_{\max}$  – максимально допустимое значение сигнала рассогласования.

Из соотношения (1) для  $G^*_{\max}$  следует

$$G^*_{\max} = V_{\max} \cdot T_c,$$

где  $V_{\max}$  – максимальная скорость изменения угловой ориентации механизма;

$f_{ЭТ}$  – эталонная частота тактового генератора;

$M_{\max}$  – максимально допустимое значение коэффициента деления эталонной частоты;

$M_V$  – значения коэффициента деления эталонной частоты, для которого выполняется условие

$$M_V = \begin{cases} M, & M \leq M_{\max} \\ M_{\max}, & M > M_{\max}. \end{cases}$$

В ЦБУ в соответствии с рис. 1 выполняется следующая последовательность операций.

1. Н1(●) – Процедура вычитания (определения сигнала рассогласования)

$$U_1 = G^* = \Psi_3 - \Psi_{и}.$$

2. Н2(●) Нахождение модуля числа:

$$U_2 = \begin{cases} G^*, & G^* \geq 0, \\ -G^*, & G^* < 0. \end{cases}$$

3. Н3(●) Ограничение максимального значения сигнала рассогласования

$$U_3 = G_1^* = \begin{cases} U_2, & U_2 \leq G^*_{\max}, \\ G^*_{\max}, & U_2 > G^*_{\max}. \end{cases}$$

4. Н4(●) Нахождение значения величины

$$U_4 = \frac{2,07 \cdot 10^4}{G_1^*}$$

5. Н5(●) Умножение на постоянную величину Тс

$$U_5 = M = U_4 \cdot T_c = \frac{2,07 \cdot 10^4}{G_1^*} \cdot T_c$$

6. Н6(●) Ограничение текущего значения MV до значения Mмакс

$$U_6 = M_v = \begin{cases} M, & M \leq M_{\text{макс.}} \\ M_{\text{макс.}}, & M > M_{\text{макс.}} \end{cases}$$

Значение Mмакс определяется исходя из физических ограничений на минимальное значение ФТИ для конкретного типа двигателя.

7. Н7(●) Описывает процедуру формирования последовательности управляющих тактовых импульсов с частотой ФТИ, из эталонной импульсной последовательности с частотой следования fЭТ в соответствии с соотношением

$$U_7 = F_{\text{ти}} = \frac{f_{\text{ЭТ}}}{2 \cdot M_v}$$

8. Н8(●) Знаковая функция sign, формируемая в блоке Н8(●), определяет направление вращения исполнительного двигателя

$$U_8 = \text{sign} = \begin{cases} 1 & \text{при } G^* \geq 0, \\ -1 & \text{при } G^* < 0. \end{cases}$$

В результате выполнения операций, описанных в алгоритме, на выходе ЦБУ формируется последовательность управляющих тактовых импульсов.

Значения MV вычисляются заранее и заносятся во флэш-память ПЛИС при ее программировании. В результате каждому значению текущего сигнала рассогласования  $G^*1$  соответствует вполне определенное значение MV, то есть вполне определенное значение ФТИ.

Алгоритм функционирования ЦБУ был реализован в ПЛИС фирмы «ALTERA» типа EP1C12Q240I7.

В заключении следует отметить, что управление асинхронным двигателем в следящей системе требует выполнения целого ряда операций над сигналом рассогласования в том числе и нелинейных, однако, применение современных ПЛИС и микроконтроллеров обеспечивает минимальные массогабаритные характеристики управляющих устройств и высокую надежность следящего электропривода.

### Литература

1. Гайдук А.Р. Системы автоматического управления. Примеры, анализ и синтез. Таганрог: изд-во ТРТУ, 2006.
2. Справочник по электрическим машинам. /Под общ. ред. И.П. Копылова И. Б.Клокова . М.: Энергоатомиздат. 1989.
3. Маркович И.И. и др. Цифровая автоматическая система управления следящим устройством с асинхронным исполнительным двигателем // Матер. междуна. конф. Интеллектуальные и многопроцессорные системы – 2005. Т3. Таганрог.- 2005.

## АКУСТООПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР СЖАТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Д.Е. Лапшин

*Технологический институт Южного федерального университета в г.  
Таганроге*

*г. Таганрог, ул. Шевченко 2, тел: 312-482, [DVLBest@mail.ru](mailto:DVLBest@mail.ru)*

Сигналы с ЛЧМ широко используются в современных радиолокационных системах. Это обусловлено хорошими корреляционными свойствами таких сигналов, что позволяет при согласовании фильтрами обеспечить одновременно высокое разрешение по дальности и частоте. Согласованные фильтры для обработки ЛЧМ сигналов могут быть реализованы схмотехническими средствами и средствами функциональной электроники. Реализация фильтра на основе акустооптического процессора отличается простотой.

Схема акустооптического фильтра (АОФ) сжатия ЛЧМ-сигналов показана на рис. 1.

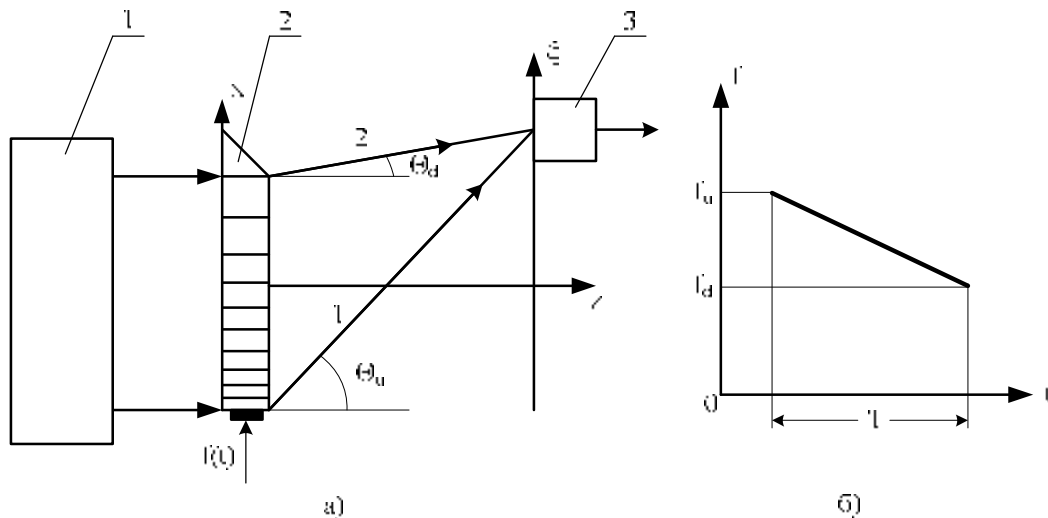


Рис. 1.

Основными элементами фильтра являются: 1 – источник когерентного излучения с длиной волны  $\lambda$ , 2 – акустооптический модулятор с апертурой  $2L$  и скоростью распространения звука  $V$ , 3 – фотоприемник.

Целью настоящего доклада является анализ пространственно временного отклика АОФ на ЛЧМ сигнал и его сопоставление с данными эксперимента.

Пусть на вход АОМ поступает ЛЧМ-импульс длительностью  $T = T_a = \frac{2L}{V}$  с частотой, изменяющейся по закону  $f(t) = f_d + mt$ . Рассмотрим лучевую картину дифракции в момент времени  $t = \frac{2L}{V}$ , когда вся апертура АОМ заполнена импульсом. Найдем точку пересечения двух крайних лучей: 1 и 2, дифрагировавших соответственно на высокочастотном и низкочастотном участках акустического возмущения. Эти лучи дифрагируют под углами

$$\Theta_u = \frac{1 f_u}{V}; \Theta_d = \frac{1 f_d}{V}, \quad (1)$$



причем  $f_u = f_d + m\Gamma$ . Из геометрического построения очевидно, что координаты точки пересечения даются решением системы уравнений

$$\begin{aligned} x - L &= z \tan \Theta_d \cong \frac{z l f_d}{V}, \\ x + L &= z \tan \Theta_u \cong \frac{z l f_u}{V}. \end{aligned} \quad (2)$$

Отсюда следуют координаты точки сжатия [1]:

$$z_0 = \frac{2V}{l m}; \quad x_0 = \frac{V\Gamma}{2} + \frac{V f_d}{m}. \quad (3)$$

Для широкополосного ЛЧМ сигнала пространственно-временной отклик, представляющий собой распределение интенсивности дифрагированного света в первом дифракционном порядке, не соответствует распределению вида  $\frac{\sin^2 x}{x^2}$ , что приводит к уширению выходного сигнала устройства. Поэтому форма выходного сигнала не соответствует квадрату автокорреляционной функции ЛЧМ сигнала:

$$\text{sinc}^2 [m t (t - t)]. \quad (4)$$

Чтобы автокоррелятор работал в оптимальном режиме, необходимо рассчитать пространственно-временной отклик на широкополосный ЛЧМ сигнал и выбрать параметры АОМ так, чтобы выходной сигнал устройства имел вид (4).

Найдем пространственно-временной отклик устройства. Для этого рассчитаем дифрагированное световое поле в выходной плоскости АОМ. При выполнении условия Брэгга:

$$\sin j_0 = \frac{K_0}{2k}, \quad (5)$$

для дифрагированного поля  $E_{+1}(x, l, t)$  в первом порядке дифракции имеем:

$$E_0(x, l, t_1) = i g_0 C_0 \frac{kl}{2 \cos j_0} W(x, l, t_1) \exp[-i\Phi(t_1)], \quad (6)$$

где  $C_0$  – амплитуда подающего на АОМ света;

$$W(x, l, t_1) = \text{sinc} \left\{ \frac{Q}{2p} \frac{|m| \left( t_1 - \frac{x}{u} \right)}{f_0} \left[ 1 - \frac{|m| \left( t_1 - \frac{x}{u} \right)}{f_0} \right] \right\}, \quad (7)$$

где  $f_0$  – несущая частота,

$Q = \frac{pl l}{\Lambda_0^2}$  – волновой параметр АОМ;

$k = \frac{2p}{l}$  – волновое число света;

$\Lambda_0 = \frac{V}{f_0}$  – длина волны ультразвука;

$g_0 = \frac{\Delta n}{n_0}$  – относительное изменение амплитуды показателя преломления

звукопровода АОМ;

$t_1 = t - t$ ;  $t = T$  – временная апертура АОМ;

$$q_1(x) = k \left[ x \frac{I|m|t_1}{V} - \left( \frac{K_0}{2k} - \frac{a_m}{k} \right) - \frac{I|m|}{V^2} x^2 \right];$$

$K_0 = \frac{2p}{\Lambda_0}$  – волновое число ультразвука;

$$a_m = \frac{Q|m|}{2f_0V};$$

$$\Phi(t) = \Omega t - \left( w_0 t - \frac{2p|m|}{2} t_1^2 - \frac{Q|m|}{2f_0} t_1 \right) - kl \cos j_0; \quad (8)$$

где  $\Omega$  – круговая частота света.

Поскольку частота сигнала меняется вдоль апертуры АОМ, то на частотах  $f_0 + m \left( t - \frac{t}{2} \right) \neq f_0$  условие селективности Брега (5) нарушается и амплитуда светового поля вдоль рабочей апертуры АОМ изменяется в соответствии с функцией  $W(x, l, t)$ , описывающей амплитудные искажения дифрагированного света.

Можно показать, что в плоскости фокусировки

$$z_m = F \frac{V^2}{I|m|} \left( F + \frac{V^2}{I|m|} \right)^{-1} \quad (9)$$

пространственно-временной отклик описывается выражением:

$$I_{+1}(w_x, t_1) = \frac{B}{zm} \left| \int_{-L}^L W(x, l, t_1) \exp(-i w_x x) dx \right|^2, \quad (10)$$

где  $w_x = k \left( \frac{x}{z_m} - \frac{K_0}{2k} + \frac{I|m|t_1}{V} - \frac{a_m}{k} \right)$  – пространственная частота;  $B = I_0 \frac{1}{l^3} (pg_0 l)^2$ ,  $I_0 = C_0^2$

При увеличении  $Q$  основной лепесток функции (7) приближается к распределению

$$\text{sinc} \left[ \frac{Q}{2p} \frac{|m| \left( t_1 - \frac{x}{V} \right)}{f_0} \right]. \quad (11)$$

С точностью до члена  $\frac{Q}{2} \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2$  ограничимся представлением  $W(x, l, t_1)$  в виде

(11), тогда выражение 10 приведет к виду

$$I_{+1}(s) = \frac{BL^2}{z_a} \left[ \frac{\text{Si}(s) - \text{Si}(s-r)}{r} \right]^2, \quad (12)$$

где  $Si(z) = \int_0^z \frac{\sin u}{u} du$  - интегральный синус;

$$s = \frac{p2L}{I z_m} [x - x(t_1)]; x(t_1) = x_0 - \frac{I|m|t_1}{V} z_m; x_0 = \frac{K_0}{2k} z_m; r = \frac{Q}{2} \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right) - \text{дифракционный}$$

параметр автокоррелятора.

График относительной интенсивности  $I'_{+1}(s) = \frac{z_m}{B4L^2} I_{+1}(s)$  для случая  $t_1 = 0$  изображены на рис. 2. Как видно из графика, отклик не соответствует распределению  $\frac{\sin^2 x}{x^2}$  и существенным образом зависит от дифракционного параметра  $p$ . Центр  $x'(t_1)$  светового распределения перемещается в плоскости  $z = z_m$  по закону

$$x'(t_1) = x_0 + r \frac{I z_m}{2p2L} - \frac{I|m|}{V} z_m t_1, \quad (13)$$

идентичному закону изменения частоты  $m\left(t - \frac{t}{2}\right)$  ЛЧМ сигнала. Амплитуда пространственно-временного отклика в центре распределения (12) описывается выражением

$$I_{+1}(r) = B \frac{4L^2}{z_m} \left[ \frac{Si(0,5r)}{(0,5r)} \right]^2.$$

График относительного изменения амплитуды пространственно-временных откликов  $I'_{+1}(r) = \frac{z_m}{B4L^2} I_{+1}(r)$  изображен на рис. 3.

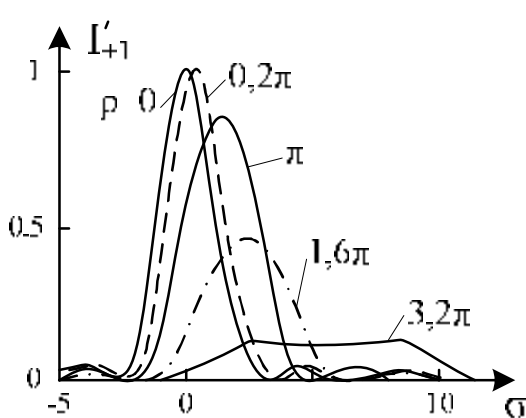


Рис. 2.

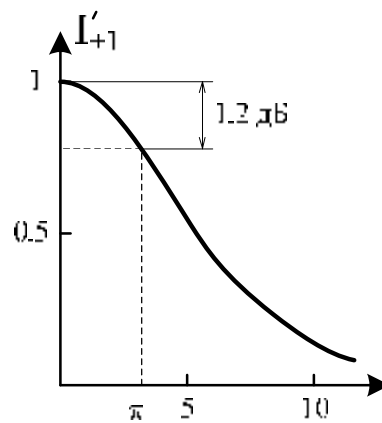


Рис. 3.

При выполнении условия  $\frac{\Delta f}{f_0} \ll 4 \frac{\Lambda_0^2}{ll}$  относительной узкополосности ЛЧМ сигнала, которое в рассматриваемом случае эквивалентно неравенству  $r \ll p$ , амплитудными искажениями дифрагированного света можно пренебречь. Тогда выражение (12) приводится к виду

$$I_{+1}(x, t_1) = B \frac{4L^2}{z_m} \operatorname{sinc}^2 \left[ \frac{2L}{I z_m} \left( x - x_0 + \frac{I |m|}{V} t_1 z_m \right) \right]. \quad (14)$$

Проведем расчет значений волнового параметра  $Q$  и длины  $l$  пьезопреобразователя АОМ, при которых распределение (12) приближается к (13). Для этого воспользуемся графиками на рис. 2, 3.

Известно, что минимальное значение волнового параметра  $Q$ , при котором наступает дифракция Брэгга, равно  $\pi$ . Поэтому  $r_{\min}$  равно  $\frac{p}{2} \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)$ , где  $\Delta f$  — полуширина полосы частот АОМ, равная девиации частоты ЛЧМ сигнала. Если максимальное значение  $r_{\max}$  выбрать из условия, чтобы отклонение амплитуды отклика от максимального значения  $I_{+1}(r)=1$  не превосходило 1,2 дБ, а его уширение составляло не более 1% по сравнению со случаем  $I_{+1}(s)|_{s=0}$ , то  $r_{\max} = p$ . Следовательно, волновой параметр  $Q$  и длину  $l$  пьезопреобразователя АОМ следует выбирать соответственно исходя из условий

$$p \leq Q \leq 2p \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right), \quad (15)$$

$$\frac{2V}{I f_0^2} \leq l \leq \frac{8V^2}{I f_0 \Delta f}. \quad (16)$$

Если волновой параметр и апертура выбраны из условий (15) и (16), пространственно-временной отклик можно представить в виде

$$I_{+1}(x, t_1) = B \frac{4L^2}{z_m} a \operatorname{sinc}^2 \left\{ \frac{2L}{I z_m} [x - x'(t_1)] \right\}, \quad (17)$$

где коэффициент  $a$  при изменении  $p$  в пределах  $r_{\min} \leq r \leq r_{\max}$  меняется в промежутке  $0,76 \leq a < 1$  [2].

Предварительные экспериментальные исследования АОФ, обеспечивающего на частоте 1750 МГц преобразование ЛЧМ сигнала длительностью 5 мкс с девиацией 500 МГц в сигнал длительностью  $\sim 25$  нс, показывает, что форма его отклика в качественном отношении соответствует теоретической.

### Литература

1. Ушаков В.Н., Гринев А.Ю., Наумов К.П., Пресленёв Л.Н., Тигин Д.В. Оптические устройства в радиотехнике. Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Радиотехника, 2005. – 240 с.
2. Васильев Е.Г. Исследование выходного сигнала световодного акустооптического автокоррелятора широкополосных ЛЧМ сигналов// Радиотехника. – 1982. – т. 37 № 6. – с. 38 - 43.

## СЕКЦИЯ 3 СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

### Session 3: SYSTEMS of RADIOELECTRONIC CONTROL and RADIOCOUNTERACTION

УДК 621.396

#### ТИПОВЫЕ МОДЕЛИ РАДИООБСТАНОВКИ ПРИ РАДИОМОНИТОРИНГЕ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.П. Дятлов, П.А. Дятлов

*Технологический институт Южный федеральный университет,  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44, 37–16–37, [dap@tsure.ru](mailto:dap@tsure.ru)*

*Рассматриваются типовые модели радиообстановки, используемые при проектировании средств радиомониторинга спутниковых радионавигационных систем.*

В виду многообразия тактических ситуаций при радиомониторинге (РМ) излучений спутниковых радионавигационных систем (СРНС) при построении средств РМ приходится учитывать наличие радиообстановки различной сложности.

В данной работе рассматриваются типовые модели радиообстановки, используемые при проектировании средств радиомониторинга спутниковых радионавигационных систем.

Первая модель радиообстановки соответствует двухкомпонентному процессу. Такая модель имеет место при одновременном использовании пространственной и частотной селекции, что и обеспечивает разрежение потока сигналов и помех. Эта модель описывается аддитивным двухкомпонентным процессом:

$$y_2(t) = S_i(t) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $S_i(t)$  — навигационный сигнал (НС) от  $i$ -го КА;

$N(t)$  — гауссова помеха;

$t_0, T_c$  — момент начала и длительность сеанса РМ.

С учётом кодовой структуры фазоманипулированный сигнал (ФМС) СРНС «НАВСТАР» на входе комплекса радиомониторинга, имеет следующий вид:

$$S_i(t) = U_{\text{msi}} \Pi_i(t - \tau_i) \cos[\omega_{\text{si}}(t - \tau_i) + \varphi_{\text{si}}]; \quad \omega_{\text{si}} = \omega_0 + \omega_{\text{di}}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0; \quad f_0 \in [L_1, L_2, \dots, L_x]; \quad \omega_{\text{di}} = 2\pi f_{\text{di}};$$

$$\Pi_i(t) = D_i(t) Q_i(t) = \sum_{j_0=1}^{M_0} v_i \text{rect}[t - (j_0 - 1)T_y]; \quad (1.1)$$

$$M_0 = \text{ent} \left[ \frac{T_c}{T_3} \right] = M_1 M_2 M_3; \quad M_1 = \frac{T_k}{T_3}; \quad M_2 = \frac{T_6}{T_k}; \quad M_3 = \text{ent} \left[ \frac{T_c}{T_6} \right];$$

$$D_i(t) = \sum_{j_3=1}^{M_3} a_i \text{rect}[t - (j_3 - 1)T_6]; \quad Q_i(t) = \sum_{j_2=1}^{M_2} g_i [t - (j_2 - 1)T_k];$$

$$g_i(t) = \sum_{j_1=1}^{M_1} b_i \text{rect}[t - (j_1 - 1)T_3],$$

где  $S_i(t)$  — НС, соответствующий излучению  $i$ -го КА;

$\omega_{si}$  — частота НС  $S_i(t)$  на входе КА;

$U_{msi}, f_{di}, \varphi_{si}$  — амплитуда, доплеровский сдвиг и начальная фаза ФМС;

$f_0$  — средняя частота ФМС, излучаемого КА;

$\text{rect}[x]$  — временное окно;

$L_1, L_2, \dots, L_x$  — набор частот излучений КА СРНС «НАВСТАР» (в настоящее время  $L_1$  и  $L_2$ , в будущем добавится  $L_5$ );

$\tau_i$  — временное запаздывание ФМС, соответствующее дальности между КА и КРМ;

$\Pi_i(t)$  — псевдослучайная последовательность, осуществляющая манипуляцию ФМС  $S_i(t)$ ;

$D_i(t)$  — навигационные данные;

$g_i(t)$  — манипулирующая последовательность ФМС  $S_i(t)$  на кодовом интервале  $T_k$ ;

$Q_i(t)$  — кодовая последовательность ФМС  $S_i(t)$  на интервале, равном длительности бита  $T_b$ ;

$T_3$  — длительность элемента манипулирующей функции ФМС;

$a_i, b_i, v_i$  — коэффициенты, принимающие значение  $\pm 1$  согласно закону чередования элементов в функциях  $D_i(t), g_i(t), \Pi_i(t)$ ;

$\text{ext}[x]$  — целая часть  $x$ ;

$M_1, M_2, M_3$  — количество временных окон на временных интервалах  $T_k, T_b, T_c$ ;

$M_0$  — количество элементов на интервале  $T_c$ .

Гауссовская помеха  $N(t)$ , обусловленная совокупностью внутреннего шума КРМ, космических и атмосферных помех, может быть стационарной  $n(t)$  и нестационарной  $\varphi(t)n(t)$ , где  $\varphi(t)$  — функция, соответствующая изменению уровня помехи.

В качестве модели гауссовой стационарной помехи  $n(t)$  используется квазибелый шум с автокорреляционной функцией

$$R(\tau) = \sigma_n^2 r_n(\tau) \cos \omega_n \tau \quad \text{при} \quad r_n(\tau) = \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau); \quad \omega_n = 2\pi f_n,$$

где  $\sigma_n^2$  — дисперсия помехи  $n(t)$ ;

$r_n(\tau)$  — огибающая коэффициента автокорреляции помехи  $n(t)$ ;

$f_n, \Delta f_n$  — средняя частота и ширина спектра помехи  $n(t)$ .

При априорно известных частоте  $f_0$  и длительности элемента  $T_3$  ФМС параметры помехи  $n(t)$  соответствует следующим условиям:

$$f_n \approx f_0, \Delta f_n = 2/T_3.$$

При функционировании СРНС «НАВСТАР» в «штатном» режиме ФМС относится к классу квазидетерминированных сигналов с неизвестными параметрами  $U_{msi}, f_{di}, \tau_i, \varphi_{si}$ . Для случаев, когда отсутствует априорная информация о манипулирующей функции  $g_i(t)$ , ФМС относятся к классу сигналов с неизвестной формой.

Вторая рабочая модель радиообстановки описывается аддитивным трёхкомпонентным процессом

$$y_3(t) = S(t) + P(t) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $P(t)$  — коррелированная помеха.

Для ситуаций, когда радиоизлучение КА является двухкомпонентным, при использовании в КРМ пространственной селекции модель радиообстановки является трехкомпонентной:

$$y_3(t) = S_c(t) + S_p(t) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $S_c(t)$  — ФМС с манипулирующей функцией на основе «С» кода;

$S_p(t)$  — ФМС с манипулирующей функцией на основе «Р» кода.

Для ситуаций, когда радиоизлучение КА является однокомпонентным, а по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны КРМ воздействует мощная коррелированная помеха  $P(t)$ , модель радиообстановки также является трехкомпонентной. Коррелированная помеха  $P(t)$  может представлять собой гармонические, частотно-модулированные, фазоманипулированные и т. п. процессы с шириной спектра, не превышающей ширину спектра ФМС  $\Delta f_s$ .

Третья рабочая модель радиообстановки описывается многокомпонентным аддитивным процессом в следующем виде:

$$y_n(t) = S(t) + \sum_{j=1}^{n_p} P_j(t) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $P_j(t)$  —  $j$ -я коррелированная помеха;

$n_p$  — количество коррелированных помех.

Многокомпонентная модель радиообстановки соответствует ситуациям, когда в КРМ используется слабонаправленная антенна. При этом приём контролируемого ФМС  $S_i(t)$  приходится осуществлять в присутствии ФМС от всех КА, находящихся в зоне радиовидимости комплекса радиомониторинга, и аддитивный процесс выглядит следующим образом

$$y_{n1}(t) = S_i(t) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^{n_{\text{ка}}-1} S_m(t) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $S_m(t)$  — ФМС, соответствующий радиоизлучению  $m$ -го КА и представляющий собой коррелированную помеху.

Для ситуаций, когда в КРМ используется направленная антенна, модель радиообстановки может быть многокомпонентной при многолучевом приёме НС за счёт переотражений или при приеме организованных сигналоподобных помех. При этом имеем:

$$y_{n2}(t) = S_i(t) + \sum_{m=1}^{M_1} K_m S_i(t - \tau_m) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $S_i(t - \tau_m)$  — ФМС с временным сдвигом относительно  $S_i(t)$  на  $\tau_m$  и представляющий собой коррелированную помеху;

$K_m$  — нормированный уровень ФМС  $S_i(t - \tau_m)$ ;

$M_1$  — количество сопутствующих ФМС.

Модели радиообстановки, представленные процессами  $y_{n1}(t)$  и  $y_{n2}(t)$ , являются наиболее сложными, поскольку соответствуют проведению РМ в присутствии как внутренних шумов, так и взаимных или сигналоподобных помех.

Рассмотренные типовые модели радиообстановки адекватно и полно отражают набор возможных тактических ситуаций, возникающих при проведении РМ излучений СРНС и могут быть использованы при проектировании средств РМ.

### Литература

1. Спутниковая связь и вещание: Справочник. — 7-ое изд. / Под ред. Л. Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1988. — 344 с.
2. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. — М.: Радио и связь, 2006. — 270 с.

УДК 621.396: 629.783

## СТАТИСТИЧЕСКИЕ ЗАДАЧИ ПРИ РАДИОМОНИТОРИНГЕ ИЗЛУЧЕНИЙ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.П. Дятлов, П.А. Дятлов

*Технологический институт Южный федеральный университет,  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44,37–16–37, [dap@tsure.ru](mailto:dap@tsure.ru)*

*Описываются формулировки наиболее распространенных статистических задач, которые реализуются в средствах радиомониторинга излучений спутниковых радионавигационных систем.*

В зависимости от целей радиомониторинга (РМ) излучений спутниковых радионавигационных систем (СРНС) средства РМ должны обеспечивать решение различных статистических задач. В данной работе описываются формулировки наиболее распространенных статистических задач, которые реализуются в средствах РМ излучений СРНС.

Наличие пространственных и частотных целеуказаний при использовании в КРМ пространственной и частотной селекции позволяет преобразовать многокомпонентный входной процесс  $y_n(t)$  в двухкомпонентный входной процесс

$$y_2(t) = S(t) + n(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_n,$$

где  $y_2(t)$  — аддитивная смесь ФМС  $S(t)$  и гауссовой стационарной помехи  $n(t)$ , образованной космическими, атмосферными помехами, а также внутренним шумом комплекса радиомониторинга.

Алгоритм обнаружения ФМС в общем случае имеет вид:

$$\left. \begin{array}{l} H_0 : F_1[y_2(t)] = U_y(T) > U_{\text{пор}} \\ \overline{H}_0 : F_1[y_2(t)] = U_n(T) < U_{\text{пор}} \end{array} \right\} \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T, T \leq T_c,$$

где  $H_0, \overline{H}_0$  — гипотеза о наличии и отсутствии сигнала;

$F_1[y_2(t)]$  — оператор, описывающий функциональные преобразования в обнаружителе;



$U_y(T), U_n(T)$  — выходной эффект при воздействии на вход КРМ процессов  $y_2(t)$  и  $n(t)$ ;

$U_{\text{пор}}$  — пороговое напряжение;

$t_0, T$  — момент начала и постоянная интегрирования при обнаружении.

Вторая тактическая ситуация связана с выявлением радиоизлучений КА в «нештатных» участках частотного диапазона при исходных данных, аналогичных для случая, соответствующего первой тактической ситуации, за исключением того факта, что средняя частота «нового» сигнала  $f_s$  априорно неизвестна [ $f_s \in (f_n, f_b)$ ], где  $f_n, f_b$  — нижняя и верхняя границы частотного диапазона.

Данная тактическая ситуация соответствует статистической задаче совместного обнаружения и оценивания частоты сигнала:

$$\{H_{jf}\} \cup H_0; \{H_{jf}\} = \{H_{1f}, \dots, H_{jf}, \dots, H_{mf}\}; H_{jf}: F_2[y_2(t)] = \hat{f}_{sj}; \hat{f}_{sj} \in \left[ \hat{f}_{jf} \pm \frac{\Delta f_{\text{дов}}}{2} \right];$$

$$\Delta f_n \gg \Delta f_{\text{см}}; \Delta f_n = f_b - f_n; m_f = \frac{\Delta f_n}{\Delta f_{\text{дов}}} \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_f, T_f \leq T_n,$$

где  $\{H_{jf}\}$  — множество гипотез, соответствующих множеству оценок частоты  $\{\hat{f}_{sj}\}$  при интервальном оценивании;

$F_2[y_2(t)]$  — оператор, описывающий функциональные преобразования при оценивании частоты;

$\Delta f_{\text{дов}}$  — доверительный интервал при оценивании частоты;

$\Delta f_n$  — ширина рабочего частотного диапазона;

$m_f$  — количество гипотез  $H_{jf}$ ;

$\Delta f_{\text{см}}$  — максимальная ширина спектра ожидаемых сигналов;

$T_f$  — длительность сеанса оценивания частоты;

$\hat{f}_{jf}$  — оценка средней частоты  $j$ -го доверительного интервала.

Третья тактическая ситуация связана с определением состава и параметров радиообстановки при наличии пространственных целеуказаний об исследуемом КА и наличии в эфире, кроме полезного радиоизлучения, непреднамеренных и организованных помех.

Исходные данные для этой ситуации соответствуют исходным данным для первой тактической ситуации за исключением того, что модель радиообстановки на входе КРМ описывается не двухкомпонентным процессом  $y_2(t)$ , а многокомпонентным

$$y_n(t) = S(t) + \sum_{j=1}^{n_0} P_j(t) + n(t),$$

где  $P_j(t)$  — квазидетерминированный процесс, представляющий собой коррелированную помеху;

$n_p$  — ожидаемое количество коррелированных помех.

Данная тактическая ситуация может быть формализована в виде статистической задачи совместного разрешения, обнаружения и оценивания.

Алгоритм для данной задачи в общем виде может быть описан следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} & \{H_{0i}\} \cup \{H_{fi}\}; \{H_{0i}\} = \{H_{01}, \dots, H_{0i}, \dots, H_{0n}\}; \\ & \{H_{fi}\} = \{H_{f1}, \dots, H_{fi}, \dots, H_{fn}\}; n \in [2, n_p + 2]; \\ & H_{0i}: F_3[y_n(t)] \hat{=} y_{2i}(t) \hat{=} F_4[y_{2i}(t)] = U_i(T) > U_{\text{пор}}; \\ & H_{fi}: F_3[y_n(t)] \hat{=} y_{2i}(t) \hat{=} F_5[y_{2i}(t)] = \hat{f}_{si}; \\ & \hat{f}_{si} \in \left[ \hat{f}_i \pm \frac{\Delta f_{p1}}{2} \right] \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_{\text{of}}, T_{\text{of}} \leq T_{\bar{n}}, \end{aligned}$$

где  $\{H_{0i}\}$  — множество гипотез, соответствующих обнаружению  $(n_p + 1)$  компонентов;

$\{H_{fi}\}$  — множество гипотез, соответствующих оцениванию частоты  $(n_p + 1)$  компонентов;

$F_3[y_n(t)]$  — оператор разрешения компонентов на основе частотной селекции;

$F_{4(5)}[y_{2i}(t)]$  — оператор, описывающий функциональные преобразования при обнаружении и интервальном оценивании частоты  $i$ -го компонента  $S_i(t)$ ;

$U_i(T)$  — эффект на выходе обнаружителя сигнала  $S_i(t)$ ;

$\Delta f_{p1}$  — разрешающая способность по частоте;

$T_{\text{of}}$  — длительность сеанса при решении задачи совместного обнаружения и оценивания частоты;

$\hat{f}_i$  — оценка средней частоты  $i$ -го доверительного интервала;

$\hat{f}_{si}$  — оценка средней частоты  $i$ -го компонента.

Четвертая тактическая ситуация связана с долговременным мониторингом радиоизлучений конкретных КА на основе автосопровождения с целью контроля их траекторных, энергетических и частотных характеристик.

Исходные данные для этой ситуации характеризуются многокомпонентной радиообстановкой, в состав которой могут входить не только один или несколько полезных сигналов, а также и коррелированные помехи. В зависимости от конкретизации исходных условий эта ситуация соответствует целому набору статистических задач.

В случае необходимости контроля состава радиоизлучения исследуемого КА, например, при наличии сигналов на частоте  $L_1$  с использованием «С» и «Р» кодов, и на частоте  $L_2$  с использованием «Р» кода, следует решать статистическую задачу совместного обнаружения, автосопровождения и классификации.

Алгоритм для данной задачи в общем виде может быть представлен следующим образом:

$$H_0 \cup \bigcup_q H_{ki}; \{H_{ki}\} \in \{H_{k1}, \dots, H_{ki}, \dots, H_{km}\};$$

1) на частоте  $L_1$   $m_s = 2$ :

$$H_{k1} \equiv H_c: F_7[y_n(t)] = \hat{S}_c(t);$$

$$H_{ki} \equiv H_p: F_8[y_n(t)] = \hat{S}_\delta(t);$$

$$H_{km} \equiv H_{cp}: F_9[y_n(t)] = \hat{S}_c(t) + \hat{S}_\delta(t);$$

$$y_n(t) = \hat{S}_c(t) + \hat{S}_\delta(t) + n(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_{k1}, T_{k1} \leq T_{\bar{n}},$$

2) на частоте  $L_2$   $m_s = 1$ :

$$H_{k1} \equiv H_p: F_{10}[y_2(t)] = \hat{S}_{p_2}(t); \bar{\Gamma}_0 \cup \bar{\Gamma}_{k1}(\bar{\Gamma}_p);$$

$$y_2(t) = \hat{S}_{p_2}(t) + n(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_{k2}, T_{k2} \leq T_{\bar{n}},$$

где  $m$  — количество сигналов;

$\{H_{ki}\}$  — множество гипотез, соответствующих различным вариантам состава компонентов в радиоизлучениях КА;

$H_c, H_p$  — гипотеза о наличии в радиоизлучении КА сигнала  $S_c(t)$  или  $S_p(t)$ , т.е. кодов «С» или «Р»;

$H_{cp}$  — гипотеза о наличии в радиоизлучении КА одновременно сигналов  $S_c(t)$  и  $S_p(t)$ ;

$\hat{S}_c(t)$  и  $\hat{S}_\delta(t)$  — классификация сигналов  $S_c(t)$  и  $S_p(t)$ ;

$F_7[y_n(t)], F_8[y_n(t)], F_9[y_n(t)]$  — операторы, соответствующие функциональным преобразованиям, обеспечивающим разделение и оценку наличия сигналов  $S_c(t)$  и  $S_p(t)$ ;

$F_{10}[y_2(t)]$  — оператор, обеспечивающий функциональные преобразования по выделению сигнала  $S_p(t)$ ;

$T_{k1}, T_{k2}$  — длительность сеанса классификации состава радиоизлучения КА.

Приведенные формулировки статистических задач обеспечивают конкретизацию средств РМ на основе использования результатов синтеза при применении следующих статистических критериев эффективности:

- 1) для задач поиска и обнаружения — критерия Неймана-Пирсона;
- 2) для задач различения, классификации, интервального оценивания и демодуляции — критерия идеального наблюдателя;
- 3) для задач разрешения и точечного оценивания — критерия максимального правдоподобия;
- 4) для задач совместного решения нескольких частных статистических задач — критерия среднего риска.

## Литература

1. Спутниковая связь и вещание: Справочник. — 7-ое изд. / Под ред. Л. Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1988. — 344 с.
2. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. — М.: Радио и связь, 2006. — 270 с.

УДК 621.396

## ИНФОРМАТИВНЫЕ ПРИЗНАКИ СОСТАВНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

А.П. Дятлов, П.А. Дятлов

*Технологический институт Южный федеральный университет,  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44, 37–16–37, [dap@tsure.ru](mailto:dap@tsure.ru)*

*Исследуются информативные признаки фрагментов автокорреляционных функций составных фазоманипулированных сигналов, необходимых для решения задач классификации.*

В системах спутниковой связи (ССС) широко используются составные фазоманипулированные сигналы (ФМС). При радиомониторинге (РМ) с целью вскрытия структуры ФМС могут использоваться спектральные и корреляционные методы. Поскольку корреляционные методы существенно упрощают аппаратную реализацию экспресс-анализаторов, то их исследование является актуальным.

В данной работе исследуются информативные признаки фрагментов автокорреляционных функций составных фазоманипулированных сигналов, необходимых для решения задач классификации.

Используемые ССС ФМС описываются следующим образом:

$$S(t) = U_{ms} \Pi[t - t(t)] \cos[\omega_s t + j_s],$$

где  $U_{ms}$ ,  $\omega_s$ ,  $\varphi_s$  — амплитуда, средняя круговая частота и начальная фаза ФМС;  
 $\Pi[t - t(t)]$  — манипулирующая функция ФМС.

Реальные ФМС состоят из кадров, слов и кодовых интервалов, в которых используются как детерминированные, так и стохастические манипулирующие функции.

Для случая, когда в  $\Pi[t - t(t)]$  используется детерминированная последовательность с коэффициентами  $\alpha_k$  одного и того же знака, фрагмент ФМС соответствует гармоническому колебанию (ГК).

Автокорреляционная функция фрагмента ФМС  $R_1(\tau)$ , соответствующая гармоническому колебанию имеет вид:

$$R_1(t) = \frac{U_{ms}^2}{2} r_1(t) \cos \omega_s t, \text{ при } t \in [0, T_{ГК}];$$

$$r_1(t) = 1 - \frac{|t|}{T_{ГК}}; \quad \omega_s = 2\pi f_s,$$

где  $r_1(\tau)$  — нормированная огибающая автокорреляционной функции  $R_1(\tau)$ ;  $t_1$ ,  $T_{ГК}$  — момент начала и длительность гармонического колебания..

Для случая, когда в  $\Pi[t - t(t)]$  используется последовательность, детерминированная по закону меандра, энергетический спектр двухпозиционного ФМС с манипуляцией  $D_j \hat{I} [0, p]$  имеет вид автокорреляционную функцию  $R_2(t)$

$$R_2(\tau) = \frac{U_{ms}^2}{2} r_2(\tau) \cos \omega_s \tau \text{ при } (k_m - 1)T_3 - \frac{T_3}{2} < t < (k_m - 1) + \frac{T_3}{2},$$

$$k_m \in \left[ 1, \frac{T_M}{T_3} \right] \text{ при } t_2 \leq t \leq t_2 + T_M; r_2(t) = 1 - \frac{2|t|}{T_3},$$

где  $T_3$  — длительность элемента;

$t_2, T_M$  — момент начала и длительность фрагмента ФМС с меандром.

Для случаев, когда манипулирующая последовательность  $\Pi[t - t(t)]$  представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП), фрагмент ФМС имеет автокорреляционную функцию  $R_{31}(t)$ .

Автокорреляционная функция  $R_{31}(t)$  фрагмента ФМС-ПСП(А) при  $\Delta\varphi = \pi$ ,  $P(1) = 0,5$  и аperiodическом характере  $\Pi(t)$  имеет вид:

$$R_{31}(\tau) = \frac{U_{ms}^2}{2} r_{31}(\tau) \cos[2\pi f_s \tau], \quad r_{31}(t) = \left( 1 - \frac{|t|}{T_{n1}} \right) \left( 1 - \frac{|t|}{T_3} \right) \text{ при } t_3 \leq t < t_3 + T_{n1},$$

где  $t_2, T_{n1}$  — момент начала и длительность фрагмента ФМС-ПСП(А).

Для случаев, когда в качестве манипулирующей функции используется псевдослучайная последовательность, которая повторяется с периодом  $T_k$ , что соответствует периодическому фрагменту ФМС-ПСП(П) автокорреляционная функция  $R_4(\tau)$  которого имеет вид:

$$R_4(\tau) = \frac{U_{ms}^2}{2} r_4(\tau) \cos[2\pi f_s \tau] \text{ при } (k - 1)T_k - T_3 \leq t \leq (k - 1) + T_3;$$

$$\text{при } t_4 \leq t \leq t_4 + T_{n2}; B_1 = \frac{T_k}{T_3};$$

$$r_4(t) = \sum_{k=1}^{B_2} \left( 1 - \frac{|t - (k - 1)T_k|}{T_3} \right) \left( 1 - \frac{k - 1}{B_2} \right); \quad k \in [1, B_2]; \quad B_2 = \frac{T_{n2}}{T_k}; \quad T_{n2} = T_6$$

$$R_4(\tau) = \frac{U_{ms}^2}{2B_1},$$

где  $t_4, T_{n2}$  — момент начала и длительность фрагмента ФМС-ПСП(П);

$T_k$  — длительность кодового интервала,

$B_1, B_2$  — база ФМС-ПСП(П) при длительности  $T_k$  и  $T_{n2}$ ;

$T_6$  — длительность бита.

В общем случае ФМС ССС имеют в своем составе различные фрагменты из рассмотренного выше перечня.

Поскольку при проведении РМ, как правило, осуществляется обработка ФМС с неизвестной формой, то наличие в составе ФМС фрагментов различных типов приводит к нестационарному характеру энергетического спектра, параметры которого зависят от априорно неизвестных состава, длительности и закона формирования манипулирующей функции.

Для вскрытия спектрального распределения таких ФМС в условиях большой априорной неопределенности о частотных параметрах наиболее

простая аппаратная реализация обеспечивается при использовании адаптивного многоканального корреляционного анализа.

Анализ законов изменения нормированных огибающих автокорреляционных функций вышерассмотренных фрагментов ФМС, приведенных на рис. 1, показывает, что для их аппроксимации достаточно иметь информацию о шести ординатах огибающей коэффициента автокорреляции  $r_s(\tau)$ .

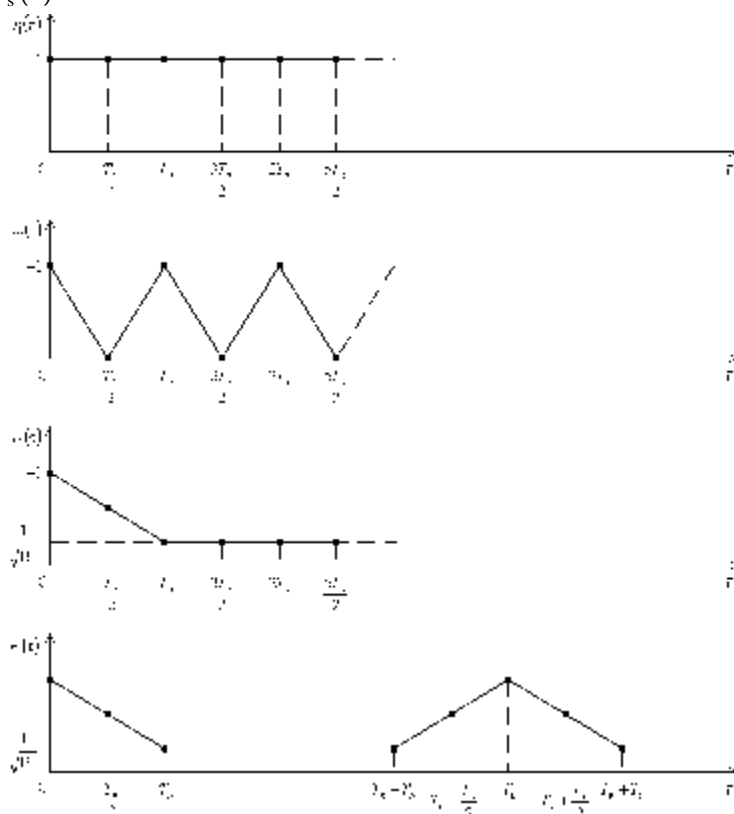


Рис. 1. Законы изменения нормированных огибающих автокорреляционных функций фрагментов ФМС различного типа

Для таких компонентов ФМС, как ГК, ФМ-М и ФМ-ПСП(А) достаточно использовать набор ординат:

$$\left\{ r_s(0), r_s\left(\frac{1}{2}T_s\right), r_s(T_s), r_s\left(\frac{3}{2}T_s\right), r_s(2T_s), r_s\left(\frac{5}{2}T_s\right) \right\},$$

а для компонента ФМС-ПСП(П) — набор ординат:

$$\left\{ r_s(0), r_s(T_k - T_s), r_s\left(T_k - \frac{1}{2}T_s\right), r_s(T_k), r_s\left(T_k + \frac{1}{2}T_s\right), r_s(T_k + T_s) \right\}.$$

Таким образом, для классификации состава ФМС можно использовать характерные точки огибающих автокорреляционных функций каждого из фрагментов ФМС.

### Литература

1. Спутниковая связь и вещание: Справочник. — 7-ое изд. / Под ред. Л. Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1988. — 344 с.
2. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. — М.: Радио и связь, 2006. — 270 с.

## АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫХ ЧАСТОТНЫХ ДИСКРИМИНАТОРОВ

А.О. Клыченко

ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, alex-kl@ya.ru

В настоящее время получили применение автокорреляционные частотные дискриминаторы:

- 1) с одноканальной обработкой (АЧД1);
- 2) с квадратурной обработкой (АЧД2);
- 3) с корреляционно-фильтровой обработкой (АЧД3).

Алгоритм АЧД1 (А1) описывается следующими соотношениями:

$$\hat{f}_{s0} = \frac{1}{S} \arcsin U_{s_1}(T); \quad S = 2\pi\tau;$$

$$U_{s_1}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\perp}(t)S(t-\tau)dt = K_{\Pi} U_{mn}^2 \sin(2\pi f_{s0}\tau);$$

где  $\hat{f}_{s0}$  - оценка частоты сигнала;

$S$  - крутизна дискриминационной характеристики размерностью 1/Гц;

$\tau$  - временной сдвиг, обусловленный использованием в АЧД линии задержки;

$U_{s_1}(T)$  - напряжение на выходе АЧД1;

$T$  - постоянная интегрирования;

$K_{\Pi}$  - коэффициент передачи перемножителя размерностью 1/В;

$U_{mn}$  - нормированное по амплитуде напряжение сигнала  $S(t)$ ;

$S_{\perp}(t)$  - квадратурная составляющая сигнала.

Алгоритм АЧД2 с квадратурной обработкой (А2) описывается следующими соотношениями:

$$\hat{f}_{s0} = \frac{1}{S} \operatorname{arctg} \frac{U_{s_2}(t)}{U_{c_2}(t)};$$

$$U_{s_2}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T S_{0\perp}(t)S_0(t-\tau)dt = K_{\Pi} U_{ms0}^2 \sin(2\pi f_{s0}\tau);$$

$$U_{c_2}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T S_0(t)S_0(t-\tau)dt = K_{\Pi} U_{ms0}^2 \sin(2\pi f_{s0}\tau);$$

где  $U_{s_2}(T)$ ,  $U_{c_2}(T)$  - «синусная» и «косинусная» составляющие напряжения на выходе квадратурных каналов АЧД2;

$U_{ms0}$  - амплитуда сигнала на выходе ЛТП.

Алгоритм АЧД3 с корреляционно-фильтровой обработкой (А3) описывается следующими соотношениями:

$$U_{s_3}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\phi s}(t)U_{\text{ис}}(t)dt = K_{\Pi} U_{ms0}^2 \sin(2\pi f_{s0}\tau);$$

$$U_{c_3}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\phi s}(t)U_{\text{ис}}(t)dt = K_{\Pi} U_{ms0}^2 \sin(2\pi f_{s0}\tau);$$

$$U_{\phi s}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\phi}(t-x)S(x-\tau)S_{\text{сдв}}(x)dx;$$

$$\begin{aligned}
 h_{\phi}(t) &= 2\Delta f_{\phi} \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_{\phi}t) \cos(2\pi f_{\text{сдв}}t); \\
 U_{\text{рс}}(t) &= U_{\text{мг}} \sin(2\pi f_{\text{сдв}}t); \\
 U_{\text{гс}}(t) &= U_{\text{мг}} \cos(2\pi f_{\text{сдв}}t);
 \end{aligned}$$

где  $U_{S_3}(T)$ ,  $U_{C_3}(T)$  - «синусная» и «косинусная» составляющие напряжения на выходах квадратурных каналов АЧДЗ;

$U_{\phi S}(t)$  - напряжение на выходе полосового фильтра (ПФ) после корреляционно-фильтрового преобразования;

$S_{\text{сдв}}(x)$  - сигнал, сдвинутый по частоте;

$f_{\text{сдв}}$  - частота сдвига;

$h_{\phi}(t)$  - импульсная реакция фильтра ПФ;

$\Delta f_{\phi}$  - полоса пропускания фильтра ПФ;

$U_{\text{рс}}(t)$ ,  $U_{\text{гс}}(t)$  - «синусная» и «косинусная» составляющие напряжения генератора сдвига (ГСд);

$U_{\text{мг}}$  - амплитуда напряжения ГСд.

Структуры вышеупомянутых АЧД приведены на рис. 1.

При РМ слабых широкополосных сигналов, к которым относятся и НС, из вышеприведенных АЧД предпочтение следует отдать АЧД с квадратурной обработкой, поскольку они обеспечивают:

- 1) одновременное обнаружение и оценивание частоты;
- 2) инвариантность погрешности оценивания частоты к изменению амплитуды сигнала при малом входном отношении сигнал/помеха ( $g_{\text{вх}} < 1$ );
- 3) возможность аппаратурной реализации как на основе аналоговой, так и цифровой элементной базы.

Далее полагаем, что при решении задач оценивания частоты используются АЧД с квадратурной обработкой (АЧД2).

Эффективность АЧД2 характеризуется среднеквадратичной флуктуационной погрешностью оценивания частоты  $\sigma_{f_s 0}$ .

При оценивании частоты НС имеем:

$$\sigma_{f_s 0} = \frac{1}{S g_f};$$

$$g_f = \frac{g_{\text{вх}}^2 r_s(\tau) \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + r_n^2(\tau) + 2g_{\text{вх}}^2 [1 + r_s(\tau)r_n(\tau)] + g_{\text{вх}}^4 [1 - r_s^2(\tau)]^2 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_s}}};$$

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{P_{\text{ч}}}{\sigma_{\text{н0}}^2};$$

$$\sigma_{\text{н0}}^2 = k_6 T_0 N_{\text{ш}} \Delta f_n;$$

$$P_{\text{ч}} = P_{\text{см}} G_{\text{рм}};$$

$$kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ ВТ/Гц},$$

где  $S$  — крутизна дискриминационной характеристики АЧД;

$g_f$  - отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе АЧД;

$\Delta f_n$  - рабочий частотный диапазон АЧД;



$r_s(\tau)$ ,  $r_n(\tau)$  - коэффициенты автокорреляции сигнала  $S_0(t)$  и помехи  $n_0(t)$ ;

$\sigma_{n0}^2$  - дисперсия помехи  $n(t)$  на входе АЧД;

$R_m$  - минимальноожидаемый уровень ФМС при приеме на ненаправленную антенну;

$R_{\text{ч}}$ ,  $N_{\text{ш}}$  - реальная чувствительность и коэффициент шума ЛТП супергетеродинного приемника;

$g_{\text{вх}}^2$  — отношение сигнал/помеха по мощности на входе АЧД;

$\Delta f_s$  — ширина спектра сигнала  $S_0(t)$ ;

$G_{\text{рм}}$  - коэффициент усиления антенны комплекса радиомониторинга (КРМ).

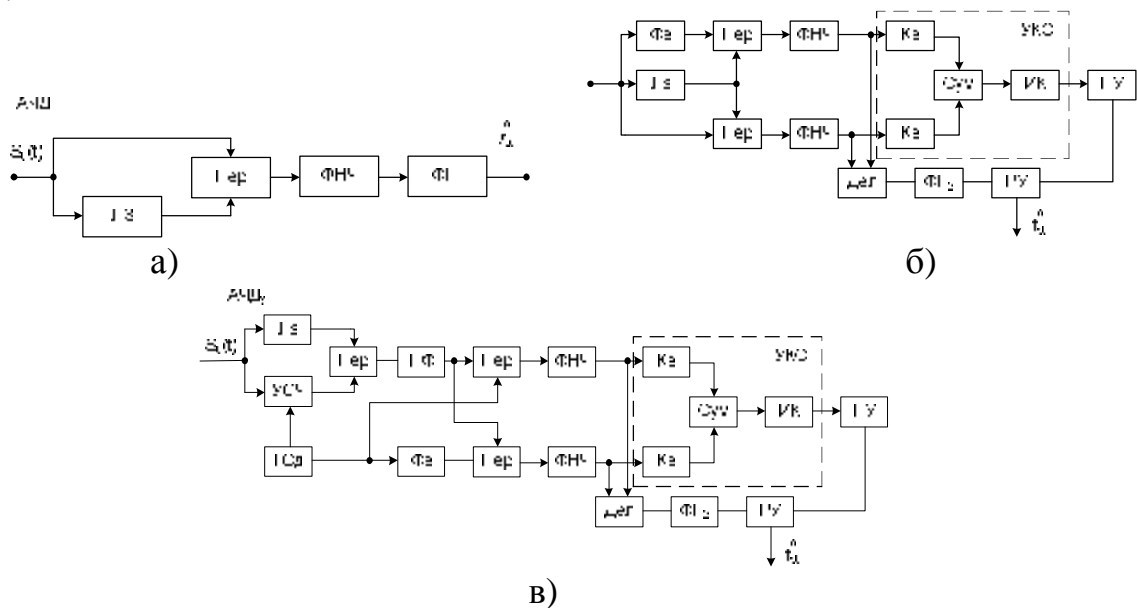


Рис. 1. Структурные схемы автокорреляционных частотных дискриминаторов а) с одноканальной обработкой, б) с квадратурной обработкой, в) с корреляционно-фильтровой обработкой

На рис.1 приняты следующие обозначения: ЛЗ - линия задержки; Пер - перемножитель; ФНЧ - фильтр нижних частот; ФП - функциональный преобразователь ( $\frac{1}{2\pi\tau} \arctg x$ ); Фв - фазовращатель на  $90^\circ$ ; Кв - квадратор; Сум - сумматор; ИК - устройство извлечения квадратного корня; УКО - устройство квадратурной обработки; Дел - делитель; ПУ - пороговое устройство; РУ - решающее устройство; УСЧ - устройство сдвига частоты; ГСд - генератор частотного сдвига

При РМ навигационных сигналов (НС) СРНС «НАВСТАР», приходится учитывать, что  $g_{\text{вх}}^2 < 1$ , а при этом выражение для  $g_f$  можно упростить:

$$g_f = g_{\text{вх}}^2 r_s(\tau) \sqrt{\Delta f_n T}$$

В общем случае эффективность АЧД оптимизируется при использовании следующего функционала:

$$\sigma_{fs0} = F[S, R_m, G_{\text{рм}}, N_{\text{ш}}, r_s(\tau), \Delta f_n, T].$$

Поскольку выбор таких параметров, как  $R_m, G_{рм}, N_{ш}, T$  осуществляется при обосновании достоверности РМ на этапе обнаружения НС, то оптимизация погрешности  $\sigma_{fs0}$  достигается за счет варьирования таких параметров как  $S, r_s(\tau)$  и  $\Delta f_n$ .

Оптимизация ширины рабочего частотного диапазона АЧД  $\Delta f_n$  обеспечивается при использовании частотных целеуказаний от экспрессанализатора (ЭА) и соответствует условию  $\Delta f_n \approx \Delta f_s$ .

Оптимизация величины  $r_s(\tau)$  обеспечивается путем выбора величины временного сдвига  $\tau$ , вносимого ЛЗ, из следующего соотношения:

$$[\tau \cdot r_s(\tau)] = 0 \text{ при } \tau \leq \tau_m,$$

где  $\tau_m$  - максимально реализуемая величина временного сдвига  $\tau$ .

Величина  $\tau$  и  $r_s(\tau)$  зависит от типа ФМС при оценивании частоты НС, соответствующего апериодическому ФМС, когда  $r_s(\tau) = 1 - |\tau|/Tэ$ , для оптимизации погрешности  $\sigma_{fs0}$  необходимо выполнение условий:  $\tau = 0,5Tэ$ ;  $r_s(\tau) = 0,5$  и  $S = \pi Tэ$ .

В случае оценивания частоты НС, соответствующему периодическому ФМС, когда

$$r_s(\tau) = 1 - (|\tau - jT_k|/T)э,$$

где  $j = 1, 2, 3, \dots, k$ ;

$T_k$  - длительность кодового интервала ФМС,

для оптимизации погрешности  $\sigma_{fs0}$  необходимо выполнение условий:

$$r_s(\tau) = 1;$$

$$\tau = jT_k \leq \tau_m \text{ и } S = 2\pi jT_k.$$

Из используемых в СРНС «НАВСТАР» НС к периодическим ФМС относятся сигналы с манипуляцией «С» кодом на частоте  $L_1$ , а к апериодическим ФМС относятся сигналы с манипуляцией «Р» кодом на частотах  $L_1$  и  $L_2$ .

При обосновании диапазона изменения крутизны дискриминационной характеристики АЧД  $S$  необходимо учитывать, что нижняя граница крутизны  $S_n$  должна определяться из условия обеспечения однозначной оценки частоты в диапазоне  $\Delta f_n$  ( $S_n = 2\pi/\Delta f_n$ ), а верхняя граница крутизны  $S_v$ , должна определяться из условия обеспечения допустимой погрешности  $\sigma_{fs0}$  НС с манипуляцией «С» кодом ( $S = 2\pi jT_k$  при  $jT_k \leq \tau_m$ , где  $\tau_m$  - максимально реализуемое значение  $\tau$ ).

При  $\tau = 1/\Delta f_n$  дискриминационная характеристика АЧД приобретает периодический характер, что приводит к появлению многозначности при оценивании частоты. С целью устранения этого недостатка используются многошкальный принцип построения АЧД.

### Литература:

1. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем: монография – М.: Радио и связь, 2006. – 270 с.
2. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Кульбикаян Б.Х. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. – М.: Радио и связь, 2004. – 226 с.

## СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

### Session 4: COMPLEX SYSTEMS of ANTI INTRUSION And OBJECTS SECURITY

УДК 681.3.067:621.396.2

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЕРЕДАЮЩИМ МОДУЛЕМ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ QPN 5505 ОТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

Я.С. Розова

*кафедра Радиоэлектронных средств защиты и сервиса факультета информационной безопасности Технологического Института Южного Федерального Университета в г.Таганроге, 347928, г. Таганрог, Некрасовский, 44*

*В работе проведено исследование зависимости мощности излучаемой передающим модулем системы квантового распределения ключей от длительности импульсов с целью получения аналитического выражения позволяющего рассчитать необходимую величину затухания, выставляемую в системе для обеспечения уровня однофотонности информационного сигнала. Исследования проводятся на примере системы квантовой криптографии QPN 5505 производства фирмы MagiQ [1].*

#### **Введение**

Криптография — наука, целью которой является обеспечение конфиденциальности и аутентичности информации с помощью математических алгоритмов.

В отличие от классической криптографии, безопасность передачи данных с применением квантовой криптографии основывается на секретности используемых ключей, которая обеспечивается законами квантовой физики.

Системы квантовой криптографии получают все большее распространение на рынке защищенных систем передачи информации. На сегодняшний день основными пользователями систем квантового распределения ключей являются крупные банки и государственные структуры. Высокая стоимость, начинающаяся от 80 тысяч евро, и сложность изготовления пока не позволяет перейти к массовым поставкам.

Технология квантовой криптографии опирается на принципиальную неопределенность поведения квантовой системы - невозможно одновременно получить координаты и импульс частицы, невозможно измерить один параметр фотона, не исказив другой. Это фундаментальное свойство природы в физике известно как принцип неопределенности Гейзенберга, сформулированный в 1927 году [2]. Согласно этому принципу, попытка измерения взаимосвязанных параметров в квантовой системе вносит в нее нарушения.

Описанное выше свойство квантовой частицы лежит в основе построения каналов передачи данных, защищенных от подслушивания: получатель всегда

сможет определить, не перехвачена ли информация, и при положительном ответе повторить передачу с другим ключом.

Отправитель кодирует отправляемые данные о битах ключа, задавая определенные квантовые состояния, а получатель регистрирует эти состояния. Затем получатель и отправитель совместно обсуждают результаты наблюдений. В ходе обсуждения происходит коррекция ошибок, внесенных шумами или злоумышленником, при этом содержание сообщения не раскрывается. Так могут согласовываться используемые базисы или четность сообщения, но не отдельные биты.

### Постановка задачи

Системы квантовой криптографии основаны на работе схемы Plug&Play осуществляющей фазовое кодирование битов ключей. Достоинством схемы является компенсация поляризационных флуктуаций в оптическом волокне. Однако схемы Plug&Play используют не источники одиночных фотонов, а источники слабых лазерных импульсов, что снижает безопасность в процессе квантового распределения ключей [3].

В системе QPN 5505 понижение уровня сигнала до однофотонного уровня обеспечивается использованием аттенуаторов расположенных в станциях отправителя и получателя. Уровень выставяемого затухания зависит от мощности излучаемого сигнала, которая определяется длительностью импульсов.

Таким образом, для нахождения величины затухания необходимо:

- определить зависимость мощности излучаемого сигнала от длительности импульсов на входе канала связи;
- определить затухание вносимое каналом связи построенном на оптоволокне;
- получить выражение описывающее мощность сигнала на выходе модулирующей станции с учетом затухания в линии связи;
- определить величину затухания вносимого аттенуаторами систем для обеспечения уровня однофотонности на выходе из модулирующей станции.

### Решение задачи

В результате проведенных экспериментальных исследований уровня мощности от длительности импульсов получена зависимость, представленная на рисунке 1.

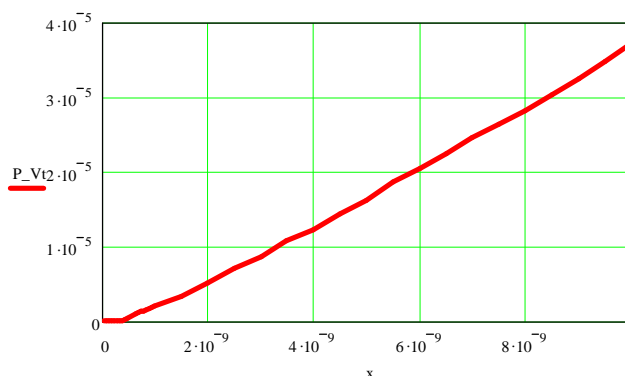


Рисунок 1 – Зависимость средней мощности от длительности импульсов, полученная экспериментально

Для вывода аналитического выражения, позволяющего рассчитать вносимое затухание, с целью обеспечения однофотонности сигнала с импульсами различной длительности ( $T0 \in [0;10]$  нс) получена аппроксимация зависимости в виде полинома четвертой степени

$$P_{cp}(T0)[Bm] = 8,98 \cdot 10^{27} T0^4 - 1,93 \cdot 10^{20} T0^3 + 1,38 \cdot 10^{12} T0^2 + 1,85 \cdot 10^2 T0 + 1,03 \cdot 10^{-8}$$

Сопоставляя зависимость полученную экспериментально и ее аналитическое описание (рисунок 2) можно сделать вывод о корректности аппроксимации.

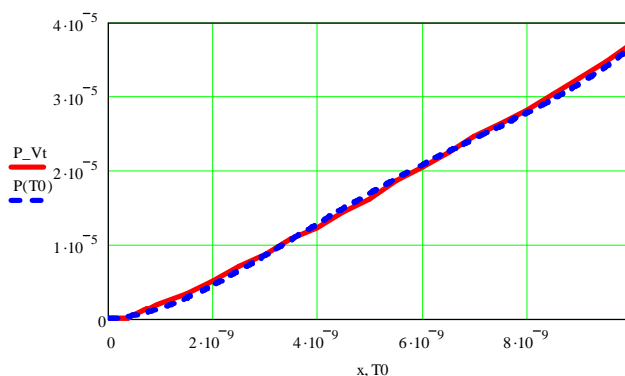


Рисунок 2 – Сравнение зависимости полученной экспериментально (сплошная линия) и ее математического описания

Условие однофотонности должно обеспечиваться на обратном пути сигнала, то есть после отражения от зеркала Фарадея модулирующей станции (Алиса) так как именно этот сигнал будет информационным. Таким образом, сигнал проходит узлы приемо-передающей станции (Боб), канал связи, построенный на одномодовом волокне, и дважды узлы станции Алиса. При этом основное затухание вносят аттенюаторы станций, модулятор станции Алиса и оптоволокно.

Канал связи представляет собой 5 сегментов волокна Corning SMF-28e [4] по 20 км с погонным затуханием  $d_{OB} = 0,2 \text{ dB/км}$  соединенных сваркой. Потери на сварном соединении составляют  $d_{CB} = 0,05 \text{ dB/соединение}$ . Волокно оконцовано оптическими соединителями с затуханием  $d_{OC} = 0,2 \text{ dB/соединение}$ . Потери при однократном прохождении модулятора Алиса равны  $d_{modA} = 3 \text{ dB}$  [5].

Тогда общее затухание, получаемое излученным сигналом

$$a(T0)[\text{dB}] = 5d_{OB} \cdot 20 + 4d_{CB} + 3d_{OC} + 2d_{modA} + \alpha_{AB}(T0) = 26,8 + \alpha_{AB}(T0)$$

где  $\alpha_{AB}(T0)$  - суммарное затухание вносимое аттенюаторами обеих станций.

Мощность на выходе станции Алиса выраженная как

$$P'_{cp}(T0)[\text{dB}] = P_{cp}(T0)[\text{dB}] - a[\text{dB}]$$

не должна превышать мощности однофотонного сигнала. Таким образом, затухание, вносимое обеими станциями

$$\alpha_{AB}(T0)[\text{dB}] = P_{cp}(T0)[\text{dB}] - P_{1ph}[\text{dB}] - 26,8$$

где  $P_{1ph}[\text{dB}] = 10 \cdot \log(E_{1ph}/t)$  - мощность одного фотона,

$E_{1ph} = hc/\lambda$  - энергия одного фотона,  
 $h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с}$  - постоянная Планка,  
 $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$  - скорость света в вакууме,  
 $\lambda = 1550 \text{ нм}$  - рабочая длина волны,  
 $\tau = 1,646 \text{ мкс}$  - период следования импульсов.

Полученная зависимость представлена на рисунке 3

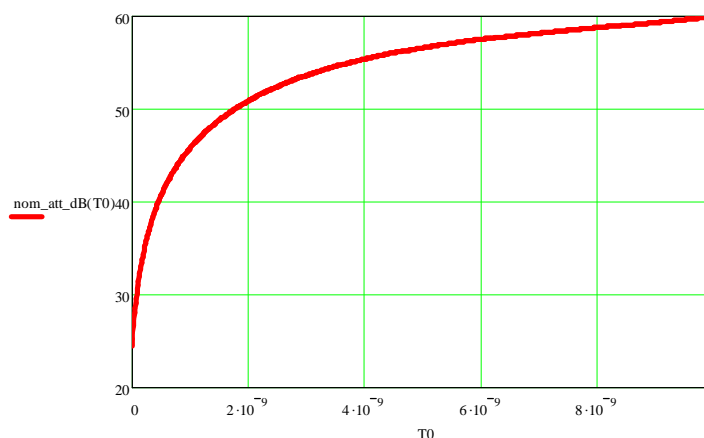


Рисунок 3 – Зависимость затухания вносимого аттенюаторами станций от длительностей импульсов

Как видно из рисунка 3, импульсы с малой длительностью должны получать меньшее ослабление, чем импульсы с большей длительностью.

Приведенное выражение описывает величину суммарного затухания, вносимого аттенюаторами обеих станций. При выборе номинала аттенюатора конкретной станции необходимо руководствоваться следующими принципами:

При выставлении очень большого затухания в приемо-передающей станции, мощности импульсов может оказаться недостаточно для распространения на дальнейшее расстояние;

Малое затухание в приемо-передающей станции может привести к попаданию на фотодетекторы системы импульсов возникающих вследствие обратного отражения и релеевского рассеяния на неоднородностях и соединениях волокон, что может привести к ложным срабатываниям и увеличит частоту ошибок.

Полученные результаты

В программном обеспечении системы QPN 5505 фирмы MagiQ отсутствует возможность проведения автоматической калибровки. Выставление основных параметров осуществляется вручную. Для сокращения времени настройки системы получено аналитическое выражение позволяющее рассчитать необходимый уровень затухания в аттенюаторах системы QPN 5505 в зависимости от длительности импульса. В идеальном случае, используя полученные значения номиналов аттенюаторов можно обеспечить наличие на выходе модулирующей станции сигнала содержащего менее одного фотона (данный параметр является статистическим). Предотвращение появления

сигналов обладающих большей мощностью обеспечит защиту от атаки, использующей разделение светового пучка, при осуществлении которой злоумышленник использует светоделитель (beam splitter attack) [6, 7]. Полученная зависимость будет включена в обобщенную модель работы квантовых криптографических систем, которая позволит проводить анализ характеристик существующих систем с целью выявления наиболее критичных узлов систем, разработку рекомендаций по изменению режимов работы.

### Литература

1. Quantum key distribution system MagiQ QPN 5505, MagiQ Technologies, 2004, p. 1 – 50.
2. Принцип неопределенности Гейзенберга. Science-Time.com – Информационный научный журнал. <http://www.science-time.com/princip-neopredelennosti-geizenberga.html>
3. И.Е. Хайров, К.Е. Румянцев, А.А. Дзейкало, М.А. Жуков, В.В. Поливьяная, Обзор основных методов формирования квантово-криптографического ключа, с кодированием однофотонных импульсов по относительной фазе. [www.rae.ru/zk/arj/2004/01/rumyantsev.pdf](http://www.rae.ru/zk/arj/2004/01/rumyantsev.pdf), 2004, стр. 1-3
4. Product information, SMF-28e Single-Mode optical fibre, CPC6, Corning, 2007, p.1–4.
5. Product information, Mach-10™ 053/065: 10G Phase Modulator, Covega Corporation, 2006, p. 1 – 2.
6. Я.С. Розова, Исследование методов съема информации с каналов квантового распределения ключа. «Инфоком - 2008» Труды конференции, 2008, стр. 28-33.
7. N. Gisin, G. Ribordy, W. Tittel, H. Zbinden, Quantum cryptography. Reviews of modern physics, volume 74, 2002, p. 188 – 189.

УДК 681.32.06

## ВЛИЯНИЕ ЭМОЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ДИКТОРА НА ЕГО РЕЧЬ

В.М. Фёдоров, Д.П. Рублёв, П.Ю. Юрков

Россия, Таганрог, Технологический институт Южного федерального университета

[vladmih@rambler.ru](mailto:vladmih@rambler.ru)

*В статье рассмотрены вопросы, связанные с влиянием эмоционального состояния человека на параметры его речевого сигнала. Показано, что наибольшее влияние эмоциональное состояние диктора оказывает на просодические особенности речи. Предложена структура системы распознавания эмоционального состояния диктора.*

### 1. Введение

Проблема различения видов эмоционального состояния человека на основе акустических характеристик речи представляет интерес, как в теоретическом плане, так и для решения различных прикладных задач. Особое значение решение этой проблемы имеет для задачи определения объективного состояния человека в различных сферах деятельности по звучанию его голоса, в частности

в экстремальных условиях, когда нет визуального контакта с говорящим находится, например, контроль за состоянием диспетчеров при управлении ими сложным потоком транспортных средств, при получении динамических образов в системах доступа, в частности, при преобразовании биометрических параметров в криптографический ключ.

Анализ эмоционального состояния говорящего базируется на двух составляющих звуковой речи: вербальной (семантической) [1,2] и невербальной (экстралингвистической) [3]. В экстремальных ситуациях часто случается так, что ориентация на смысловую сторону сообщения при определении состояния говорящего затруднена, так как именно она в первую очередь страдает из-за разнообразных помех, возникающих в таких ситуациях. Кроме того, технически на данный момент не представляется возможным осуществление вербального метода.

С невербальным подходом обычно связывают просодические особенности речи, представляющие совокупность темпорального, артикуляционного и интонационного ее компонентов. В таблице 1 приведены основные просодические параметры речевого сигнала, связанные с эмоциональным состоянием человека [3].

Таблица 1. Соответствие между просодическими особенностями речи и эмоциональным состоянием диктора

Параметры	Значения	
	высокие	низкие
1. Изменчивость частоты основного тона	Радость, гнев, возбуждение, уверенность в себе	Печаль, безразличие
2. Интенсивность	Радость, гнев, уверенность в себе	Печаль, безразличие
3. Темп	Радость, гнев, возбуждение, чувство приподнятости, уверенность в себе	Печаль, презрение

Анализ таблицы показывает, что наиболее устойчивыми при создании системы распознавания эмоций являются 1 и 3 параметры, использование параметра 2 связано с аппаратными параметрами ввода сигнала в систему обработки речевого сигнала, поэтому необходимо использовать некоторую относительную величину, например, отношение интенсивности гласных и согласных звуков.

## 2. Постановка задачи.

В данной работе предлагается решение задачи распознавания эмоционального состояния человека путем выделения устойчивых признаков по просодическим характеристикам речевого сигнала.

Просодическое, невербальное выражение эмоций часто определяется как неконвенциональное и сходное у представителей разных культур. Широкое



признание получила гипотеза о том, что отдельным эмоциям соответствуют «просодические контуры», представляющие опознаваемые аудитором паттерны выражения эмоций — сочетания воспринимаемых высоты и громкости звучания речи на оси времени. Результаты аудиторского анализа показывают, что общее направление движения высоты звучания в просодическом контуре способствует различению эмоций положительного или отрицательного знака и разной модальности: аудиторы обычно связывают понижение высоты с приятными эмоциями, а ее повышение соотносят с удивлением и страхом. Важна также взаимосвязь воспринимаемых высоты и громкости речи.

### **3. Решение задачи.**

Основной проблемой здесь является надежное выделение просодических параметров. Проведено исследование зависимости двух просодических параметров, а именно, частоты основного тона и отношения интенсивностей гласных и согласных звуков от следующих эмоциональных состояний личности: нормальное, невозбужденное состояние, возбужденное и подавленное (печаль, безразличие). Одним из подходов к решению данной задачи является сегментация исходного речевого сигнала на фонемы, которая в общем случае не решена. Частной задачей является выделение из потока речи гласных и согласных звуков. Данная задача может быть успешно решена на основе нейросетевых технологий, описанных в работах [4-6]. Согласно этой технологии, речевой участок разбивался на сегменты длиной ~12 мс. Поэтому для дикторонезависимой идентификации сегментов необходимо использовать набор устойчивых параметров, выделяемых из речевого сигнала, с последующей обработкой выделенных параметров искусственными нейронными сетями.

Для выделения гласных звуков был использован фильтр, основанный на ИНС. При прохождении речевого сигнала через фильтр полностью удалялись как паузы, так и шипящие звуки [4].

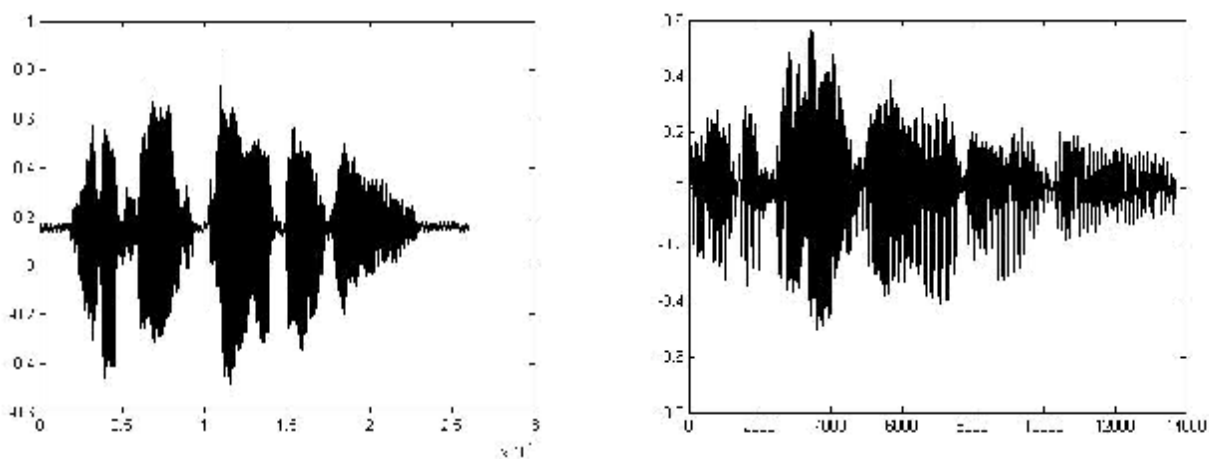
Известно, что идентифицирующая диктора информация, содержащаяся в речевом сигнале, сконцентрирована, в основном, в средней и верхней частях спектра. Учитывая, что речь является мультипликативным сигналом, в котором один из сомножителей представляет собой быстро меняющийся сигнал, а второй – медленно меняющийся сигнал. Для их разделения используются нелинейные методы, как правило, гомоморфная обработка речи. Обычно для вычисления кепстра сигнала, вычисляется логарифм спектра энергии. В данной работе были использованы кепстральные коэффициенты, вычисленные рекурсивно по рассчитанным коэффициентам линейного преобразования.

Необходимое число кепстральных коэффициентов для достоверной идентификации диктора было оценено экспериментально. На основе дисперсионного критерия было обнаружено, что число кепстральных коэффициентов должно быть не менее 30. Далее на признаках соответствующих гласным звукам обучалась искусственная нейронная сеть

(ИНС), в качестве которой был выбран персептрон с одним скрытым слоем с 50 нейронами.

На каждом сегменте вычислялись кепстральные коэффициенты по описанной выше методике. Для обучения сети фильтра была создана обучающая выборка, состоящая из гласных и остальных звуков, включая шум в паузах между словами. Выборка состояла из звуков нескольких дикторов, что улучшило качество работы фильтра. Последовательность сегментов подавалась на фильтр. Если на выходе сети возникал сигнал о принадлежности сегмента к гласному звуку, то такой сегмент записывался в файл. После окончания фильтрации гласные звуки из файла восстанавливались в виде последовательности звуков. Работа фильтра проверялась на голосах дикторов, не участвовавших в обучении сети. Проверка на голосах 50 дикторов показала высокую эффективность его работы.

На рис. 1 приведен отрезок речевого сигнала (частота дискретизации 11025 Гц, 16 бит, моно) а) и гласные звуки, выделенные из данного участка, б). Аналогично выделялись из речевого потока и согласные звуки. Частота основного тона определялась по выделенным участкам гласных звуков с помощью хорошо известного корреляционного метода. Такое предварительное выделение гласных звуков дает более стабильные значения частоты основного тона. Для проверки метода была исследована фраза, содержащая как нормальную речь, так и речь диктора в возбужденном состоянии. Из данной фразы выделялась последовательность гласных звуков, на 50 мс фрагментах которой и определялся основной тон.



а)

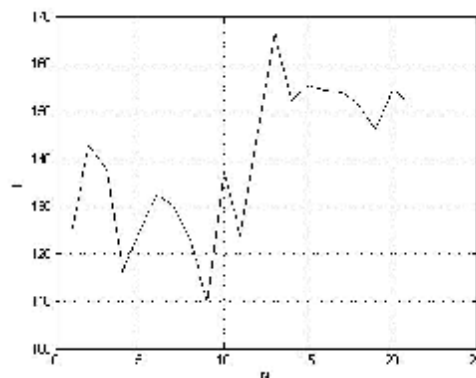
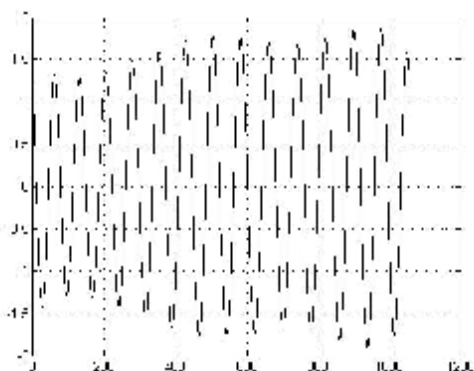
б)

Рис.1 Исходный участок речевого сигнала (а), выделенные гласные (б)

Одним из сложных моментов является определение частоты основного тона. Исследование существующих алгоритмов показало недостаточную их эффективность. Авторами разработан алгоритм на основе непрерывного вейвлет преобразования. Данный алгоритм основан на поиске уровня разложения сигнала, при котором наилучшим образом выделяется сигнал основного тона. Разработан критерий поиска уровня разложения сигнала, на

рис. 2 приведен сигнал основного тона после разложения на уровни непрерывного вейвлет преобразования (а) и зависимость частоты основного тона от эмоционального состояния на всем исследуемом участке речевого сигнала (б) на участках гласных звуков. Как видно из рисунка 2 (б) в районе 10 участка происходит скачкообразное изменение частоты, что соответствует переходу диктора в возбужденное состояние.

Другим признаком для определения эмоционального состояния может служить отношение интенсивностей гласных и согласных звуков, для вычисления которого можно использовать выделенные последовательности. Здесь определяющим является разумное число звуков для надежного определения отношения. Полученные данные показывают, что длина каждой последовательности выделенных гласных и согласных звуков должна быть не менее 10 сек.



а)

б)

Рис.2 Частота основного тона (а) и зависимость частоты основного тона от эмоционального состояния (б)

В таблице 2 приведены усредненные данные величин основного тона и отношения интенсивностей для мужских и женских голосов для нормального и возбужденного состояний.

Таблица 2. Изменение основного тона и отношения интенсивностей гласных и согласных звуков

Диктор	Частота основного тона, Гц		Отношение интенсивности гласные/согласные	
	Нормальное состояние	Возбужденное состояние	Нормальное состояние	Возбужденное состояние
Мужской голос	1,9	125	2,35	155
Женский голос	1,75	170	2,12	200

Таким образом, структура автоматической системы распознавания эмоций может быть представлена следующим образом, рис. 3.

Блок-схема предлагаемой системы состоит из нескольких подсистем. Подсистема распознавания диктора позволяет определять нужного диктора из последовательности голосов с вероятностью 0,8. Подсистема выделения гласных и согласных звуков основана на применении фильтра на ИНС и описана в данной статье. На данный момент разрабатывается подсистема собственно распознавания эмоционального состояния диктора.

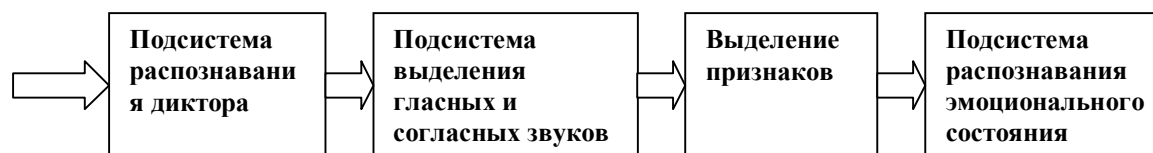


Рис.3 Система распознавания эмоционального состояния диктора

#### 4. Заключение

Таким образом, в статье рассмотрены возможность выделения признаков, характеризующие эмоциональное состояние диктора. Разработаны методы выделения гласных и согласных звуков из потока речи, что может использоваться для контроля состояния личности по звучанию его голоса в различных сферах деятельности.

#### Литература

1. Овсянникова В.В. - Роль когнитивных факторов в распознавании эмоциональных состояний.- <http://psychology.rsuh.ru/archive/tezis18.doc>.
2. А. Х. Пашина. К проблеме распознавания эмоционального контекста звуковой речи. - <http://www.voppsy.ru/issues/1991/911/911088.htm#a>.
3. Н.В. Витт. Личностно-ситуационная опосредованность выражения и распознавания эмоций в речи.- <http://www.voppsy.ru/issues/1991/911/911095.htm>.
4. Федоров В.М., Юрков П.Ю. Система биометрической аутентификации пользователя по голосу с использованием нейронных сетей. Таганрог, Известия ТРТУ. Специальный выпуск. Материалы V международной конференции «Информационная безопасность» Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. №4(33), 75-78 с.
5. Макаревич О.Б., Юрков П.Ю., Федоров В.М. Применение рекуррентных нейронных сетей для текстонезависимой идентификации диктора.– Сборник трудов “Информационная безопасность”.– Таганрог, 2002, с. 200-201.
6. Юрков П.Ю. Система биометрической аутентификации пользователя по голосу с использованием нейронных сетей.– Известия ТРТУ. Специальный выпуск. Материалы V международной конференции «Информационная безопасность» Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. №4(33), с. 149-151.

## О ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОГО СПОСОБА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В АССИМЕТРИЧНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ.

С.В. Шилов

*Ставропольский государственный университет, Доваторцев 47/1,  
89282931803, [sjm@inbox.ru](mailto:sjm@inbox.ru)*

*Производится анализ распространенных методов защиты информации, которые могут применяться в асимметричных спутниковых системах.*

Вопросы информационной безопасности занимают особое место в жизни общества в связи с возрастающей ролью информации и требуют к себе все большего внимания. Основной задачей обеспечения информационной безопасности является обеспечение конфиденциальности, доступности и целостности циркулирующей в информационных системах информации. Спутниковый Интернет – это самый экономичный способ высокоскоростного подключения к всемирной Сети. По сравнению с традиционными выделенными линиями стоимость получения одного Мегабайта данных в 5-10 раз ниже и составляет в среднем всего 80-90 копеек и даже менее. При этом спутниковое соединение обеспечивает столь же быструю передачу данных, как и выделенная линия – до нескольких Мегабит в секунду, что примерно в 100 раз быстрее обычного модема. Но у данного вида подключения к сети интернет отсутствует возможность защиты информации передаваемой через данные каналы связи[1].

Целью статьи является исследование известных и широко распространенных методов защиты информации и выбор наиболее оптимального из них, с точки зрения удобства для пользователя с учетом ориентации на программную реализацию, при ограничениях на быстродействие и возможности применения в асимметричных спутниковых системах. Далее производится исследование существующих криптографических алгоритмов на предмет их использования для шифрования данных при передаче АСС, применяемых для доступа в сеть Ethernet. В заключение предлагается использование комбинированного способа защиты информации в асимметричных спутниковых системах..

Одним из самых распространенных методов защиты информации является криптография. Примеров криптоалгоритма, разработанного в соответствии с принципами рассеивания и перемешивания, может служить принятый в 1977 году Национальным бюро стандартов США стандарт шифрования данных DES (Data Encryption Standard). Не смотря на интенсивные и тщательные исследования алгоритма специалистами, пока не найдено уязвимых мест алгоритма, на основе которых можно было бы предложить метод криптоанализа, существенно лучший, чем полный перебор ключей. Общее мнение таково: DES - исключительно хороший шифр. DES может быть реализован аппаратно и программно, но базовый алгоритм все, же рассчитан на реализацию в электронных устройствах специального назначения. Это свойство DES выгодно отличает его от метода шифрования с использованием

датчика ПСЧ, поскольку большинство алгоритмов шифрования построенных на основе датчиков ПСЧ, не характеризуются всеми преимуществами DES. С распространением персональных компьютеров наиболее эффективными для них стали программные средства защиты. Так, разработан пакет программ для шифрования и дешифрования информации СТА (Computer Intelligence Access), реализующий алгоритм DES[2]. Алгоритм криптографического преобразования, являющийся отечественным стандартом и определяемый ГОСТ 28147 89, свободен от недостатков стандарта DES связанных с длиной ключа и в то же время обладает всеми его преимуществами. Кроме того в него заложен метод, с помощью которого можно зафиксировать необнаруженную случайную или умышленную модификацию зашифрованной информации. Однако у алгоритма есть очень существенный недостаток, который заключается в том, что его программная реализация очень сложна и практически лишена всякого смысла.

Несмотря на высокую степень защиты информации криптографическими алгоритмами, применяться в ассиметричных спутниковых системах они не могут. Скорость шифрования данных гораздо ниже, чем скорость, с которой принимается информация через ассиметричные спутниковые системы[3]. К примеру, скорость шифрования и дешифрования данных FACOM 2151A на основе алгоритма DES 2,4 Кбит/с, а скорость приема информации через АСС может достигать 10 Мбит/с и выше. Даже если предположить, что скорость шифрования и дешифрования будет 5 Мбит/с, а скорость приема информации 10 Мбит/с, то при приеме информации объемом 100 Мб возникнет задержка в 20 секунд. Нагрузка на серверы, на которых будет производиться, шифрование данных также будет очень велика, а если учесть, что АСС используют миллионы пользователей, то серверы будут технически не в состоянии работать из-за загрузки. Стоимость трафика ввиду применения криптографии так же существенно увеличится. Соответственно использование только криптографических протоколов для защиты информации невозможно.

В предыдущих исследованиях был разработан программный комплекс «ЗАСС», который позволял защитить прием конкретно указанной информации, но для большинства организаций необходима защита от перехвата всего трафика, чтобы исключить возможность анализа интересов и отслеживание переписки организации, их конкурентами[4]. Решением проблемы связанной с защитой принимаемой информации через АСС может служить использование комбинированного способа защиты информации. Работа комбинированного способа будет заключаться в использовании криптографического шифрование и использования программного продукта «ЗАСС». Шифрование будет производиться только указанных пользователем расширений файлов. Сервер шифрования определит тип файлов и их размер. Если размер файла будет превышать критерии установленные на сервере, то данный файл шифроваться не будет, а начнет автоматически приниматься пользователем через программный продукт «ЗАСС». Это позволит снизить нагрузку на сервер, поскольку небольшие объемы информации шифруются гораздо быстрее, что позволяет

получить зашифрованную информацию без видимой задержки. Прием файлов больших объемов через программный продукт «ЗАСС» так же снижает нагрузку на сервер и не дает возможность перехвата данной информации злоумышленником. Получение файлов больших объемов через «ЗАСС» происходит без видимой задержки. Данные действия будут производиться в автоматическом режиме и не требуют дополнительных действий пользователем.

Таким образом, был проведен обзор основных видов криптографических алгоритмов, которые могли бы применяться в АСС, составлена характеристика возможности и целесообразности их использования для шифрования каналов связи. После составления сравнительной характеристики был сделан вывод о более целесообразном использовании комбинированного способа защиты информации в ассиметричных спутниковых системах. Были также обсуждены принципы функционирования и структура предложенного способа. В результате анализа была подтверждена и аргументирована целесообразность предложенного комбинированного способа защиты информации на базе использования криптографических методов защиты информации и использования программного продукта «ЗАСС».

#### **Литература**

1. С.В. Шилов, О.М. Лепешкин, Анализ безопасности открытых информационных спутниковых систем // 52-я научно методическая конференция преподавателей и студентов СГУ
2. Мао В. «Современная криптография: теория и практика» - М.: Издательский дом «Вильямс», 2005 - 768 с.
3. Шнайер Б. «Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си» – М.: Издательство «ТРИУМФ», 2003 – 816 с.
4. С.В. Шилов, А.П. Жук, Защита конфиденциальных параметров пользователей в ассиметричных спутниковых системах// Материалы X Международной научно-практической конференции "Информационная безопасность". Часть 2 - стр. 62-64

## 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

УДК 621.396

#### МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Хоружий С.Г., Пруцаков О.О., Капуста Н.Ю.  
ФГУП «ВНИИ «Градиент» (г. Ростов-на-Дону)

#### Описание математической модели

Сигнал в виде плоской электромагнитной волны распространяется со скоростью  $c$  в направлении  $-\mathbf{k}_0$ . Этот сигнал принимается антенной решеткой (АР) из  $M = N + 1$  элементов (рис. 1). Причем  $N$  элементов располагаются равномерно по окружности радиуса  $r$  в плоскости  $xy$ , а один элемент находится в центре решетки и приподнят на высоту  $h$ .

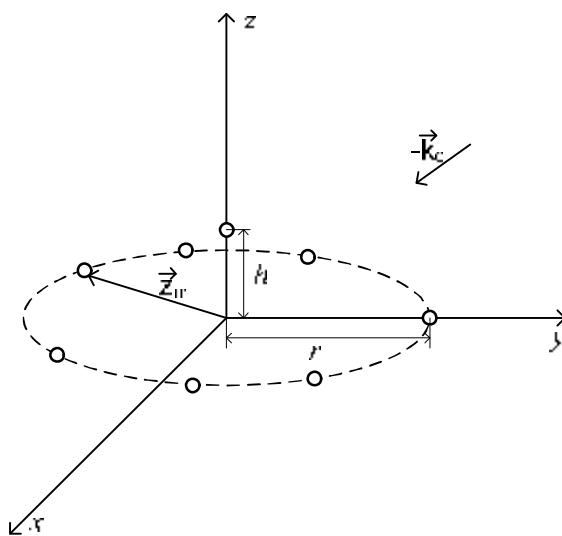


Рис. 1. Конфигурация антенной решетки

Тогда сигнал, измеряемый в пространственной точке  $\mathbf{z}_m$  расположения  $m$ -го элемента, определяется формулой:

$$x_m(t) = s\left(t + \frac{\mathbf{z}_m \mathbf{k}_0}{c}\right) + n_m(t), \quad (1)$$

где  $s(t)$  – сигнал в начале системы координат,

$n_m(t)$  – аддитивный шум.

Один из наиболее распространенных методов определения направления на источник излучения при обработке сигналов в АР – это корреляционно-интерферометрическое формирование диаграммы направленности (ДН) [1,2]. В



процессе формирования ДН выходные сигналы антенных элементов с определенными весовыми коэффициентами и задержками суммируются, образуя сигнал:

$$y(t) = \sum_{m=0}^N a_m x_m(t - t_m) \quad (2)$$

Основу метода формирования ДН составляет процедура подбора задержек сигналов таким образом, чтобы получить существенное увеличение результирующего сигнала, распространяющегося в направлении  $-\mathbf{k}_0$ .

Рассмотрим соотношение (2) в частотной области. Обозначим преобразование Фурье  $x_m(t)$  через  $X_m(f)$ , получим формулу для преобразования Фурье результирующего сигнала  $y(t)$  в виде:

$$Y(f, \mathbf{k}) = \sum_{m=0}^N a_m \exp\left(-j \frac{2\pi f}{c} \mathbf{z}_m \mathbf{k}\right) X_m(f) \quad (3)$$

Если выходной сигнал каждого элемента АР содержит только полезный сигнал:

$$X_m(f) = S(f) \exp\left(j \frac{2\pi f}{c} \mathbf{z}_m \mathbf{k}_0\right), \quad (4)$$

то величина  $Y(f, \mathbf{k})$  имеет вид:

$$Y(f, \mathbf{k}) = S(f) \sum_{m=0}^N a_m \exp\left(-j \frac{2\pi f}{c} \mathbf{z}_m (\mathbf{k} - \mathbf{k}_0)\right). \quad (5)$$

Для простоты положим, что сигнал является узкополосным, а вся его мощность сконцентрирована на несущей частоте  $f_0$ . Тогда мощность результирующего сигнала  $P(\mathbf{k})$  в направлении  $\mathbf{k}$  равна:

$$P(\mathbf{k}) = |Y(f_0, \mathbf{k})|^2 = S_s^2 \left| \sum_{m=0}^N a_m \exp\left(-j \frac{2\pi f_0}{c} \mathbf{z}_m (\mathbf{k} - \mathbf{k}_0)\right) \right|^2, \quad (6)$$

где  $S_s^2$  – мощность на каждом элементе АР.

Выражение (6) можно представить в матричном виде. Определим вектор-столбец  $\mathbf{X}$ , состоящий из временных преобразований Фурье выходных сигналов элементов решетки, и вектор-столбец  $\mathbf{A}$ , элементы которого равны:

$$A_m = a_m \exp\left(j \frac{2\pi f}{c} \mathbf{z}_m \mathbf{k}\right). \quad (7)$$

Тогда  $Y(f, \mathbf{k}) = \mathbf{A}' \mathbf{X}$ , где через  $\mathbf{A}'$  обозначен вектор, сопряженный и транспонированный по отношению к  $\mathbf{A}$ . Вектор  $\mathbf{X}$  определяется выражением:  $\mathbf{X} = S_s \mathbf{S} + S_n \mathbf{N}$ , где  $\mathbf{S}$  – вектор с компонентами:  $S_m = \exp(j2\pi f z_m \mathbf{k}_0 / c)$ ,  $\mathbf{N}$  – вектор шума. Векторы  $\mathbf{S}$  и  $\mathbf{N}$  нормированы таким образом, что  $S_s^2$  и  $S_n^2$  – представляют собой значения мощности сигнала и шума в каждом элементе АР. Мощность результирующего сигнала, когда ось ДН направлена вдоль  $\mathbf{k}$ , выражается в виде:

$$P(\mathbf{k}) = E\left[|Y(f, \mathbf{k})|^2\right] = E\left[|\mathbf{A}' \mathbf{X}|^2\right] = E\left[\mathbf{A}' \mathbf{X} \mathbf{X}' \mathbf{A}\right] = \mathbf{A}' \mathbf{R} \mathbf{A}, \quad (8)$$

где  $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}']$  – пространственная корреляционная матрица выходных сигналов АР,  $E[\ ]$  – оператор математического ожидания. В общем случае пространственная корреляционная матрица имеет вид:

$$\mathbf{R} = s_s^2 \mathbf{S}\mathbf{S}' + s_n^2 \mathbf{C}, \quad (9)$$

где  $\mathbf{C}$  – пространственная корреляционная матрица шума.

В случае, когда весовые коэффициенты  $a_m$  равны единице, приходим к так называемой спектральной оценке Бартлетта [2]. Вектор пеленгационного направления  $\mathbf{A}$  в этом случае равен  $\mathbf{E}$ , который характеризует идеальную плоскую волну, распространяющуюся в направлении вектора  $\mathbf{k}$ :

$$E_m = \exp\left(j \frac{2\pi f}{c} \mathbf{z}_m \mathbf{k}\right). \quad (10)$$

Оценка Бартлетта имеет вид:

$$P_{BART}(\mathbf{k}) = \mathbf{E}' \mathbf{R} \mathbf{E}. \quad (11)$$

### Результаты математического моделирования

Результаты математического моделирования для импульсного сигнала длительностью 100 мкс, смешанного с аддитивным гауссовским шумом (везде, где специально не оговаривается, отношение сигнал/шум 5 дБ.), представлены на рис. 2-6. Параметры антенной решетки для математической модели приведены в таблице 1.

На рис. 2 приведены азимутальные диаграммы направленности (везде, где специально не оговаривается, истинные азимут и угол места равны 180° и 15°, соответственно) для двух литер антенной решетки на частотах: 250, 725, 1200 МГц (литера 1) и 900, 1375, 1850 МГц (литера 2), сформированные по методу Бартлетта (11). При расчете угол места фиксирован (15°). Максимальный лепесток ДН соответствует направлению на источник излучения (азимут 180°).

Таблица 1. Параметры антенной решетки.

Литера 1:	
Диапазон частот	250–1200 МГц
Количество антенн	7+1
Радиус антенной решетки	800 мм
Подъем центральной антенны	500 мм
Литера 2:	
Диапазон частот	900–1850 МГц
Количество антенн	7+1
Радиус антенной решетки	500 мм
Подъем центральной антенны	250 мм

На рис. 3 показана зависимость диаграммы направленности антенной решетки от азимута и угла места (частота 1000 МГц, вид сверху). На рисунке виден основной лепесток ДН, соответствующий азимуту 180° и углу места 15°.

Причем, видно, что основной лепесток сильнее локализован по азимуту, чем по углу места.

Результаты моделирования статистических закономерностей показаны на рис. 4-7 (размер выборки 100). На рис. 4 приведена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) рассчитанного азимута от истинного азимута. Из рисунка видно, что для данной конфигурации антенной решетки СКО почти не зависит от направления на источник излучения.

На рис. 5 приведена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) рассчитанного азимута от отношения сигнал/шум, а на рис. 6 – от частоты. Из рис. 6 видно, что с увеличением длины волны точность пеленгования падает.

Оценки влияния фазовой неидентичности каналов на СКО пеленгования при отсутствии других шумовых факторов приведены на рис. 7. Из рис. 5 и 7 следует, чтобы обеспечить СКО пеленгования по азимуту во всем диапазоне частот не хуже 3 градусов при отношении сигнал/шум больше 5 дБ, необходимо иметь фазовую неидентичность каналов не более 3 градусов.

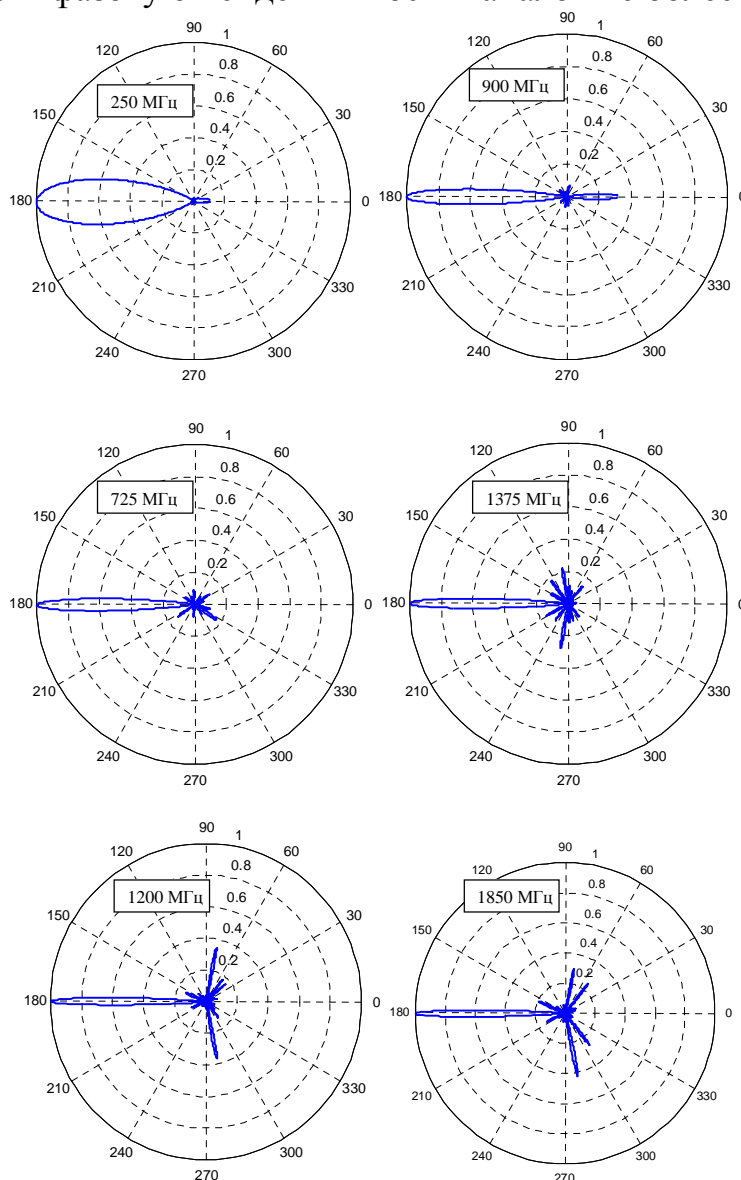


Рис. 2. Диаграммы направленности АР на различных частотах: литера 1

(слева) – 250, 725, 1200 МГц; литера 2 (справа) – 900, 1375, 1850 МГц

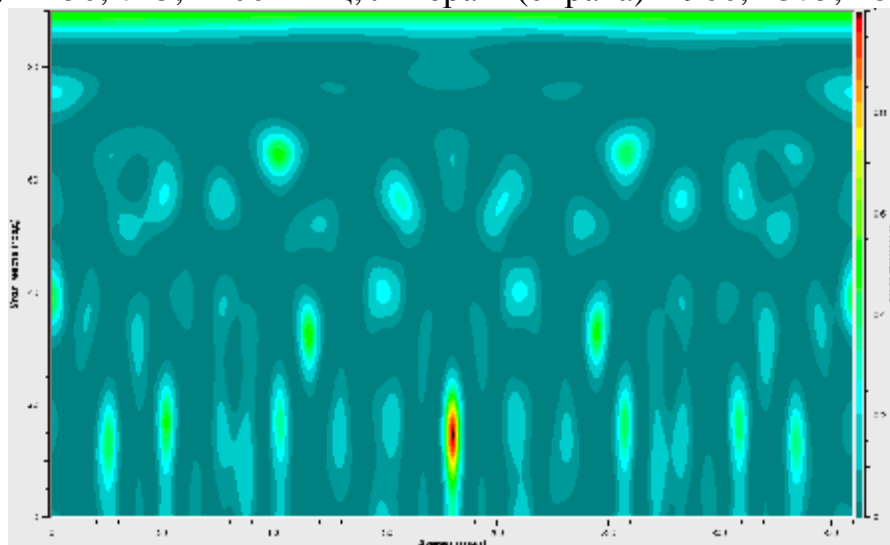


Рис. 3. Зависимость диаграммы направленности антенной решетки от азимута и угла места (частота 1000 МГц, вид сверху)

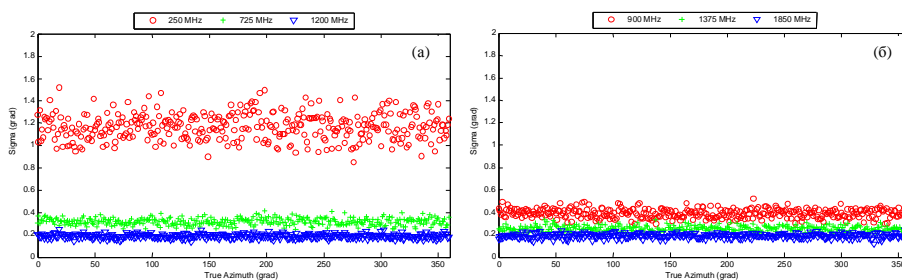


Рис. 4. Зависимость СКО рассчитанного азимута от истинного азимута: (а) литера 1, (б) литера 2

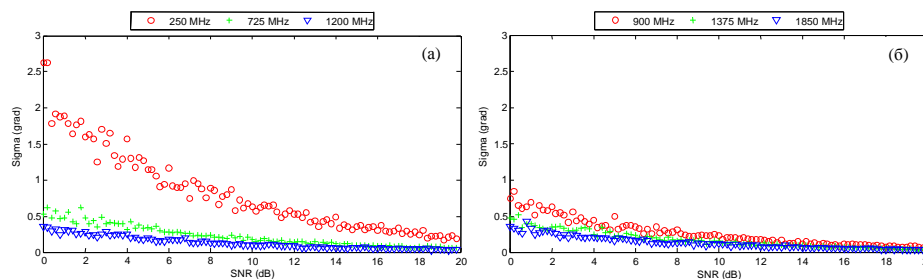


Рис. 5. Зависимость СКО рассчитанного азимута от отношения сигнал/шум: (а) литера 1, (б) литера 2

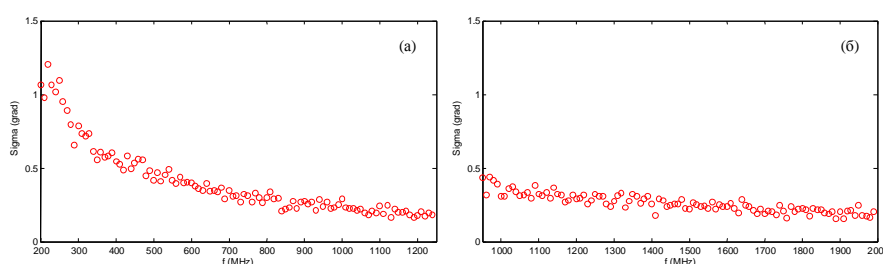


Рис. 6. Зависимость СКО рассчитанного азимута от частоты сигнала: (а) литера 1, (б) литера 2

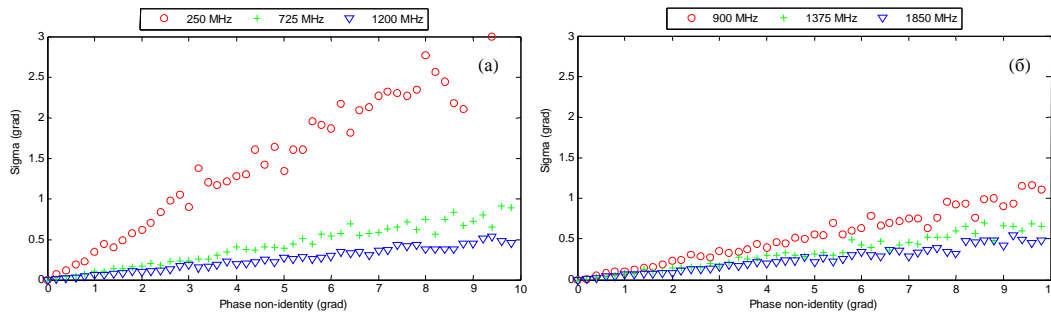


Рис. 7. Зависимость СКО рассчитанного азимута от фазовой неидентичности каналов:(а) литера 1, (б) литера 2

## Выводы

Разработана математическая модель корреляционно-интерферометрического пеленгатора. Проведены расчеты пеленгов для кольцевой антенной решетки с центральной опорной антенной. При использовании двух литер (на поддиапазоны 250–1200 МГц и 900–1850 МГц) получены оценочные результаты для среднеквадратической ошибки пеленгования, согласно которым СКО не превышает полутора градусов в диапазоне частот от 250 до 1850 МГц, при  $S/\text{Ш} > 5$  дБ. Исследовано влияние фазовой неидентичности каналов на СКО пеленгования по азимуту. Получено, что при отношении сигнал/шум больше 5 дБ, фазовая неидентичность каналов должна быть не более 3 градусов, чтобы обеспечить во всем диапазоне частот СКО не хуже 3 градусов.

## Литература

1. Introduction into theory of direction finding ([www.rohde-shwartz.com](http://www.rohde-shwartz.com)).
2. D.N. Johnson. The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems. // Proceedings of the IEEE, V.70, No.9, 1982, P.1018-1028.

УДК 621.391

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНСАМБЛЕЙ ПСЕВДОХАОТИЧЕСКИХ МНОГОУРОВНЕВЫХ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

З. В. Черняк

Ставропольский государственный университет, 355009, г. Ставрополь, ул.

Пушкина, 1, (8652) 35-72-65, [info@stavsru.ru](mailto:info@stavsru.ru)

*Предлагается вариант модели ансамблей многоуровневых дискретных ортогональных сигналов, описываемых собственными векторами действительной симметрической матрицы, и имеющих преимущества перед известными ансамблями ортогональных сигналов.*

Современные системы связи используют для передачи информации шумоподобные сигналы (ШПС), которые благодаря уникальной кодовой структуре могут быть переданы в общей полосе частот и эффективно разделены на приемной стороне. Технология многостанционного доступа с кодовым разделением каналов обеспечивает возможность устойчивой связи в условиях действия комплекса помех и достижение конфиденциальности при обмене информацией [1].

Однако в условиях повышенных требований к защищенности СПИ, существующие стандарты связи, использующие технологию многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (IS-95, cdma2000) имеют ряд явных недостатков. В частности: 1) для кодового разделения используются известные последовательности Уолша; 2) генерируемые ПСП имеют малую размерность; 3) корреляционные свойства получаемых ансамблей сигналов неудовлетворительны, поскольку имеют высокие боковые пики АКФ и ВКФ; 4) малое количество синтезируемых ансамблей ортогональных сигналов в рамках одного алгоритма.

В связи с этим, целью статьи является разработка варианта модели ансамблей псевдохаотических многоуровневых дискретных ортогональных сигналов (ПХМДОС), имеющих преимущества перед известными ансамблями дискретных ортогональных сигналов (ДОС).

В общем случае, модель ансамбля дискретных сигналов может быть представлена матрицей  $X$  вида:

$$X = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \mathbf{K} & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \mathbf{K} & x_{2n} \\ \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ x_{m1} & x_{m2} & \mathbf{K} & x_{mn} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$$x_{ik} = x_i(t); \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad \text{при} \quad t \in [(k-1)\Delta t; k\Delta t]; \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (2)$$

где  $x_i(t)$  -  $i$ -й сигнал ансамбля,

$\Delta t$  - длительность элемента сигнала.

Известно из математики, что собственные вектора действительной симметрической матрицы удовлетворяют условию ортогональности и имеют вещественные значения. Таким образом, модель ансамбля дискретных ортогональных сигналов (1) может полностью определяться значениями собственных векторов действительной симметрической матрицы.

Подобная модель предлагалась к использованию в работе [2] с целью синтеза одного оптимального ансамбля ДОС с заданными свойствами.

В данной же статье предлагается на основе ряда свойств собственных векторов действительной симметрической матрицы использовать для получения большого объема ансамблей ПХМОС, удовлетворяющих менее жестким требованиям. Это возможно в связи с тем, что коэффициенты второй диагонали симметрической матрицы описывают все возможные варианты собственных векторов, и, как следствие – все варианты ансамблей ПХМОС.

Для обоснования выдвинутого утверждения проведем численный эксперимент по расчету как известных ансамблей двоичных ДОС (ансамбли сигналов Уолша и сигналов D-кодов Велти), так и произвольных ансамблей многоуровневых ДОС.

Пусть исходная bidiagonal действительная симметрическая матрица  $A$  имеет вид:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} & 0 \\ 0 & a_{32} & 0 & a_{34} \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

Собственными векторами матрицы  $A$  будут являться ненулевые решениями матричного уравнения:

$$A\dot{x} = I\dot{x}, \quad (4)$$

$$(A - IE)\dot{x} = 0. \quad (5)$$

Уравнение (5) будет представлять собой линейную однородную систему, которая имеет ненулевые решения тогда и только тогда, когда определитель системы равен нулю, то есть:

$$\det(A - IE) = 0. \quad (6)$$

Характеристическое уравнение (6) в развернутом виде:

$$\begin{vmatrix} -I & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & -I & a_{23} & 0 \\ 0 & a_{32} & -I & a_{34} \\ 0 & 0 & a_{43} & -I \end{vmatrix} = 0, \quad (7)$$

характеристический полином:

$$I^4 - s_1 I^3 + s_2 I^2 - s_3 I + s_4 = 0, \quad (8)$$

где коэффициенты  $s_k$  представляют собой сумму всех диагональных миноров  $k$ -го порядка матрицы  $A$ , в частности:

$$s_1 = 0;$$

$$s_2 = a_{12}a_{21} + a_{23}a_{32} + a_{34}a_{43}; \quad (9)$$

$$s_3 = 0;$$

$$s_4 = a_{12}a_{21}a_{34}a_{43}.$$

Характеристическое уравнение (8) есть алгебраическое уравнение четвертой степени относительно  $I$  и, соответственно, имеет, четыре корня – четыре собственных значения матрицы  $A$ .

Подставим произвольный корень  $I = I_j$  в уравнение (7). Тогда в развернутом виде:

$$\begin{cases} -I_j x_1 + a_{12} x_2 = 0, \\ a_{21} x_1 - I_j x_2 + a_{23} x_3 = 0, \\ a_{32} x_2 - I_j x_3 + a_{34} x_4 = 0, \\ a_{43} x_3 - I_j x_4 = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Каждому собственному значению  $I_j$  будут соответствовать четыре линейно независимых собственных вектора  $x_{1j}, x_{2j}, x_{3j}, x_{4j}$ , которые и будут образовывать элементы ансамбля ПХМОС.

Для расчета значений ансамбля Уолша выберем следующие элементы исходной bidiagonal действительной симметрической матрицы  $A$ :

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 100 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & 0,001 & 0 \\ 0 & 0,001 & 0 & 100 \\ 0 & 0 & 100 & 0 \end{vmatrix}.$$

Согласно (8) и (9), характеристический полином будет иметь вид  $I^4 - 20000I^2 + 100000000 = 0$ ,

корни которого будут иметь значения  $I = \{-100; -100; 100; 100\}$ .

Тогда, согласно (10) данным значениям будут соответствовать собственные вектора:

$$X = \begin{vmatrix} -0,5 & 0,5 & 0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{vmatrix}.$$

При этом значения матрицы X соответствуют ансамблю Уолша.

Если незначительно изменить значения элементов исходной bidiagonalной действительной симметрической матрицы A, то можно получить ансамбль отличной структуры, например:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 101 & 0 & 0 \\ 101 & 0 & 0,001 & 0 \\ 0 & 0,001 & 0 & 99 \\ 0 & 0 & 99 & 0 \end{vmatrix},$$

$$I = \{-101; -99; 99; 101\},$$

$$X = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0,7 & -0,7 \\ 0,7 & -0,7 & 0 & 0 \\ -0,7 & -0,7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,7 & -0,7 \end{vmatrix}.$$

При изменении же знаковой структуры можно получить ансамбль сигналов D-кодов Велти:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 100 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & -0,001 & 0 \\ 0 & -0,001 & 0 & -100 \\ 0 & 0 & -100 & 0 \end{vmatrix},$$

$$I = \{-100; -100; 100; 100\},$$

$$X = \begin{vmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 0,5 & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & -0,5 \end{vmatrix}.$$



Соответственно, при незначительном изменении значений элементов исходной bidiagonalной действительной симметрической матрицы получаем уже многоуровневый ансамбль:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 100,001 & 0 & 0 \\ 100,001 & 0 & -0,002 & 0 \\ 0 & -0,002 & 0 & -100 \\ 0 & 0 & -100 & 0 \end{vmatrix},$$

$$I = \{-100; -100; 100; 100\},$$

$$X = \begin{vmatrix} 0,4 & 0,4 & 0,6 & -0,6 \\ -0,4 & 0,4 & -0,6 & -0,6 \\ -0,6 & -0,6 & 0,4 & -0,4 \\ 0,6 & -0,6 & -0,4 & -0,4 \end{vmatrix}.$$

Таким образом, в результате численного эксперимента установлено:

- варьируя коэффициентами исходной bidiagonalной действительной симметрической матрицы, можно получать ансамбли ДОС различной структуры, включая двоичные и многоуровневые;
- известные ансамбли ДОС (ансамбли Уолша и D-коды Велти) могут быть описаны данной моделью, следовательно модель можно считать универсальной;
- задавая различные значения коэффициентам  $a_{ij}$  матрицы вида (3), можно получать различные модели ДОС, описываемых собственными векторами  $\mathbf{x}_i$ , следовательно изменяя  $a_{ij}$  в широких пределах, можно получить большое количество структур таких сигналов;
- использование рассмотренной модели позволяет получать ансамбли ПХМДОС, которые могут быть использованы в СПИ с кодовым разделением каналов и повышенной структурной скрытностью.

### Литература

1. Общесистемные вопросы защиты информации. Под ред. Сухарева Е.М., – М.: Радиотехника, 2003. – 292 с.
2. В. С. Попенко. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. – Ставрополь: МО РФ, ч.2, 1993. – 202 с.

УДК 681.883.67

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

П.А. Дятлов

*Технологический институт Южный федеральный университет,  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44, 37–16–37, [dap@tsure.ru](mailto:dap@tsure.ru)*

*Исследуются принципы построения модели линейной фазированной антенной решетки (ЛФАР) и особенности ее реализации на основе программы моделирования «Micro-Cap 9».*

Разработка и создание новых положений радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения связано с использованием методов пространственно-временной обработки информации. Реализация методов пространственно-временной обработки в пеленгаторах обеспечивается при использовании линейных фазированных антенных решеток (ЛФАР).

В данной работе при проведении моделирования ЛФАР воспользуемся программой моделирования «Micro-Cap 9».

С целью упрощения реализации модели ЛФАР проведем ее модернизацию на основе использования частотного метода управления. Переход к частотному методу управления ЛФАР существенно упрощает реализацию модели амплитудного пеленгатора (АП), поскольку при этом за счет усложнения генератора сигнала (ГС), обеспечивающего необходимый закон изменений частоты  $w(t)$ , появляется возможность использования вместо параметрических линейных стационарных функциональных узлов (ФУ).

Функциональная схема модели АП, реализованная на основе частотного метода управления ЛФАР, приведена на рис. 1, где УС — усилитель; Р — разветвитель; ЛЗ<sub>і</sub> — линия задержки в *i* канале ЛФАР; АТ<sub>і</sub> — аттенюатор в *i* канале ЛФАР; УУ — устройство управления; ЛД — линейный детектор; УНЧ — усилитель низких частот; РУ — решающее устройство.

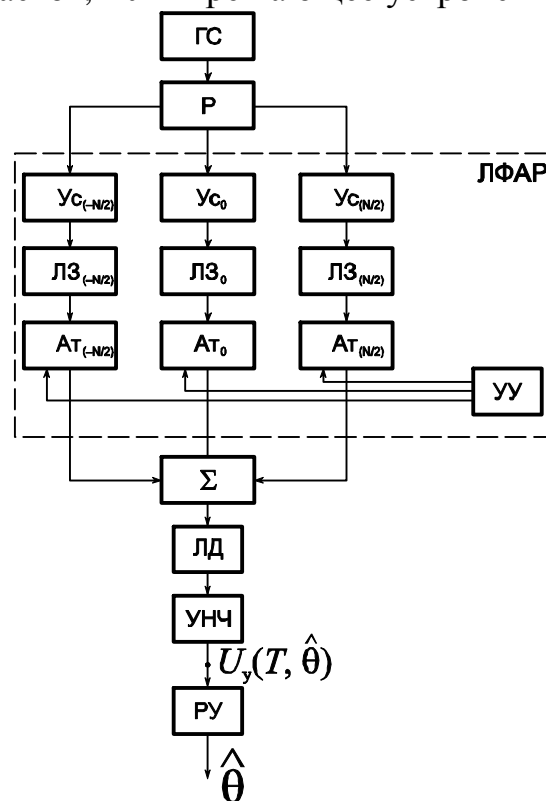


Рис. 1.

ГС формирует напряжение  $U_{гс}(t)$ , которое одновременно выполняет функции сигнала  $S_0(t)$  и управляющего воздействия  $w(t)$

$$U_{гс}(t) = U_{mc} \cos [w_c t - w(t)].$$

Функции линейного тракта ЛТ<sub>і</sub>, в модели АП, выполняет ЛЗ<sub>і</sub>, которая представляет собой идеальный полосовой фильтр с соответствующими АЧХ и ФЧХ

$$\left. \begin{aligned} K_i(\omega) &= K_i \\ t_{\text{гpi}}(\omega) &= t_i \end{aligned} \right\} \text{при } \omega_{\text{н}} \leq [\omega_c - \omega(t)] \leq \omega_{\text{в}}.$$

Функции фазовращателей Фв<sub>іс</sub> и Фв<sub>і</sub> в модели АП реализуются совокупностью ГС и ЛЗ<sub>і</sub>. Функции корректора АЧХ "і" канала ЛФАР выполняются управляемым Ат<sub>і</sub>. Функция корректора ФЧХ "і" канала ЛФАР выполняется ЛЗ<sub>і</sub> при соответствующем выборе ее номинала  $t_{\text{ЛЗі}} = t_i + dt_i$ , где  $t_{\text{ЛЗі}}$  — временное запаздывание, вносимое ЛЗ<sub>і</sub>;  $t_i$  — групповое запаздывание, соответствующее "і" каналу ЛФАР при отсутствии фазочастотных искажений;  $dt_i$  — групповое запаздывание, соответствующее искажениям ФЧХ в "і" канале ЛФАР.

Рассмотрим методику выбора параметров ФУ, входящих в состав модели АП, при различных исходных данных.

Для обеспечения соответствия между частотным и фазовым методами управления пространственного положения максимума диаграммы направленности ЛФАР необходимо, чтобы выполнялись следующие условия:

1) при  $\theta = 0$  напряжения  $x_i(t)$  на выходе каналов ЛФАР должны быть синфазными, т.е.

$$\begin{aligned} \omega_c \tau_i &= 2\pi K_i; K_i = K_0 + i; i \in [-N/2, N/2]; \\ K_0 - N/2 &\geq 1; \tau_i = \tau_0 + i \Delta\tau; \Delta\tau = \frac{d}{c} = \frac{2\pi}{\omega_c}, \end{aligned}$$

где  $K_i, K_0$  — целые числа;

$\tau_0$  — групповое запаздывание, вносимое "нулевым" (опорным) каналом ЛФАР;

$\Delta\tau$  — разница в запаздывании между соседними каналами ЛФАР;

2) диапазон изменения частоты ГС при частотном управлении  $\Delta\omega$  должен обеспечивать обзор заданного пространственного сектора  $\Delta\theta$ ;

3) закон изменения частоты ГС  $\omega(t)$  должен обеспечивать такой же закон сканирования пространственного положения максимума диаграммы направленности ЛФАР, как и при использовании фазового метода управления

$$\omega(t) = \omega_c + \frac{\Delta\omega}{\Delta\theta} \alpha(t); \alpha(t) = \Omega t;$$

$$\Omega = \frac{\Delta\theta}{T_s} \text{ при } (j-1)T_{\text{ц}} \leq t \leq j T_{\text{ц}}; j \in \overline{1, m}; m = \text{ent} [T_c/T_{\text{ц}}],$$

где  $T_c$  — длительность сеанса пеленгования;

$T_{\text{ц}}$  — длительность одного цикла обзора сектора  $\Delta\theta$ ;

$\Omega$  — угловая скорость обзора пространства.

Выбор параметров частотного закона  $\omega(t)$  осуществляется из анализа соотношения, описывающего закон изменения фазы в каналах АП

$$\varphi_{\Phi_i}(t) = \frac{2\pi d_i}{\lambda_c} \Omega t = \omega(t)\tau \text{ при } \Delta\theta \leq 60^\circ;$$

$$\omega(t) = \left( \omega_c - \frac{\Delta\omega}{2} \right) + \gamma t;$$

$$\Delta\omega = \omega_B - \omega_H = \omega_c \frac{d}{\lambda_c} \Delta\theta; \gamma = \frac{\Delta\omega}{T_0}; \omega_c \equiv \omega_{\text{пч}};$$

$$\text{при } (j-1)T_{\text{ц}} \leq t \leq j T_{\text{ц}}; j \in \overline{1, m}; m = \text{ent} [T_c/T_{\text{ц}}],$$

где  $\omega_B, \omega_H$  — границы частотного диапазона используемого для управления;  
 $\gamma$  — угловая скорость изменения частоты ГС;  
 $\omega_{\text{пч}}$  — промежуточная частота в каналах ЛФАР.

С целью устранения динамических искажений в АП за счет перестройки частоты ГС необходимо, чтобы полоса пропускания УПЧ  $\Delta f_{\text{пч}}$  и УНЧ  $\Delta f_{\text{нч}}$  выбиралась из условий  $\Delta f_{\text{пч}} \geq \frac{\Delta\omega}{2\pi}$  и  $\Delta f_{\text{нч}} \geq 10\sqrt{\gamma/2\pi}$ .

Остановимся далее на особенностях моделирования искажений АЧХ и ФЧХ в каналах ЛФАР, которые могут быть детерминированными и случайными, стационарными и нестационарными, коррелированными и некоррелированными. В общем случае искажения АЧХ  $\Delta K_i(\omega, t)$  и ФЧХ  $\Delta\varphi_i(\omega, t)$  является функцией двух аргументов: частоты и времени.

Однако для тех случаев, когда ширина спектра принимаемого АП сигнала  $S_0(t)$  оказывается значительно меньше, чем эквивалентная шумовая полоса пропускания каждого канала ЛФАР, т.е.  $\Delta f_c \ll \Delta f_{\text{эш}}$ , частотной зависимостью можно пренебречь, поскольку выполняются условия

$$K_i(\omega, t) = K_i(\omega_c, t) = K_i(t), \varphi_i(\omega, t) = \varphi_i(\omega_c, t) = \varphi_i(t).$$

Случаи, когда  $\Delta f_c \ll \Delta f_{\text{эш}}$ , соответствуют ситуациям, связанных с пеленгованием узкополосных сигналов, а также исследованием влияния на эффективность АП неидентичности АЧХ и ФЧХ антенно-фидерного тракта и СВЧ тракта каналов ЛФАР. Для моделирования искажений АЧХ  $\Delta K_i(t)$  при этом можно использовать  $A_{T_i}$ , а для моделирования искажений ФЧХ  $\Delta\varphi_i(t)$  необходимо произвести соответствующее изменение номинала ЛЗ<sub>*i*</sub> на величину  $\delta\tau_i(t)$ .

Для обеспечения моделирования детерминированных стационарных искажений АЧХ и ФЧХ необходимо, чтобы параметры  $A_{T_i}$  и ЛЗ<sub>*i*</sub> выбирались из соотношений

$$\Delta K_i(t) = \Delta K_i; \Delta\varphi_i(t) = \omega_c \delta\tau_i(t); \text{ при } \Delta\omega/\omega_c \ll 1 \\ (j-1)T_{\text{ц}} \leq t \leq j T_{\text{ц}}; j \in [1, m]; m = \text{ent} [T_c/T_{\text{ц}}],$$

где  $T_c$  — длительность сеанса.

Для обеспечения моделирования детерминированных нестационарных искажений АЧХ и ФЧХ необходимо, чтобы параметры  $A_{T_i}$  и ЛЗ<sub>*i*</sub> выбирались из соотношений

$$\Delta K_i(t) = \Delta K_{ij}; \Delta\varphi_i(t) = \omega_c \delta\tau_{ij}(t); \text{ при } \Delta\omega/\omega_0 \ll 1 \\ (j-1)T_{\text{ц}} \leq t \leq j T_{\text{ц}}; j \in [1, m]; m = \text{ent} [T_c/T_{\text{ц}}],$$

где  $T_{\text{ц}}$  — длительность цикла обзора.

Для обеспечения моделирования коррелированных искажений АЧХ и ФЧХ для разных каналов ЛФАР используются одинаковые искажающие функции  $\Delta K_i(t)$  и  $\Delta \varphi_i(t)$ . Для обеспечения некоррелированных искажений АЧХ и ФЧХ необходимо обеспечить статистическую независимость искажающих функций  $\Delta K_i(t)$  и  $\Delta \varphi_i(t)$  для различных каналов ЛФАР.

Для обеспечения моделирования случайных искажений АЧХ и ФЧХ необходимо случайные процессы, описывающие функции искажения  $\Delta K_i(t)$  и  $\Delta \varphi_i(t)$  представить набором дискретных отсчетов с периодом, равным  $T_n$ . При этом необходимо увеличение времени моделирования для реализации многоциклового режима обзора заданного пространственного спектра  $\Delta \theta$ .

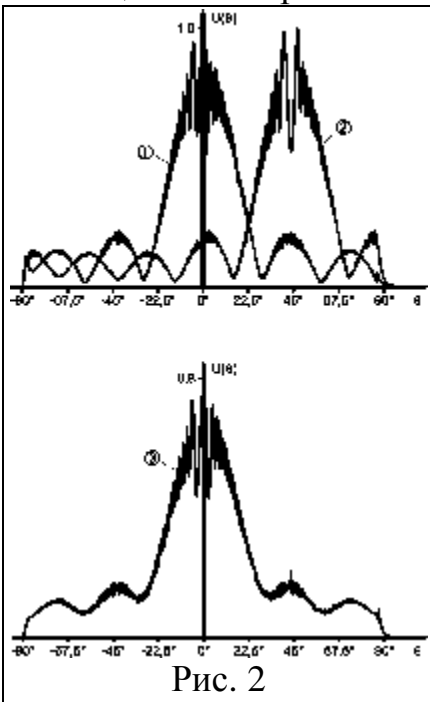


Рис. 2

В качестве иллюстрации проведенных исследований, показанных на рис.2, приведем результаты моделирования АП с ЛФАР в виде зависимостей  $U(\theta) = f(\theta)$ , где  $U(\theta)$  — нормированное напряжение на выходе АП;  $f(\theta)$  — функциональная зависимость от  $\theta$ .

Моделирование выполнялось при следующих исходных данных:  $\Delta \theta = 1$  рад;  $N_{и} = 7$ ;  $\frac{d}{\lambda_c} = 1/2$ ;  $\Delta \omega = \pi \cdot 10^7$  рад/сек;  $\gamma = \pi \cdot 10^9$  рад/сек;  $T_{ц} = 10^{-2}$  сек; а) при идентичных каналах (кривая 1); б) при наличии в каналах линейных фазовых искажений с приростом фазы  $\Delta \varphi_{л} = 45^\circ$  (кривая 2); в) при наличии в каналах случайных фазовых и амплитудных искажений  $\sigma \varphi = 25^\circ$ ;  $\sigma K / K_{АП} \leq 0,2$  (кривая 3), где  $\sigma K$  — среднеквадратичное отклонение коэффициента

передачи АП от номинального значения  $K_{АП}$ .

Полученные в ходе моделирования результаты свидетельствуют о том, что: 1) при наличии линейных фазовых искажений в каналах АП за счет смещения максимума диаграммы направленности ЛФАР ( $\theta_{см} = 15^\circ$ ) снижается точность пеленгования; 2) при наличии случайных амплитудных и фазовых искажений в каналах АП появляются энергетические потери (~2дБ), происходит деформация диаграммы направленности ЛФАР путем расширения основного лепестка и увеличения уровня боковых лепестков.

Результаты выполненных исследований могут найти применение при эскизном проектировании не только амплитудных, но и других типов пеленгаторов с ФАР различной конфигурации в интересах радионавигации, радиолокации и радиоконтроля.

### Лтература

1. Вартанисян В.А. и др. Радиопеленгация. —М.: Воениздат, 1966.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. —М.: Высшая школа, 1988.
3. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Фазовый пеленгатор с коммутацией излучателей антенной решетки. Антенны, № 4, 2002.

## ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СЕТЕВЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

В.Г. Галалу

*Технологический институт*

*Южного федерального университета в г Таганроге*

*Кафедра АСНИ и Э, тел. 37-16-38, e-mail: [asni@fep.tsure.ru](mailto:asni@fep.tsure.ru)*

*Приведены результаты моделирования для нескольких алгоритмов цифровой фильтрации выходных кодов АЦП, с целью подавления периодических и импульсных помех и нормального шума. Показано, что вполне возможно подавление шумов и помех при обработке данных в реальном масштабе времени до уровня минус 50-60 дБ.*

Анализ выходных кодов находящихся в эксплуатации измерительных и управляющих систем, позволяет сделать вывод о том, что на входах АЦП всегда присутствует достаточно высокий уровень шумов и импульсных помех (0,01 – 0,5 %). Уровень помех в значительной степени зависит от протяженности линии связи, электрической мощности используемого оборудования, качества земляной шины, типа измерительного кабеля и т.п. Результаты экспериментальных исследований показали, что даже в экранированной витой паре длиной 50 метров наблюдается периодическая помеха нормального вида порядка 5 – 10 мВ (50 Гц) и короткие импульсные помехи длительностью 0,2 – 1 мкс и амплитудой до 100 мВ [1,2].

Основные источники периодических помех: мощные потребители переменного тока, силовая сеть, общая шина заземления, сварочное оборудование. Основные источники импульсных помех: тиристорные выпрямители и преобразователи, коллекторные электродвигатели, импульсные блоки питания мониторов и компьютеров, устройства контактной сварки, дуговая сварка, радиолокаторы и мощные радиопередатчики, разряды молний и т.д. Характерной помехой почти для всех высоковольтных сетей переменного тока является пробой изоляторов на пиках напряжения в плохую погоду (дождь, туман, снег). Эти помехи через паразитные емкости силовых трансформаторов доходят до потребителя (силовая сеть 380 В) в виде серии импульсных помех амплитудой до 100 В. Эта помеха проявляется на выходах низковольтных стабилизаторов напряжения в виде коротких пиков амплитудой от 10 до 100 мВ. Выявить и зафиксировать эти импульсные помехи удастся только при использовании современных цифровых запоминающих осциллографов с частотой выборки до 10 Мбит в секунду (например, TDS 2022В).

Кроме того, во входном сигнале АЦП всегда присутствует белый шум, основным источником которого являются шумы резисторов и усилительных элементов, шумы диодов и стабилитронов и т.д. Уровень этих шумов находится на уровне 0,01 – 0,1 % от диапазона входного сигнала.

На основании этих данных была разработана модель помехи, которая накладывается на основной сигнал, поступает на вход АЦП и подлежит цифровой фильтрации. Для цифровой фильтрации входного сигнала от

периодических и импульсных помех можно использовать различные алгоритмы. Сглаживание данных, как искаженных помехами, так и статистических по своей природе, можно считать частным случаем регрессии без определения символьной формы ее функции. В MathCAD для сглаживания применяются следующие функции [1]: medsmooth, supsmooth, ksmooth. Исследовалась эффективность работы этих алгоритмов на практике. В качестве модели сигнала использовалась синусоида, на которую поочередно накладывались помехи. Полученные результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1

Функция	Коэф. подавления помехи 50Гц	Коэф. подавления имп. помех	Коэф. подавления норм. шума
medsmooth	1,1	18,5	1,6
supsmooth	1,5	15,5	1,2
ksmooth	2,0	10,2	4,9

Очевидно, что полученные коэффициенты подавления совершенно неприемлемы для современных высокоточных измерительных систем. Кроме того, в процессе исследования функций цифровой фильтрации системы MathCAD были выявлены следующие недостатки:

Они обрабатывают весь массив исходных точек, и поэтому при обработке импульсных помех смещают исходную функцию в зависимости от характера помех. Если помехи положительные – функция смещается вверх, если отрицательные – вниз. Фактически они интегрируют исходную функцию.

Для сглаживания нормального шума достаточно эффективно применение медианного фильтра, однако и в этом случае коэффициент подавления не превышает пяти.

Большое время обработки – измеряется в секундах (1,2-1,8с).

Относительная погрешность восстановления исходного сигнала велика, находится в пределах единиц процентов, искажения восстановленного сигнала видны невооруженным глазом.

Восстановленный сигнал смещен во времени.

Таким образом, все типовые функции MathCAD неприемлемы для сглаживания обрабатываемых сигналов в условиях реального времени из-за невысокой точности и большого времени обработки.

С целью анализа работы вновь разрабатываемых алгоритмов сглаживания на разных входных сигналах с определенным типом помех была разработана прикладная программа, которая моделирует передачу сигнала по каналу связи, на который воздействуют факторы, искажающие исходный сигнал и процесс сглаживания (рис. 1).

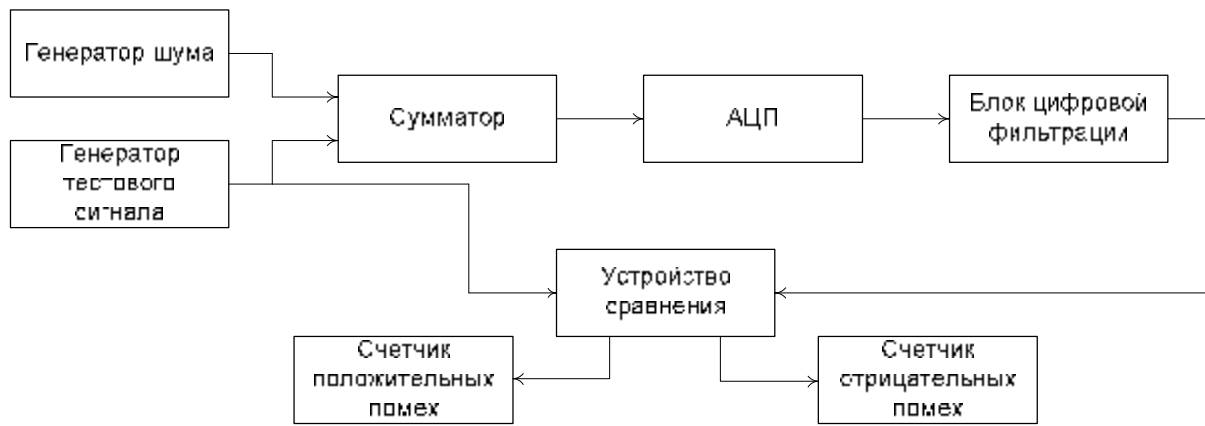


Рисунок 1 – Схема эксперимента.

После формирования зашумленного сигнала и оцифровки его с помощью АЦП, в блоке цифровой фильтрации используется один или несколько последовательных алгоритмов подавления помехи. Далее, восстановленный сигнал сравнивается с исходным. На основании анализа накопленных абсолютных погрешностей результатов сравнения можно сделать определенные выводы об эффективности каждого из исследуемых методов.

Предварительный анализ показал, что лучше подавлять каждую из помех в отдельности, причем начинать нужно с подавления наиболее опасных импульсных помех. На эти алгоритмы изначально были наложены следующие ограничения:

1. Анализ небольшого количества точек (не более 5-7).
2. «Скользкий» тип обработки.
3. Минимальное время обработки.

В соответствии с этими требованиями был проанализирован следующий алгоритм: необходимо определить является ли текущее значение кода сбойным (т.е. промахом) из-за влияния импульсной помехи. Для этого задается допуск, при превышении которого код считается сбойным; в случае обнаружения сбойного кода, этот код меняется на скорректированное значение, которое вычисляется как:

предыдущее значение плюс предыдущая разность:  $X_n = X_{n-1} + \Delta_{n-1}$ ;

методом линейной интерполяции по 2-м точкам:  $X_n = X_{n-1} + \frac{\Delta_{n-1} + \Delta_{n-2}}{2}$ ;

аналогично методом линейной интерполяции по 3-м точкам;

аналогично методом линейной интерполяции по 4-м точкам.

Для подавления периодической помехи 50Гц наиболее удобным оказалось интегрирование входного сигнала с помехой (усреднение отсчетов) в течение промежутка времени, пропорционального периоду сети. Например, для подавления сетевой помехи 50Гц, период которой равен 20мс, удобно брать для усреднения 20-50 отсчетов, что приводит к необходимости увеличения частоты дискретизации до 1-2,5кГц. И это вполне оправдано, т.к. теоретический коэффициент подавления сетевой помехи превышает 120дБ, а экспериментальные данные дают результаты больше 60дБ. При этом наличие в



сигнале помехи гармоник, вплоть до 13-ой, практически не уменьшает коэффициент подавления.

Для подавления нормального шума удобным оказалось использование скользящего медианного фильтра, усредняющего данные по трем или пяти точкам [3].

В ходе моделирования для каждого из предложенных фильтров проводились серии опытов на эталонном сигнале, с разным уровнем нормального шума и помех. В качестве эталонного сигнала была выбрана синусоида. На сигнал накладывались помехи положительной, отрицательной и смешанной полярности. Коэффициент подавления для оценки эффективности методов вычисляется по следующей формуле

$$K = \left| \frac{\sum \Delta_{\text{помехи}}}{\sum \Delta_{\text{погр}}} \right|, \quad (1)$$

где  $\Delta_{\text{помехи}} = U_{\text{защум.сигн.}} - U_{\text{исх.сигн.}}$ ,

$\Delta_{\text{погр}} = U_{\text{восст.сигн.}} - U_{\text{исх.сигн.}}$ .

Исследование отдельных фильтров показало, что для более эффективного сглаживания сигналов целесообразно применять комбинированный фильтр, сочетающие в себе все описанные выше фильтры. Так как метод скользящего среднего плохо справляется с импульсными помехами, необходимо применять фильтры в следующем порядке:

1. Сглаживание наиболее опасных импульсных помех;
2. Метод скользящего среднего для подавления нормального шума;
3. Усреднение для подавления периодической помехи 50 Гц и её гармоник.

Моделирование комбинированного фильтра производилось на трех наиболее часто встречающихся в практике сигналах: синусоидальном, линейном и экспонентном.

Ниже представлены результаты работы комбинированного фильтра для одного из рассмотренных вариантов: синусоидальный входной сигнал амплитудой 0.95, импульсные помехи смешанной полярности (амплитуда 20%), нормальный шум (0,01%), помеха 50 Гц (1%).

Очевидно, что исходный входной синусоидальный сигнал восстановлен практически без искажений. Сравнение восстановленного синусоидального сигнала с исходным показало, что относительная погрешность восстановления синусоидального входного сигнала не превышает 0,1%. Аналогичные результаты были получены и для других входных сигналов.

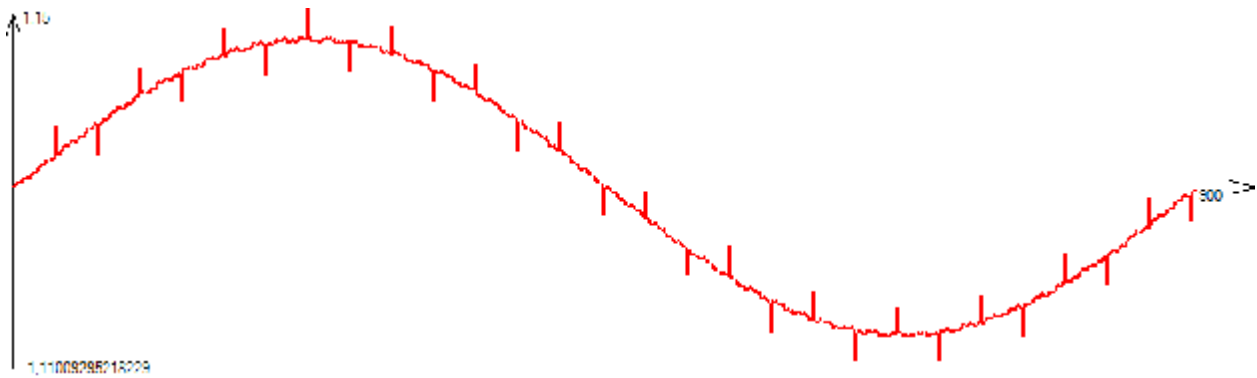


Рисунок 2 – Зашумленный сигнал.

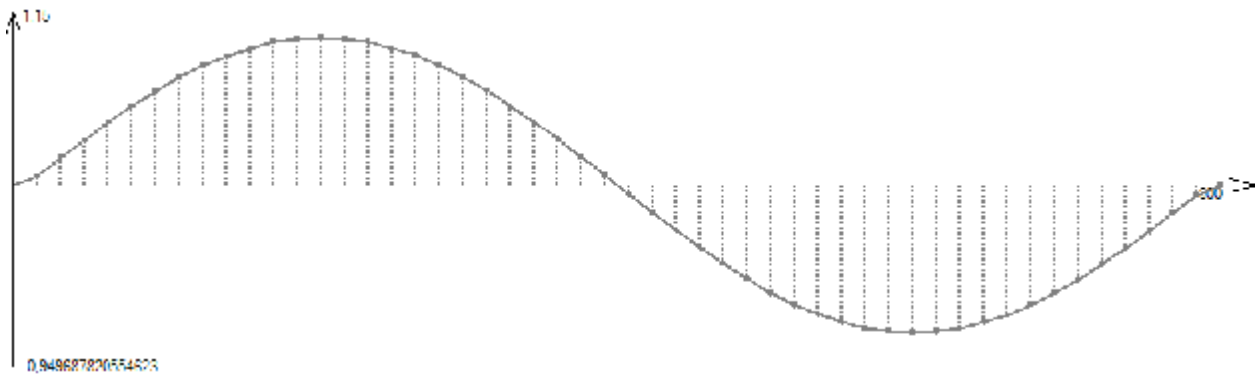


Рисунок 3 – Восстановленный сигнал.

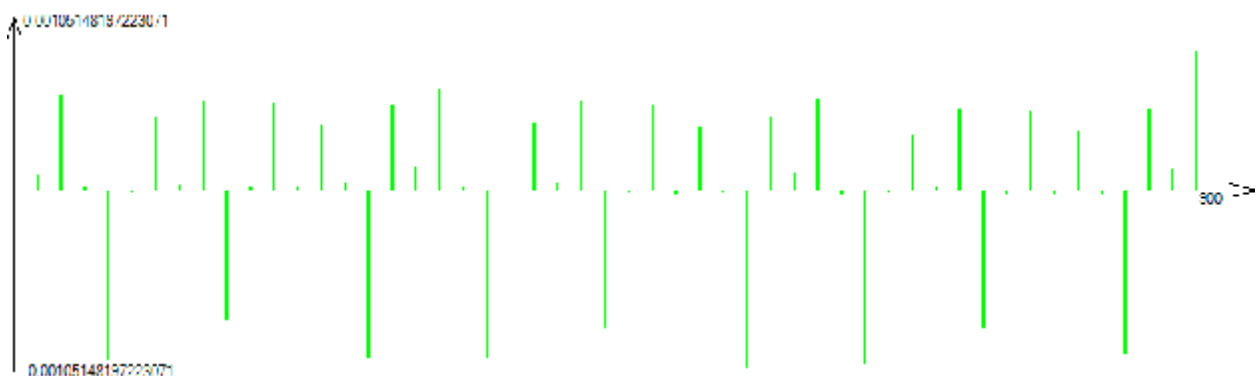


Рисунок 4 – Погрешность восстановления.

Всего было проведено 6 серий экспериментов по моделированию подавления наложенных на основной сигнал импульсных и периодических помех различного уровня, а также нормального шума. Полученные результаты представлены в таблице 2.

#### Выводы:

- Коэффициент подавления комбинированного фильтра в зависимости от амплитуды помехи находится в диапазоне 55 – 65 дБ;
- Относительная погрешность восстановления не превышает 0,15%;
- Увеличение уровня помех увеличивает коэффициент подавления;
- Максимальное время обработки кодов комбинированным фильтром не превышает 360 мкс, что позволяет использовать его в режиме реального времени;

- Предложенные алгоритмы, по крайней мере, на два порядка лучше по точности, чем традиционно используемые функции сглаживания MathCAD, и на три порядка лучше последних по быстродействию.

Таблица 2. Сводные результаты экспериментов.

№	Тип сигнала	Уровень импульсных помех	Уровень нормального шума	Уровень помехи 50 Гц	Коэффициент подавления помех		Время работы
					К	дБ	
1	Синусоида	20%	0,01%	1%	723,38	57,19	$0,26 \cdot 10^{-3}$
2	Синусоида	40%	0,1%	5%	1367,04	62,72	$0,26 \cdot 10^{-3}$
3	Линейный	20%	0,01%	1%	725,13	57,21	$0,25 \cdot 10^{-3}$
4	Линейный	40%	0,1%	5%	1464,28	63,31	$0,27 \cdot 10^{-3}$
5	Экспонентный	20%	0,01%	1%	738,21	57,36	$0,33 \cdot 10^{-3}$
6	Экспонентный	40%	0,1%	5%	1523,28	63,66	$0,36 \cdot 10^{-3}$

### Литература

1. Дьяконов В.П. "Справочник по MathCAD PLUS 7.0 PRO" М.: СК Пресс, 1998.- 352 с.
2. Галалу В.Г., Миляева Е.А, Хало П.В. Защита входных цепей информационно-измерительных систем от помех и наводок //Статистические методы в естественных, гуманитарных и технических науках. Материалы международной научной конференции. Часть 4. Таганрог, 2006г., с.17-27.
3. Галалу В.Г., Замятин А.В. Алгоритмы цифровой фильтрации выходных кодов аналого-цифровых преобразователей. Материалы международной научной конференции «Информация, сигналы и системы» часть 4, Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2008 г., с. 14-19

УДК 621.301: 681.32

### ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С АВТОМАТИЧЕСКИМ ОПРЕДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА

В.В. Сарычев, М.Г. Ткаченко

*Технологический институт Южного федерального университета в г.Таганроге. Россия, 347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; телефон: 8(863 4) 37-16-38;*

*E-mail: [Matt1282@gmail.com](mailto:Matt1282@gmail.com)*

*Рассматривается структура устройства анализа динамических свойств сигнала, которое может быть использовано в канальных процессорах информационных систем с изменяющимися характеристиками входных сигналов.*

Одной из областей применения канальных процессоров являются информационные системы. Аппаратура сбора данных в таких системах должна поддерживать уровень достоверности и в экстремальных ситуациях, когда ценность информации значительно возрастает. В то же время, считается, что

необходимым условием повышения эффективности информационно-телеметрического обеспечения является ограничение мощности информационных потоков. Следовательно, первичные преобразователи в измерительных каналах должны уметь адаптивно перестраивать свои параметры.

В практике обработки сигналов трудно представить ситуацию, когда после дискретизации сигнал не надо восстанавливать в явном или неявном виде. Поэтому на практике часто при выборе частоты дискретизации рассматривают только условия восстановления сигнала с заданной погрешностью.

Одним из способов уменьшения этой погрешности является использование фильтра нижних частот (ФНЧ) на выходе датчика [1]. При этом частота среза фильтра выбирается равной граничной частоте сигнала, по которой определяется частота дискретизации. Часто при выборе частоты дискретизации принимается наихудший случай, когда граничная частота сигнала максимальна. Такой выбор приводит к появлению избыточности в реальных условиях работы системы. Для того чтобы адаптировать частоту дискретизации к текущим характеристикам сигнала, целесообразно менять частоту среза фильтра в процессе работы системы.

В зависимости от вида сигнала, можно использовать аналоговые или цифровые фильтры. Изменение частоты среза аналоговых фильтров является довольно сложной технической задачей. Цифровые фильтры обладают преимуществами перед аналоговыми в плане изменения параметров, в частности частоты среза.

Структура канального процессора при использовании цифрового фильтра может иметь следующий вид (Рис.1):

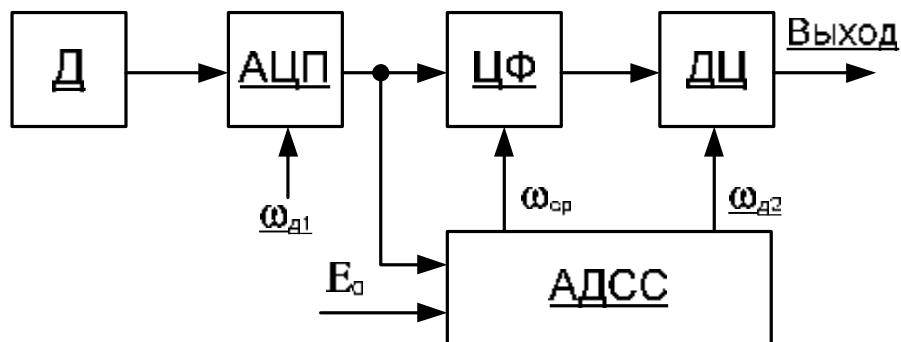


Рис. 1 «Структура канального процессора с использованием цифрового фильтра»

Структурная схема содержит датчик (Д), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), анализатор динамических свойств сигнала (АДСС), цифровой фильтр (ЦФ) и дециматор (ДЦ).

Сигнал с датчика поступает на вход АЦП. В АЦП сигнал дискретизируется с частотой  $\omega_{д1}$ , которая значительно выше требуемой частоты дискретизации. После дискретизации цифровой сигнал поступает на вход АДСС и на ЦФ, настроенный на частоту среза, соответствующую активности сигнала.

Для определения требуемой частоты дискретизации сигнала необходим анализ его динамических свойств. При этом подразумевается частота дискретизации с равномерным шагом. Известны устройства анализа динамических свойств сигнала, адаптивных систем сбора и передачи информации [2]. Модернизация таких устройств позволяет получить дополнительную информацию, позволяющую управлять цифровым фильтром низкой частоты (ЦФ), для уменьшения погрешности наложения спектров, а также осуществлять функцию дециматора (ДЦ), уменьшая частоту следования отсчетов до величины, определяемой требуемой погрешностью дискретизации-восстановления.

Структурная схема блока АДСС, входящего в структуру, изображенную на рис.1 приведена на рис.2.

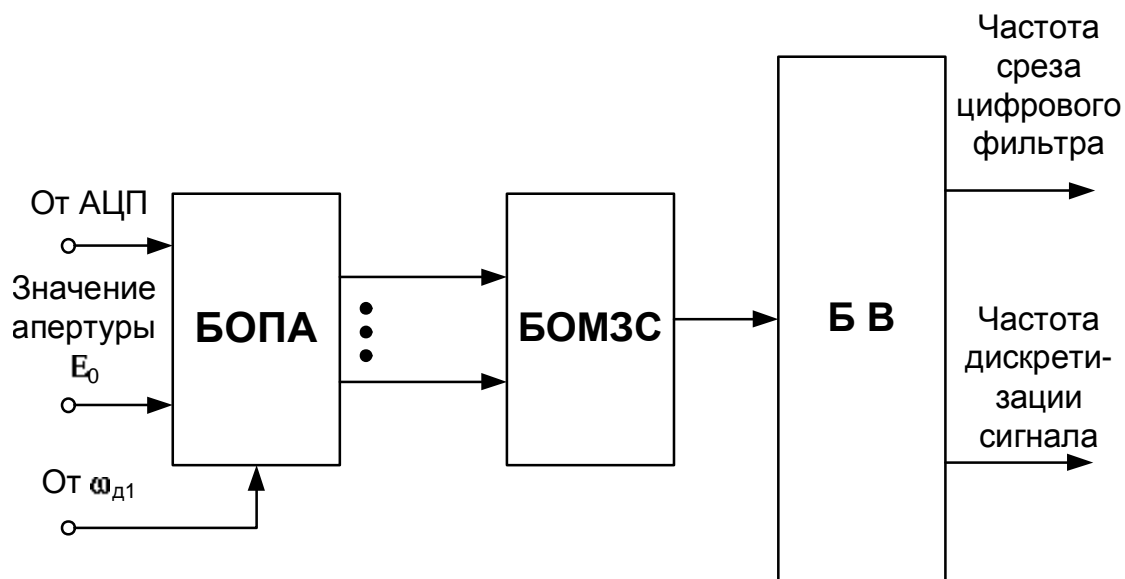


Рис. 2 «Структура устройства анализа динамических свойств сигнала»

Полученная структура содержит блок определения пересечения заданной апертуры сигнала (БОПА), блок определения минимального значения времени между отсчетами (БОМЗС), выдаваемыми блоком определения пересечения заданной апертуры при неравномерной дискретизации сигнала, блока вычисления (БВ), позволяющий рассчитать требуемую частоту среза фильтра, а также устройство, осуществляющее уменьшение частоты следования отсчетов.

Работа АДСС происходит циклически. За определенный интервал времени, значение которого регулируется активностью сигнала, происходит расчет минимального времени между отсчетами, для последующего определения оптимальной частоты дискретизации сигнала и управления дециматором ДЦ.

Оптимальная частота дискретизации определяется исходя из того, что при восстановлении сигнала экстраполяционным полиномом Тейлора период дискретизации равен:

$$\Delta t = \frac{E_0}{\max |x'(t)|},$$

где  $|x'(t)|$  – максимум первой производной в сигнале, поскольку апертюра  $E_0$  представлена здесь, как погрешность дискретизации. Тогда как

$$\max|x'(t)| = \frac{E_0}{T_{\min}},$$

где  $T_{\min}$  – минимальный период времени между отсчетами за общий период слежения.

Тогда :

$$\Delta t = \frac{E_0}{\frac{E_0}{T_{\min}}} = T_{\min}.$$

Также по минимальному значению времени между отсчетами и значению апертюры  $E_0$ , блок вычисления с использованием неравенства Бернштейна определяет частоту среза цифрового фильтра  $\omega_{ср}$ . Кроме того, при длительном отсутствии изменения значения сигнала, значение сигнала с АЦП будет выдаваться с заданной ранее малой частотой, обеспечивая тем самым уменьшение погрешности при восстановлении сигнала.

Таким образом, использование предложенной структуры в канальных процессорах позволяет изменять полосу среза цифрового фильтра и частоту дискретизации сигнала в соответствии с изменением динамических свойств сигнала.

### Литература.

1. Самойлов Л.К., Палазиенко А.А., Сарычев В.В., Ткаченко Г.И. Дискретизация сигналов во времени (практика, алгоритмы): Монография. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 81 с.
2. АС № 1589398 Кл. Н 03 М 3/04 Бюл. №32 1990 г.

## ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИСЛЕДОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОГИБАЮЩЕЙ РАДИСИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ДИСПЕРСИОННОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

А.А.Крылов

*Технологический институт Южного федерального университета  
347922, Таганрог, пер. Некрасовский 44*

Одной из важнейших задач систем радиомониторинга является определение факта присутствия одного или нескольких сигналов в анализируемой полосе частот. При решении данной задачи был разработан виртуальный прибор (ВП) в среде LabVIEW, использующий дисперсионную линию задержки (ДЛЗ). При помощи этого ВП путем моделирования определяются различные временные характеристики огибающей сигнала на выходе ДЛЗ, на основании чего делается заключение о возможности использования ДЛЗ для задач разрешения сигналов.

Внешний вид ВП приведен на рис. 1.

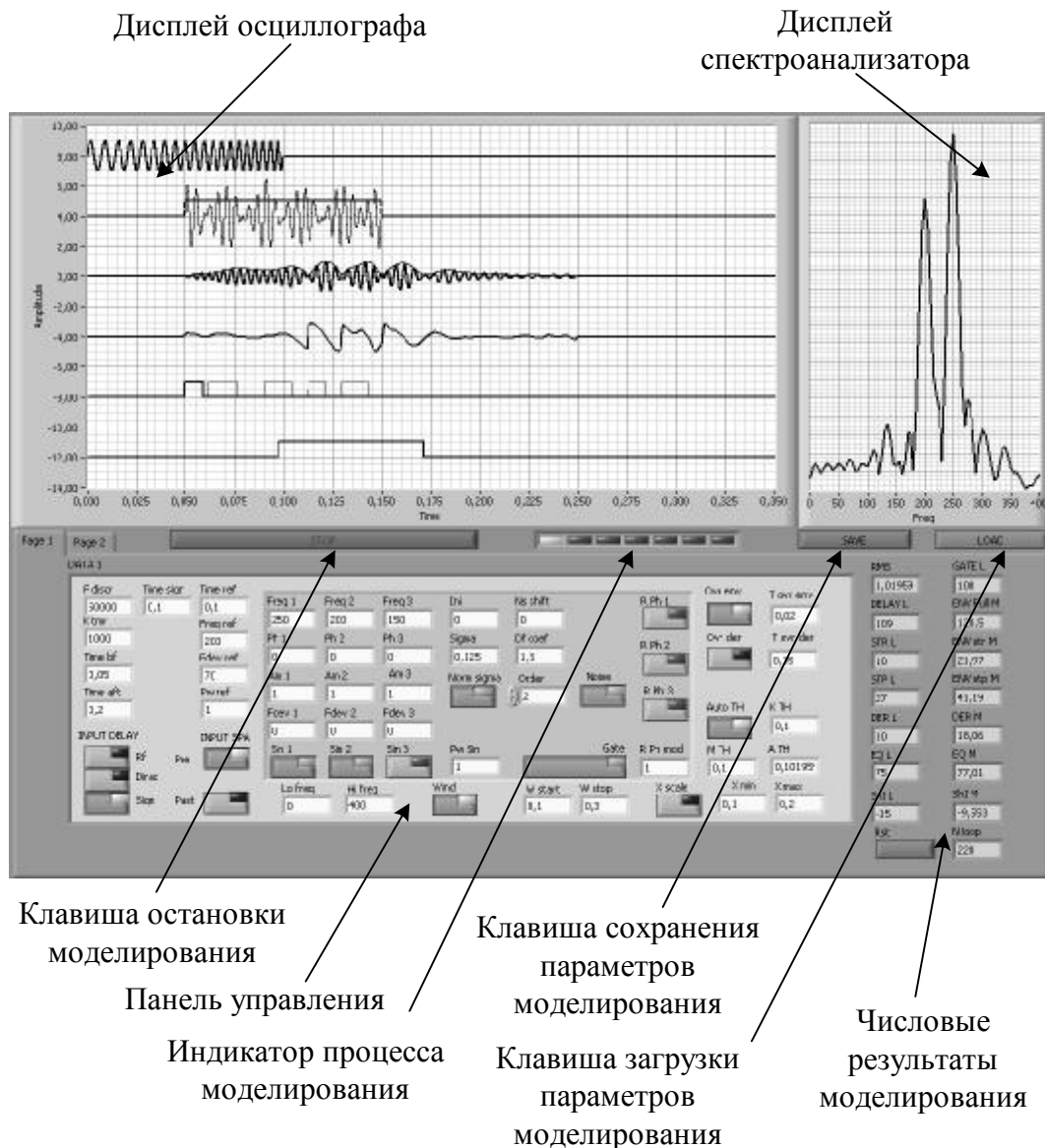


Рис. 1. Внешний вид ВП

При разработке ВП использовалась стилизация органов управления под реальные устройства – кнопки с фиксацией и возвратом, а также светодиодные индикаторы нажатых кнопок.

На дисплее осциллографа отображаются временные диаграммы, полученные в процессе моделирования. Количество одновременно отображаемых диаграмм – 12 (2x6).

На дисплее спектроанализатора отображается спектр сигнала до или после ДЛЗ.

Клавиша остановки процесса моделирования служит для остановки ВП, при этом на его панели сохраняются все текущие результаты моделирования.

Индикатор процесса моделирования отображает этапы моделирования и стилизован под светодиодную матрицу, зажигание элементов которой отображает очередность выполнения этапов моделирования.

Панель управления служит для задания и отображения параметров моделирования, а также управления режимом отображения графических

результатов моделирования. Панель состоит из двух субпанелей, организованных в виде страниц. На рис. 1 изображена только первая – панель задания и отображения параметров (Page 1).

Клавиша сохранения параметров моделирования служит для сохранения в памяти компьютера текущих параметров моделирования плюс параметров, сохраненных в памяти ВП.

Клавиша загрузки параметров моделирования служит для загрузки из памяти компьютера предварительно сохраненных текущих параметров моделирования и данных в памяти ВП на момент сохранения. При загрузке текущие параметры и параметры, находящиеся в памяти ВП не сохраняются и заменяются новыми.

Сохранение и загрузка параметров производится во время работы ВП в файле хранения бинарных данных с задаваемым пользователем именем без расширения. Задание местоположения файла данных производится стандартными для операционной системы Windows средствами.

Числовые результаты моделирования выводятся на отдельном поле субпанели задания и отображения параметров.

Данным ВП не предусмотрены меры для сохранения результатов моделирования (числовых и графических). Сохраняются только параметры моделирования, при которых эти результаты были получены.

При включении ВП параметры моделирования и отображения устанавливаются по умолчанию. Эти же параметры помещаются во все ячейки памяти ВП.

В работе не ставилась задача построения классификатора количества различаемых сигналов и, соответственно, исследование его характеристик. Поэтому разработанный комплекс обеспечивает формирование только признаков, по которым можно произвести классификацию.

Виртуальный прибор генерирует следующие виды сигналов:

- опорный гармонический сигнал, по которому формируются параметры ДЛЗ;
- единичный импульс (аналог дельта-функции), используемый для контроля импульсной характеристики ДЛЗ и ее АЧХ;
- четырехкомпонентный тестовый сигнал в виде суммы трех гармонических сигналов и узкополосной шумовой компоненты с возможностью индивидуального контроля параметров каждой компоненты.

Из тестового сигнала при помощи стробирующего импульса заданной длительности может быть сформирован радиосигнал с прямоугольной огибающей. Именно этот сигнал в дальнейшем подвергается процедуре различения при помощи ДЛЗ по временным параметрам огибающей сигнала на выходе ДЛЗ.

Для удобства анализа сигнала после прохождения ДЛЗ могут быть заданы временные интервалы как до, так и после действия импульса стробирования. В сумме, время до стробирования, после стробирования и время действия



стрибирующего импульса определяют время моделирования вне зависимости от того, включено стробирование или нет.

Для спектрального анализа в качестве анализируемого сигнала может выступать сигнал как на входе ДЛЗ, так и на ее выходе. При воздействии на вход ДЛЗ единичного импульса спектр сигнала на выходе ДЛЗ характеризует ее АЧХ. Количественная оценка результатов спектрального анализа не производится.

Для выделения огибающей сигнала на выходе ДЛЗ используется преобразование Гильберта (встроенные средства LabVIEW).

Определение производной огибающей на выходе ДЛЗ реализуется численными методами (встроенные средства LabVIEW), при этом приняты меры по устранению "краевых" эффектов – неконтролируемых выбросов первого и последнего значения производной.

Формирование импульса огибающей (по уровню) производится путем сравнения текущего значения огибающей сигнала на выходе ДЛЗ с некоторым порогом.

Формирование импульсов сдвига огибающей (по уровню) импульс начального сдвига формируется в момент начала стробирующего импульса и заканчивается в момент начала импульса длительности огибающей (по уровню). Импульс конечного сдвига формируется в момент окончания стробирующего импульса и заканчивается в момент окончания импульса длительности огибающей (по уровню).

Формирование импульса огибающей (по энергии) амплитуда импульса принимается равной максимальному значению огибающей сигнала на выходе ДЛЗ, а длительность берется такой, чтобы энергия импульса была равна энергии огибающей. Центр импульса огибающей (по энергии) привязан по времени к центру тяжести огибающей на выходе ДЛЗ.

В отличие от всех остальных параметров, формируемых ВП, этот параметр не может быть реализован в реальном времени, если используется обработка данных по мере их поступления. Для расчета энергии и центра тяжести огибающей используется численное интегрирование (встроенные средства LabVIEW).

Формирование импульса нулевого значения производной момент начала импульса совпадает с моментом начала стробирующего сигнала, а момент окончания – с первым пересечением производной огибающей сигнала на выходе ДЛЗ нулевого значения. Для этих целей предварительно формируется импульс всех нулевых значений производных, который также подвержен явлению дробления, особенно ярко выраженному при наличии шумовой компоненты в тестовом сигнале. Формирование импульса нулевого значения производной работает устойчиво, если время перед началом стробирующего импульса не равно нулю.

Определение численных значений результатов, полученных в процессе моделирования, производится измерение длительности импульсов. Измерение производится при помощи счетчиков-таймеров, тактируемых с частотой,

равной частоте дискретизации, деленной на задаваемый множитель. При этом полученные значения длительностей импульсов имеют целые значения и должны быть скорректированы с учетом задаваемого множителя, а именно – разделены на его значение.

Этим достигается имитация аппаратных методов измерения длительности импульсов, которые в силу ограничений счетчиков-таймеров по разрядности и быстродействию вносят неизбежную погрешность за счет округления (усечения).

Для обеспечения единообразия представления результатов измерений, вышеуказанным образом измеряется и длительность стробирующего импульса, которая является задаваемой величиной.

С целью большего приближения к реальности модели тестируемого сигнала, предусмотрено введение случайной независимой модуляции начальных фаз гармонических составляющих тестового сигнала и неповторяющейся в циклах моделирования реализации шумовой компоненты.

Целью моделирования системы является тестирование ВП и проверка результатов моделирования прохождения сигналов через ДЛЗ некоторых сигналов, отклики ДЛЗ, на которые в случае согласования ее параметров с параметрами сигнала известны.

В качестве таких сигналов выбраны отрезки гармонического колебания (радиоимпульсы) с отсутствием и наличием ЛЧМ.

Дополнительно для согласованных с такими сигналами ДЛЗ проводится контроль ее импульсной характеристики (и АЧХ), а также результат прохождения смеси указанных сигналов с шумовой компонентой при различном значении среднеквадратического отклонения  $\sigma$  шума.

При моделировании системы с помощью ВП получены следующие результаты:

1. Длительность импульса огибающей (по уровню) увеличивается при двух и более гармонических сигналов на входе ДЛЗ, а также уменьшается при наличии на ее входе узкополосного шума. При одинаковой амплитуде гармонических компонент, равной 1, и среднеквадратическому отклонению шума, равному 0,25 с целью проведения задачи классификации можно задать пороговые значения длительностей.

2. Длительность импульса огибающей (энергии) уменьшается при двух и более гармонических сигналов на входе ДЛЗ, а также уменьшается при наличии на ее входе узкополосного шума. При одинаковой амплитуде гармонических компонент, равной 1, и среднеквадратическому отклонению шума, равному 0,25 с целью проведения задачи классификации можно задать пороговые значения длительностей.

3. Модуль смещение центра импульсов и импульс нулевого значения производной коррелированы по длительности, которая увеличивается при смещении центра спектра сигнала на входе ДЛЗ в более высокочастотную область.

4. Длительности импульсов начального и конечного сдвига огибающей (по уровню) близки по значению при моногармоническом воздействии, но начинают различаться при двух- и трехкомпонентном гармоническом воздействии. При наличии только шумовых компонент разность этих длительностей меняет знак.

Таким образом, в результате проведенного моделирования установлено, что возможно различать ситуации при воздействии на вход ДЛЗ:

1. однокомпонентного гармонического сигнала (с шумом);
2. многокомпонентного гармонического сигнала (с шумом);
3. только шумового сигнала.

Также возможно определить смещение центра спектра входных сигналов относительно центра полосы пропускания ДЛЗ (режим спектроанализатора).

УДК 002.63: 615 471

## **ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИАФАНОСКОПИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ НОСОВЫХ И ЛОБНЫХ ПАЗУХ**

А.П.Самойленко, А.Г.Волков, А.С.Назаренко

*Технологический институт в г. Таганроге Южного федерального  
университета,*

*кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, тел. (863-4)37-16-37*

Значительное ухудшение экологической ситуации на Северном Кавказе, особый микробиологический спектр патогенов, их аллергическое проявление привели к заметному росту числа заболеваний околоносовых пазух, которые в настоящее время во многих странах мира, в том числе и в РФ, уверенно вышли на первое место среди воспалительной патологии ЛОР органов. В России острым синуситом ежегодно болеет около 10 миллионов человек [1]. За два последних десятилетия заболеваемость населения нашей страны хроническими синуситами увеличилась почти в 3 раза. По данным ЛОР клиники Ростовского государственного медицинского университета (на базе ЛОР отделения БСМП №1 им. Н.А.Семашко) количество заболеваний лобных пазух увеличилось с 18 больных, госпитализированных в 1955 году до 462 – в 2007 году. Все эти показатели заболеваемости указывают на возможность частного развития внутриглазничных и внутричерепных синуситных осложнений, количество которых также растет.

На сегодняшний день ведущим способом дополнительной диагностики у больных фронтитом является дорогостоящий рентгеновский и его частные методы применения, такие как: рентгеномография, зонография, контрастная рентгенография, электрорентгенография, флюорография, цифровая рентгенография, рентгеновская компьютерная томография [1]. Наличие различных способов диагностики и подходов к лечению заболеваний пазух свидетельствует об отсутствии эффективного и неинвазивного, многократно-повторяемого способа выявления патологий, так как рентгенодиагностика

является инвазивным методом и не может быть использована у беременных и нежелателен к применению у детей, в особенности при контроле за качеством лечения заболевания. Кроме того, анализ медицинской литературы позволяет утверждать, что, несмотря на широкое распространение рентгеновских способов диагностики воспалительных заболеваний лобных пазух, имеет место 20-35% ошибочных интерпретаций. В Европе острыми синуситами ежегодно заболевают 10 миллионов человек и еще около 50 миллионов страдают другими воспалительными заболеваниями носа и носовых пазух. Средний возраст больных такими заболеваниями составляет от 18 до 45 лет, то есть больные относятся к наиболее трудоспособной части населения. Точных экономических оценок затрат на лечение воспалительных заболеваний околоносовых пазух и экономических потерь в результате нетрудоспособности больных не проводилось, однако затраты на лечение составляют более 3,5 миллиарда евро. Таким образом, своевременное, достоверное и точное выявление (диагностике) параназальных синуситов представляет собой одну из приоритетных задач современной оториноларингологии и здравоохранения в целом.

Разработка и внедрение в практическое здравоохранения эффективных методов и средств являются выгодно социально, экономически и может стать основой продуктивного и успешного бизнеса как в нашей стране, так и за рубежом.

Наиболее безвредным инструментальным способом диагностики фронтита как способа изучения просвечиваемого объекта является диафаноскопия. Объектная регистрация диафаноскопической картины достигалась ее фотографированием с использованием фотопленки высокой разрешающей чувствительности. С развитием волоконной оптики для диафаноскопии в распознавании заболеваний околоносовых пазух этот традиционный способ получил новый импульс и новые возможности для диагностики фронтитов. С помощью стационарного источника света и двух световодов освещают нижние стенки пазух, при этом интенсивность освещенности рабочего поля может изменяться в широком диапазоне без вреда для больного. К нижним стенкам лобных пазух подводится специальная насадка с симметрично установленными в ней светодиодами и производится фотосъемка объекта с помощью фотоаппарата. Фотографии довольно четко демонстрируют нарушение симметрии свечения лобных пазух, что было принято диагностическим признаком и позволяло иметь точность выявления источников заболевания у 80-82% пациентов. Однако при этом имеет место значительная погрешность в виду влияния субъективного фактора лечащего врача.

Таким образом, вредность радиационных и не совсем приемлемая точность существующих методов диагностики заболеваний околоносовых и лобных пазух приводят к необходимости разработки диафанографической диагностики, базирующейся на современных компьютерных интеллектуальных технологиях.

Творческим коллективом сотрудников кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Таганрогского технологического института

Южного федерального университета и кафедры заболеваний уха, горла, носа Ростовского государственного медицинского университета на основании научно-прикладных заделов в области диагностики и лечения заболеваний лобных пазух и информационных беспроводных технологий сбора и обработки данных делается попытка реализовать проблемный проект по созданию радиотелеметрического прибора, использующего принципы диафаноскопии как неинвазивного метода диагностики воспалительных заболеваний лобных пазух, для указанных целей.

Прибор должен быть снабжен математическим и программным инструментарием, позволившим ему в процессе эксплуатации накапливать статистические данные диафаногамм в соответствии с классами заболеваний, динамикой излечения, возрастными и иными параметрами и представлять их базами данных, обеспечивая самообучение прибора, повышая точность диагноза. Этот процесс предназначена выполнить экспертная система, как часть программного обеспечения прибора, которая на основании сопоставления диафаногамм исследуемого пациента с базой данных диафаногамм соответствующего класса должна вынести окончательное решение о состоянии лобных пазух пациента.

Выполнена работа, которая направлена на сравнение точности обнаружения и локализации заболеваний околоносовых пазух как рентгеновским, так и диафаноскопическим способом у одних и тех же больных. На основании статистического материала диафаногамм и рентгенограмм за последние 5 лет, предоставленного кафедрой ЛОР, были построены математические модели распределения коэффициентов освещенности для различных классов заболеваний лобных пазух, позволившие определить их диапазоны. А также осуществлена оценка степени корреляционной зависимости данных рентгенограмм и диафаногамм, которая показала достаточно высокую достоверность диагностирования по диафаногаммам и их автономность [2]. Также авторами доклада были обработаны результаты отображений исследуемых фрагментов пациентов диафаногаммами и рентгенограммами. На основе совокупностей коэффициентов освещенности

(КО:  $K_i = \frac{I_{\text{лоб.ч.}}}{I_{\text{наз.}}} \cdot 100\%$ , где  $I_{\text{лоб.ч.}}$  - освещенность лобной части,  $I_{\text{наз.}}$  - освещенность околоносовой пазухи), полученных посредством диафаноскопии, при построении статистической модели диагностики заболеваний околоносовых пазух пациентов можно разделить на следующие этапы (используется классическая модель обработки статистического ряда  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ ):

1) Нахождение мат. ожидания, дисперсии, СКО коэффициентов освещенности:

$$M^*[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i = \bar{X}_{\text{cp}}; \quad D^*[X] = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X}_{\text{cp}})^2; \quad s^* = \sqrt{D^*[X]}$$

2) Нахождение диапазона значений  $\Delta X = X_{\text{max}} - X_{\text{min}}$  исследуемого параметра.

- 3) Разбиение  $\Delta X$  на  $k$  частей и определение частоты попадания СВ в каждый разряд ( $m_i/n$ , где  $m$ - число попаданий в  $i$ -й разряд,  $n$ - число попаданий в интервал  $\Delta X$ );
- 4) Построение гистограммы: по оси абсцисс откладываются разряды, на каждом разряде строится прямоугольник, площадь которого равна частоте данного разряда.
- 5) По внешнему виду гистограммы выдвигается гипотеза о законе распределения случайной величины и делается проверка справедливости этой гипотезы по критерию  $\chi^2$ .
- 6) После нахождения нужного закона распределения строится теоретическая кривая плотности распределения данной СВ.
- 7) Полученные кривые плотности распределения СВ для здоровых людей, людей с отеком и больных экссудатом строятся на одном графике, на котором отмечаются выявленные диапазоны КО, относящихся к той или иной группе пациентов.

Таким образом, определены эмпирические и теоретические законы распределения диагностических параметров (коэффициентов освещенности), полученных посредством диафаноскопии околоносовых пазух для различных классов воспалительных заболеваний и получены диапазоны значений КО.

Данная статистическая модель позволяет на основе минимальных данных о пациенте, с достаточно высокой точностью провести диагностику заболеваний околоносовых пазух с помощью диафаноскопии без вмешательства рентгенографии.

Таким образом, идеи, положенные в основу разрабатываемого проекта, заключаются:

- в использовании принципов диафаноскопии как неинвазивного (безвредного) метода оптической диагностики воспалительных заболеваний лобных пазух вместо рентгеновского метода, вызывающего радиолучевую нагрузку на больного и врача;

- применение принципов диафаноскопии позволяет осуществлять непрерывный безвредный мониторинг пациента по сравнению с рентгеноскопическим, не причиняя психофизиологического вреда пациенту;

- в возможности получения первичных диагностических данных в масштабе реального времени исследования пациента;

- в мобильности, компактности и автономности конструктивного решения диафаноскопического стенда компьютерной диагностики по сравнению с громоздкостью стационарного рентгеновского оборудования, требующего специальных условий эксплуатации, безопасности и обученного персонала;

- в исключении фактора субъективности в интерпретации диагностических данных о состоянии лобных пазух обследуемых пациентов посредством компьютерных и информационных технологий при обработке, построении, анализе и выдаче соответствующих рекомендаций для принятия решения лечащему врачу;

предполагаемая низкая стоимость продукта, широкое внедрение в практическое здравоохранение, массовая потребность в нем клиник, больниц и санаториев, оснащение им транспортных средств скорой медицинской помощи, а также реализация мобильной диафаноскопии;

включение принципов компьютерной диафаногрaфии в перечень обязательных методов диагностики при периодических медицинских осмотрах;

проведение системных исследований и поиска причин увеличения распространенности воспалительных заболеваний, что возможно путем создания диафаногрaфических компьютерных банков данных, учитывая их минимальную затратноeмкость, для последующего поиска и анализа причин заболеваний и их устранения;

предполагаемая востребованность на международных медицинских рынках информационных диагностических технологий.

Постановка задачи заключается в разработке технологий компьютерной диафаногрaфии и информационно-вычислительной системы для диагностики воспалительных заболеваний лобных пазух и их классификаций, позволяющих без вреда для исследуемого пациента, ввиду замены рентгена на просвечивание монохроматическим красным светом, проводить его обследование в течение всего периода наблюдения и с высокой степенью достоверности выявлять заболевания лобных пазух.

Таким образом, задача сводится к созданию радиотелеметрической системы, реализующей диафаноскопический способ диагностики лобных пазух, построению адаптивной по отношению к вновь поступающим данным математической модели анализа диафаногрaмм на основании гистограмм яркости, получаемых при фотографировании просвеченных красным светом мягких тканей лица, созданию программного обеспечения, реализующего предлагаемые технологии, а также единой базы данных диафаногрaмм для врачей-отоларингологов, что будет способствовать как накоплению материала и обмену опытом между специалистами, так и постоянной коррекции математических данных, т.е. самообучению системы и повышению точности.

Работа по созданию компьютерной сети и стенда диафаногрaфии потребует исследований в области изучения взаимодействия света с тканями организма человека, применение современной оптоэлектронной, цифровой компьютерной техники, разработки алгоритмов для цифровой обработки и анализа полученных данных, что позволит повысить точность и достоверность диагностики фронтитов без лучевой нагрузки на больного и врача. Реализация поставленной задачи позволит практически свести к минимуму субъективный фактор врача при принятии решения.

Новизна предлагаемого решения заключается в использовании разработанных информационных компьютерных технологий обработки диафаноскопических изображений [3] и представлении их посредством моделей, которые позволяют количественно выполнять диафаноскопическую диагностику фронтитов в реальном масштабе времени с последующей оценкой

степени риска выносимого решения, исключая субъективный фактор влияния на принятие решения врача - отоларинголога.

Разрабатываемая система для компьютерной диафаноскопической диагностики фронтитов предполагает быть состоящей из монохроматического регулируемого источника света, посредством которого формируется изображение исследуемых фрагментов пациента, фотоприемника изображения, коммутационного устройства, устройств цифрового представления изображения, микропроцессорного контроллера для обработки данных, периферийных устройств для отображения, фиксации и визуализации как непосредственно изображения, так и результатов диагностики, специального программного обеспечения по обработке изображения и представлении его различного вида графическими, функциональными, матричными моделями. В состав описываемой системы предполагается введение устройства преобразования рентгено снимков для последующего сравнительного анализа результатов диафаноскопии и рентгеноскопии, если в этом будет необходимость. Конструкция системы предполагает быть эргономической, мобильной, простой в обращении, снабженной средствами беспроводной связи с основным базовым устройством системы. Программное обеспечение системы путем набора статистических данных в виде диафаногамм заболевших и выздоровевших пациентов позволит представить экспертную систему, которая по текущей диафаногамме диагностирует состояние пациента.

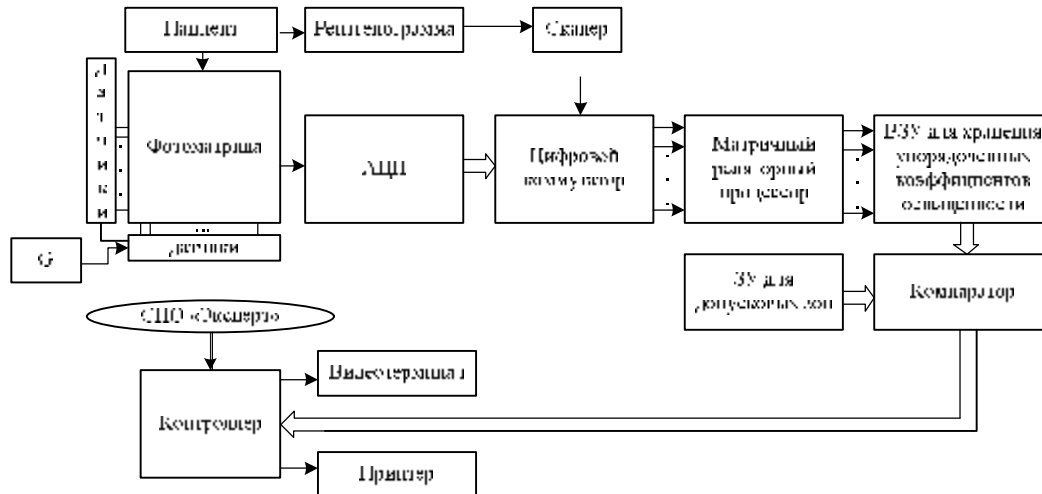


Рисунок 1 – Упрощенная структурная схема информационной системы для диафаноскопической системы

Таким образом, результатами реализации предлагаемой инновации являются:

- создание нового направления в области информационных технологий процессов обработки медицинских данных, в частности, диафаногамм и самостоятельного развития направления диафаноскопической диагностики в реальном масштабе времени и в базе экспертных систем;



- создание новых технологий по цифровой обработке изображений, отображающих обследуемые фрагменты человеческого тела, и представления их посредством математических моделей, позволяющих повысить точность диагноза, исключив субъективный фактор врача;
- разработка и создание диафаноскопической компьютерной системы и сети, обладающих высокой достоверностью диагноза, низкой себестоимостью, экологичностью и мобильностью в эксплуатации;
- применение цифровых диафанографических методов диагностики для других заболеваний;
- прибор такого назначения, на наш взгляд, откроет на рынке медицинской техники, а именно изделий медицинского назначения и систем медицинской диагностики, новую отрасль рынка;
- создание баз данных диафаногамм по территории Северного Кавказа, для последующего анализа их на предмет поиска причин заболеваемости как синуситными и фронтитными патологиями, так и другими оториноларингологическими заболеваниями.

Наличие финансовой поддержки позволит углубить исследования и довести до макетного образца данную систему, ознакомить медицинскую научную общественность с результатами исследования и обратить на систему внимание государства и частных лиц.

### **Литература**

1. Волков А.Г. Лобные пазухи. – Ростов н/Д: изд-во «Феникс», 2000. – 512 с.
2. Грошков К.К., Тюрязев В.С., Колыхан Н.В., Волков А.Г., Самойленко А.П. Измерительно-вычислительный комплекс для диагностики и классификации признаков синуситных и фронтитных заболеваний// Материалы конференции «Биомедсистемы – 2007», Рязань: изд-во РГРТУ, 2007, стр. 196-197
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений: пер. с англ.: под ред. Чочиа П.А. – М.: Техносфера, 2006 – 1072

## **БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПОДВИЖНОГО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО СОСТАВА**

А. П. Самойленко, Д. Е. Рудь

*Технологический институт в г. Таганроге Южного федерального  
университета, кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем,  
rts@tsure.ru (863-4)37-16-37*

Доля участия железнодорожного транспорта в обеспечении грузопотока в нашей стране достаточно значительна и эффективное обеспечение его безаварийности является актуальнейшей задачей.

Одной из составляющих этой комплексной проблемы является реализация контроля состояния элементов движения товарных вагонов, в частности букс, колес, осей, обнаружения волочащихся деталей.

Приведенный перечень функций реализуется, как дифференциально, так и комплексно, стационарной системой контроля с определением характера и мест дефектов, а именно: номера буксы (скольжения или качения), номера вагона с

последующей передачей этой информации по каналным средствам на диспетчерский пункт. Однако подобные системы не позволяют наблюдать динамику изменения измеряемых параметров и соответственно предсказывать и предупреждать аварийные ситуации на железнодорожном транспорте.

С целью повышения надежности функционирования железнодорожного транспорта предлагается разработать автоматизированную телекоммуникационную систему для динамического контроля состояния железнодорожного состава. Такое решение позволит фиксировать состояние вагонов состава для последующего прогноза их надежности и обоснования необходимости проведения профилактического, текущего и капитального ремонтов.

Данная система будет иметь возможность интегрироваться в АСУ диспетчерской централизацией (ДЦ), образующий информационную сеть, предназначенную для обеспечения оперативного персонала информацией о движении поездов и состоянии технических средств железнодорожной автоматики.

Общим недостатком известных решений (ДИСК-Б, ПОНАБ-3, АСКД, КТСМ) является дистанционность контроля, большой уровень погрешности, зависимость от состояния окружающей среды, влияющей на канал связи: «Объект контроля» – «Система контроля», поскольку система подвержена механическим воздействиям (тряска, вибрация), это требует дополнительных затрат по юстировке (наладке, настройке).

В целом системы обнаружения перегретых букс ПОНАБ, ДИСК, КТСМ и АСДК справляются со своей задачей, но имеются факты ложного срабатывания установок по различным причинам, в том числе по отказам узлов аппаратуры контроля подвижного состава.

В выше указанных системах контроля (ДИСК-Б, ПОНАБ-3, АСКД, КТСМ) заслуживает внимания используемый способ безэталонного сравнения значений однородных параметров (амплитуд сигналов отображающих температуру букс между собой) с последующим определением размаха сравниваемых величин и сравнение с эталоном.

С целью исключения информационной избыточности, на диспетчерскую станцию передается информация только о числе отказавших вагонов среди определенного числа с адресом вагона и топологией нахождения буксы.

**Постановка задачи.** В связи с вышесказанным, актуальным является вопрос разработки и внедрения мобильной системы непрерывного контроля и диагностики элементов движения подвижного товарного железнодорожного состава, т.е. постановка задачи может быть сформулирована следующим образом:

разработать систему непрерывного контроля состояния элементов движения каждого вагона и состава в целом, которая бы не нарушила информационных связей существующих стационарных систем контроля с центральным диспетчерским пунктами узловых железнодорожных станций, а дополняла бы информацией в масштабе реального времени о состоянии, как

вагона, так и состава в целом. Такие системы позволяют постоянно информировать машиниста локомотива о состоянии состава и тем самым изменять режим движения состава в зависимости от ситуации.

**Разработка модели контроля.** Для контроля состояния буксового узла целесообразно использовать датчики температуры и вибрации. Располагать датчики температуры необходимо в тех областях контроля, где текущее температурное состояние буксы может быть охарактеризовано должным образом. Этими местами являются верхняя часть корпуса буксы и подступичная часть оси с наружной стороны колеса. Контроль температуры может быть осуществлен посредством датчиков, в качестве которых могут быть использованы датчики генераторного или пассивного типа. Датчик вибрации лучше всего устанавливать в верхней части буксы, т. е. там, где ролики испытывают наибольшую нагрузку. Следует также отметить, что контроль состояния подшипников по спектру вибросигнала позволят выявлять дефекты на стадии их зарождения, что недоступно при использовании метода контроля температуры буксы.

**Разработка безэталонного способа контроля.** Поскольку исследуемая среда отображается физически однородными контролируруемыми параметрами, возникает идея безэталонного контроля, заключающаяся в сравнении электрических сигналов, отражающих значения параметров, между собой и в представлении их в виде упорядоченного ряда.

В процессе испытаний состояния исследуемой среды отображаются  $n$  физически однородными параметрами, в качестве которых могут быть температурные значения букс. Интенсивности импульсных последовательностей на выходе источников информации первого рода являются функцией изменения напряженности контролируемого элемента и подаются на вход автоматизированной системы контроля (АСК).

В каждом поступившем импульсном потоке одновременно за фиксированный интервал времени измеряют интенсивности следования импульсов, сравнивают их между собой и контролируют тот параметр, импульсная информационная последовательность которого имеет экстремальное значение интенсивности.

При таком способе обработки измерительной информации осуществляется параллельный съем данных, а контроль ЦСК подлежит только один параметр, выбираемый из  $n$  параметров по детерминированному закону, согласно которому последовательность контроля параметров является монотонно возрастающей функцией абсолютной величины отклонения параметра от допуска.

Предлагаемый метод, в отличие от известных, позволяет за цикл контроля последовательно проконтролировать все параметры. При этом последовательность контроля параметров определяется процедурой, адаптивной к динамическому состоянию подвижной единицы. Кроме того, во избежание «старения» информации во время обслуживания параметра с экстремальным

значением измеряют интенсивности импульсных последовательностей еще не контролировавшихся параметров.

**Проектирование ЛВС системы контроля.** Из всех стандартов передачи данных местных (PAN) и локальных (LAN) сетей наиболее приемлемым является стандарт 802.15.4 (ZigBee) в силу его особенностей: работа от одной батарейки в течение нескольких лет, низкая стоимость систем. Кроме того, встроенная поддержка сетей со сложной топологией (таких как ячеистые сети) на уровне стека ZigBee, позволит создавать общую динамическую сеть для всего состава.

Среди представленных на рынке модулей ZigBee можно выделить однокорпусные микросхемы MC1321x от Freescale Semiconductor, SPZB250 от ST, т. к. сочетание в одном корпусе двух кристаллов сокращает стоимость компонентов и занимаемую радиотрактом площадь.

В ЛВС железнодорожного состава предусмотрено два режима передачи данных: циклический и спорадический. При циклическом режиме на сервере сети (локомотиве) формирует управляющий сигнал, по которому клиенты (вагоны) поочередно устанавливают соединение и передают накопленную информацию на сервер вне зависимости от того, есть ли критические значения параметров, т.е. передают текущее состояние объекта контроля. Локомотив поочередно опрашивает все вагонные подсистемы. Системой выделяется определенный промежуток времени доля опроса вагонной подсистемы. В случае, если сервер не получает ответ от опрашиваемого вагона, то формируется повторный запрос. Одновременно с повторным запросом формируется протокол о повторном запросе на конкретный вагон и сохраняется в базе данных для последующего анализа состояния системы и выяснения обстоятельств отказа системы. Если нет ответа на второй запрос, формирует третий, последний, запрос с повышенным приоритетом, при котором остальные вагонные подсистемы обязаны уступить канал связи при любых обстоятельствах. Если вагонная подсистема не отвечает и на третий запрос, то формируется протокол о выходе вагонной подсистемы из строя, о чем информируется машинист локомотива и ближайшая узловая станция.

В случае выявления критического значения одного из контролируемых параметров (превышение допустимого значения температуры буксового узла, силы удара колеса о рельс или спектра шума), вагонная система начинает работу в спорадическом режиме, т.е. формирует пакет данных со значением превышающего параметра и топологией нахождения узла ходовой части, значение которого является критическим, и устанавливает соединение с последующей передачей данных.

Итак, информация с буксовых контроллеров поступает по технологии ZigBee на контроллер вагона, где обрабатывается и, в случае обнаружения критических значений, передается по ячеистой сети через сервера других вагонов на контроллер локомотива. После этого она отображается на дисплее машиниста и передается на ближайшую узловую станцию для сравнения с

данными постового оборудования и выработки решения о состоянии подвижного состава. Структурная схема ЛВС состава представлена на рис. 1.

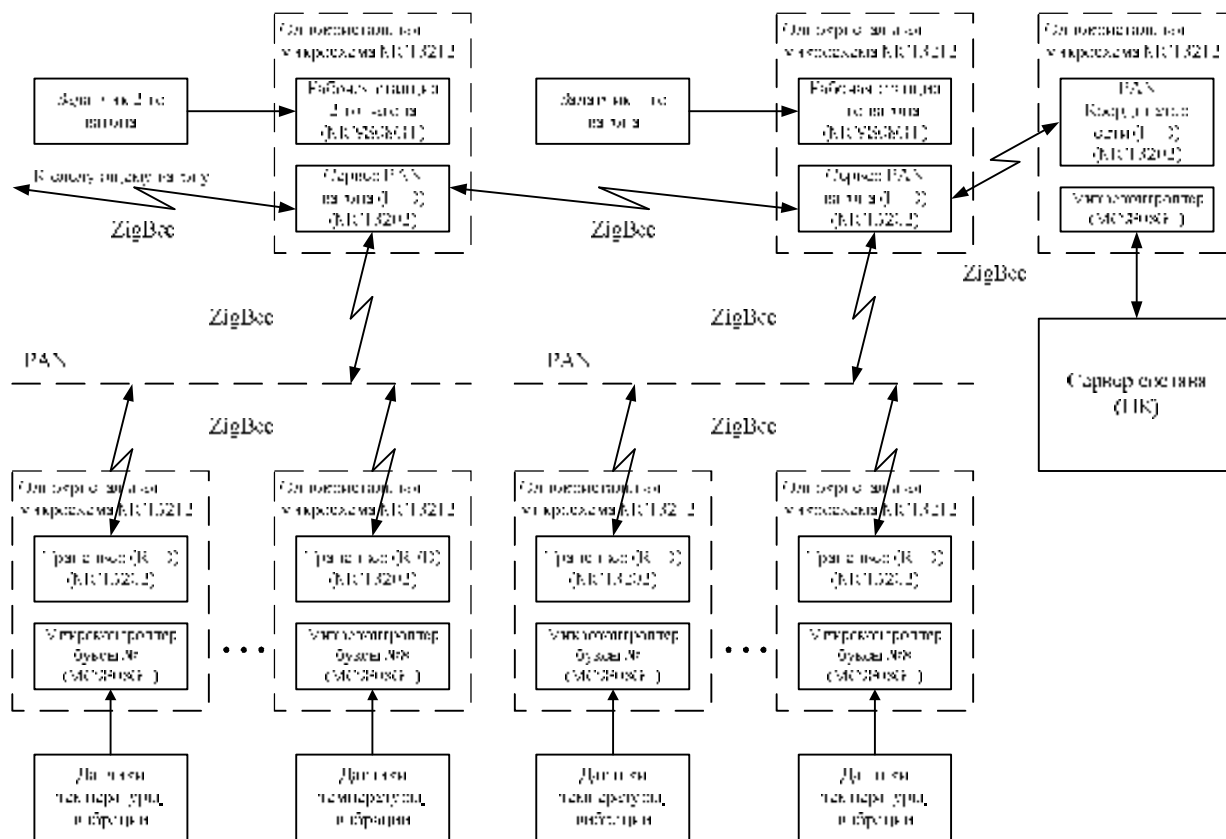


Рисунок 1

Выберем в качестве датчика температура недорогой, пассивный датчик, не требующий токового возбуждения - терморпару (ТП). Действие ТП основано на эффекте Зеебека. В качестве датчика вибрации используем датчик линейного ускорения (акселерометр), который широко используется для осуществления виброконтроля объектов, находящихся в движении.

**Полученные результаты.** На основании анализа систем аналогов обоснована актуальность и постановка задачи создания автоматизированной телекоммуникационной системы для динамического контроля состояния железнодорожного состава.

Осуществлен выбор математического аппарата и произведена адаптация его для целей системы, получена новая редакция выражения логического определителя. Разработаны оригинальные схемы релейных процессоров и приведен подробный анализ их особенностей, регламентирующий их прикладное использование.

Разработаны в виду приведенных релейных процессоров структурные схемы альтернативных вариантов подсистем контроля динамического состояния вагона.

Предложены обобщенный (в вербальном описании) алгоритм функционирования системы контроля состава и структура связи.

УДК 621.396.7

## ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЯЗАННОСТИ В МНОГОПРОЦЕССОРНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

М.Н. Звонников  
ОАО НКБ ВС, г. Таганрог

Для решения задач цифровой обработки сигналов (ЦОС) и работы в составе аппаратуры радиотехнического комплекса была разработана многопроцессорная вычислительная система (МВС) на основе 28 процессоров TMS320C6713 фирмы Texas Instruments. Процессоры ЦОС с частотой 300 МГц обеспечивают пиковую производительность всей системы до 50,4 ГФлопс. Структурная схема МВС приведена на рис. 1.

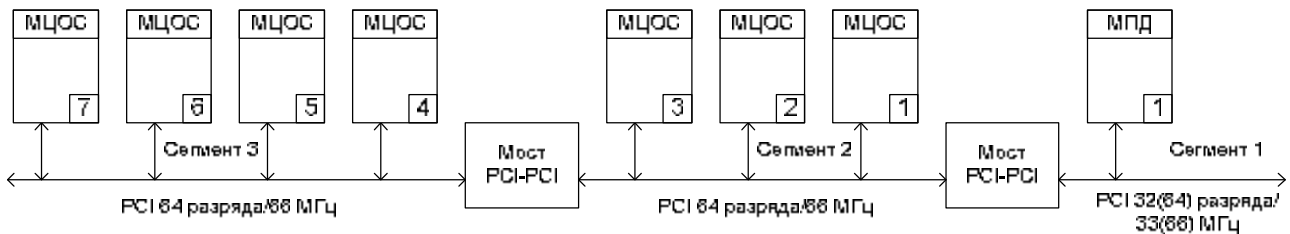


Рисунок 1 – Структурная схема МВС ЦОС

Основным функциональным элементом системы является модуль ЦОС, выполненный в виде законченного вычислительного кластера, который содержит четыре специализированных процессора ЦОС, локальную память для каждого процессора, общую память для быстрого межпроцессорного обмена и совместной обработки и каналы синхронизации и обмена информацией с другими модулями в системе. Количество модулей ЦОС в составе МВС ограничено требованиями шины PCI и равно 7. Структурная схема модуля ЦОС приведена на рис. 2.

Как видно из приведенных рисунков МВС ЦОС имеет смешанную архитектуру NUMA (Nonuniform Memory Access). С одной стороны – это система с общей памятью (SMP, Symmetric Multiprocessing) в рамках одного модуля, с другой стороны – система с отдельной локальной памятью (MPP, Massive Parallel Processing) и разделяемым каналом связи (шина PCI). Внутренние ресурсы модуля обеспечивают единообразный механизм обмена данными как между любыми двумя процессорами модуля так и между процессорами на разных модулях. Производительность современных процессоров ЦОС существенно зависит от времени загрузки данных для обработки и времени выгрузки результатов, что, в свою очередь, накладывает свои ограничения на выбор и реализацию системной шины для сбалансированности всей системы. В разработанной МВС ЦОС, в качестве системной шины был выбран интерфейс PCI в конфигурации 64 разряда 66

МГц, при этом пиковая пропускная способность шины составила 528 МБайт/с (по 66 МБайт/с на модуль). Для обеспечения электрических характеристик при подключении 7 модулей ЦОС шина была разделена мостом PCI-PCI, при этом образовалось два вычислительных кластера, обмена внутри которых выполняются независимо. В данной конфигурации среднее время выполнения процессором вычислений удалось довести до 42% от всего времени, при этом реальная максимальная производительность всей системы составила около 21 ГФлопс. Из недостатков получившейся системы можно отметить то, как и свойственно всем архитектурам с общей шиной, что пропускная способность системной шины делится между всеми абонентами, латентность системы (задержка при передаче пакета данных) не детерминирована и увеличивается при увеличении числа модулей. Так же, выход из строя одного из модулей может привести к отказу всей системы.

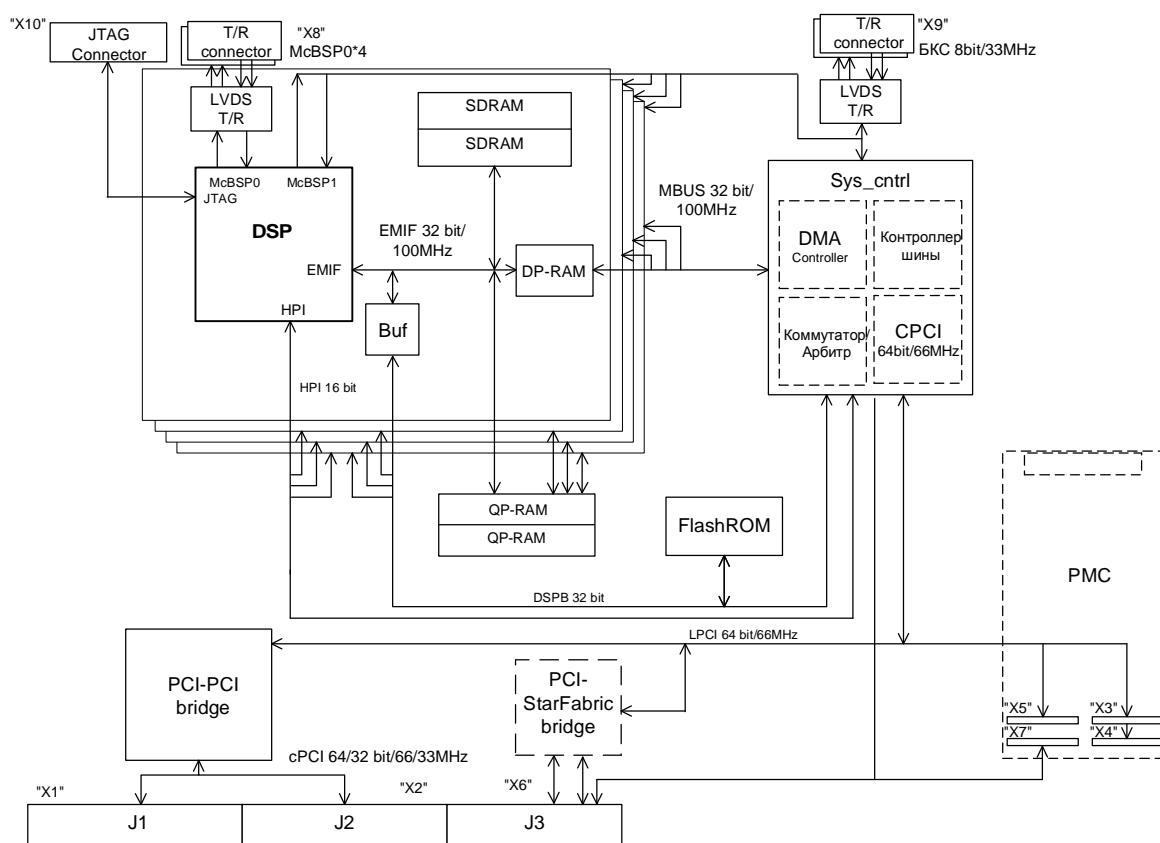


Рисунок 2 – Структурная схема модуля ЦОС

В связи с возрастающей сложностью алгоритмов и увеличением требований к точности и скорости решения задач требования к производительности МВС ЦОС увеличиваются на порядки. При этом решения увеличения производительности за счет увеличения числа модулей в системе с общей шиной или применение процессоров с большей производительностью (более высокой тактовой частотой) становятся не эффективными. Для решения указанных задач требуются изменения в архитектуре МВС. Одно из решений – это построение МВС ЦОС, как системы с коммутируемой связью

архитектурой. Была поставлена задача исследования характеристик такой системы, как с аппаратной точки зрения, так и с точки зрения переносимости прикладного ПО. Выбор производился из существующих альтернативных стандартов коммутируемых связанных архитектур: Fibre Channel, InfiniBand, StarFabric, Serial RapidIO, PCI Express, Advanced Switching, Gigabit Ethernet и др. Эти интерфейсы ориентированы как на соединение функциональных узлов на одной плате, так и соединение модулей, а некоторые и крейтов. У каждого из этих интерфейсов есть своя функциональная ниша. В силу архитектурных особенностей для систем ЦОС чаще других используются интерфейсы Serial RapidIO и StarFabric. Выбор интерфейса StarFabric в качестве системного интерфейса был сделан по следующим причинам:

- возможность инкапсуляции широкого спектра интерфейсов (PCI и т.д.) и построения гибридных систем, подключая ранее разработанные устройства через соответствующие мосты;
- наличие промышленного стандарта PICMG 2.17, определяющего разработку такой системы;
- полная программная совместимость интерфейса StarFabric с классическими PCI системами;
- возможность гибкого конфигурирования и масштабирования систем;
- открытость стандарта;
- простые физические носители;
- доступность элементной базы (и готовых покупных устройств) для сопряжения с широким спектром периферии.

При переходе от классической PCI системы к КСА ожидалось повышение производительности за счет увеличения удельной пропускной способности шины и эквивалентной пропускной способности системы в целом, повышение надежности за счет резервирования связей, получение возможности реконфигурации системы под выполняемую задачу и масштабируемости системы.

Для исследования системы с КСА, при проектировании исходной системы, была предусмотрена возможность исполнения модулей ЦОС и объединительной платы с использованием в качестве альтернативной системной шины интерфейса StarFabric. Использование моста PCI-StarFabric позволило перейти к системе с коммутируемой связанной архитектурой при минимальных доработках. Что бы системный модуль универсального процессора данных оставить без изменений, была реализована гибридная система с кластером стандартной шины PCI. Структурная схема МВС ЦОС с КСА приведена на рис. 3.

В качестве топологии построения системы была выбрана архитектура с централизованной коммутацией, для упрощения реализации модулей ЦОС и объединительной платы при указанном количестве модулей и получении возможности создания резервированных связей и функций межблочного обмена. Основным функциональным элементом системы с централизованной коммутацией является коммутатор. Модуль коммутатора динамически



выполняет соединения типа «точка в точку» двух модулей на время транзакции (передачи данных). Исходными данными при проектировании модуля коммутатора были:

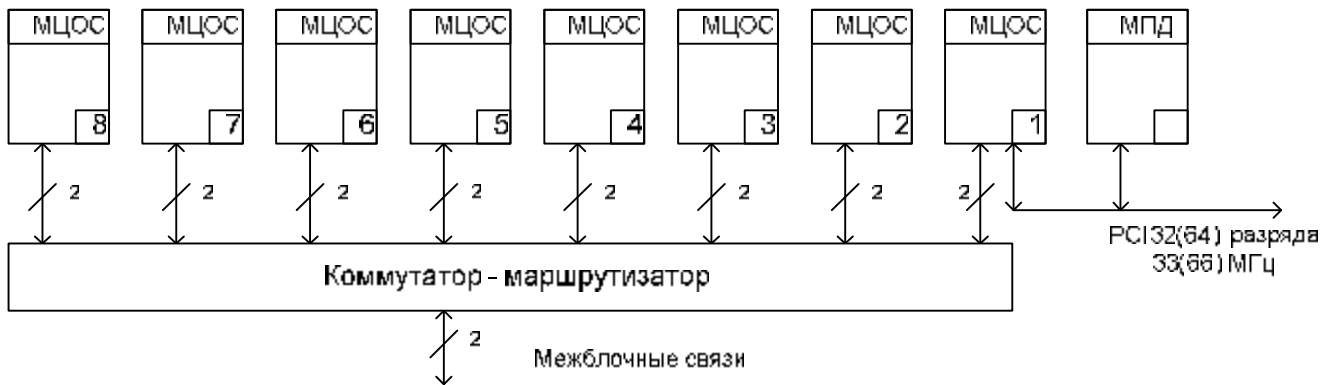


Рисунок 3 – Структурная схема МВС с КСА

- обеспечение двух каналов связи (линков) к 8 модулям ЦОС для обеспечения межмодульного обмена;
- обеспечение двух каналов связи, выведенных на фронтальные соединители модуля, для обеспечения межблочного обмена;
- обеспечение минимальной латентности коммутатора и максимальной внутренней пропускной способности;
- возможность объединения двух каналов связи модуля в один с увеличением пропускной способности.

Для удовлетворения указанных требований был разработан модуль коммутатора на основе восьми микросхем шестипортовых коммутаторов, имеющий структуру, приведенную на рис. 4.

При указанной структуре модуля коммутатора среднее число переприемов внутри модуля будет 1.33, а эффективная пропускная способность внутри коммутатора составит более 32 Гбит/с. Следовательно, этот поток обеспечит не менее 512 Мбайт/с на модуль в системе, что соответствует пропускной способности внутренней шины PCI модуля (64 разряда, 66 МГц) и обеспечит сбалансированное решение для приведенной структуры МВС ЦОС.

Для исследования характеристик полученной системы был собран стенд, структурная схема которого приведена на рис. 5.

Модуль CP6000 является одноплатным компьютером и выполняет функции системного модуля на шинах PCI и StarFabric.

Модуль ЦОС 6713x4-04 имеет в своем составе мост PCI-PCI, контроллер PCI и мост PCI-StarFabric SG2010 и предназначен для связи системного модуля с интерфейсом PCI и системой с коммутируемой связной архитектурой. Мост PCI-SF работает в режиме Root, то есть осуществляет поиск и конфигурацию устройств на шине StarFabric, инициализацию системы и другие системные функции.

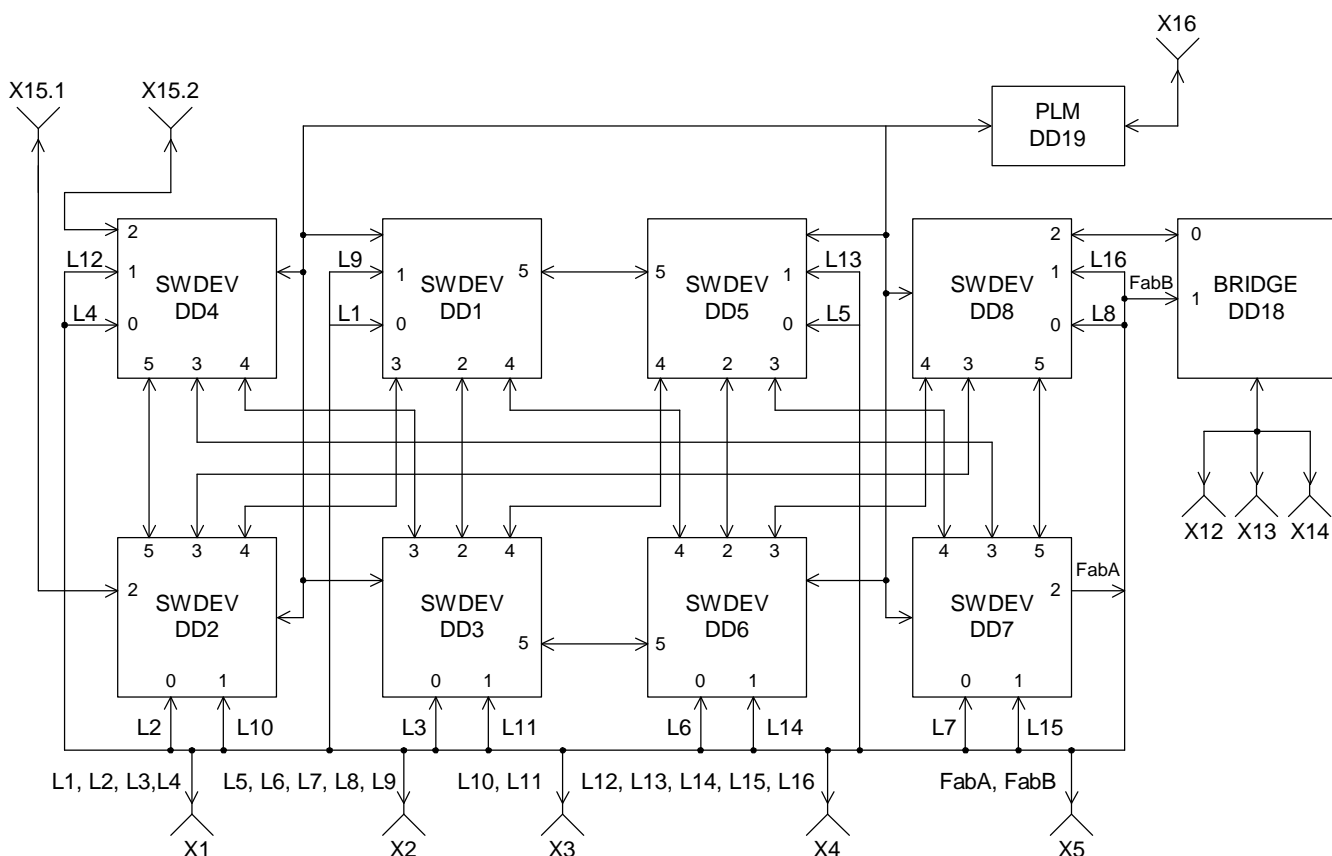


Рисунок 4 – Структурная схема модуля коммутатора

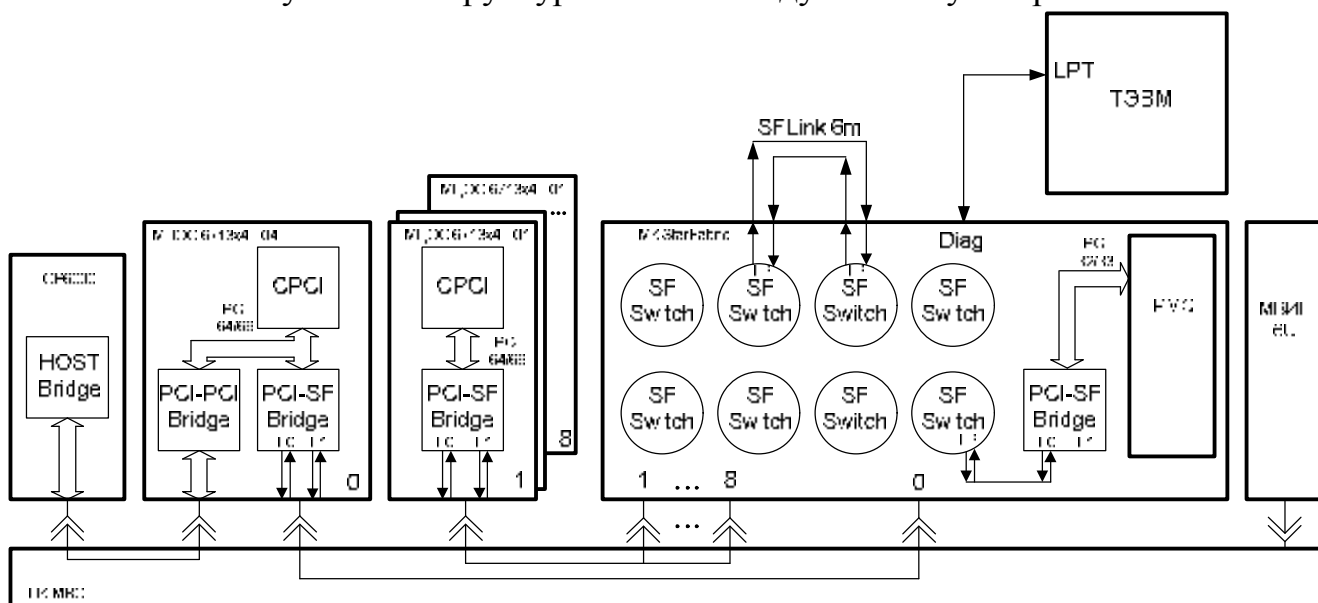


Рисунок 5 – Структурная схема стэнда

Модули ЦОС 6713x4-01 (7 шт.) имеют в своем составе контроллер PCI и мост PCI-StarFabric SG2010, работающий в режиме Leaf. Все обмены с системным модулем они осуществляют через интерфейс StarFabric.

Модуль коммутатора StarFabric имеет в своем составе восемь микросхем коммутаторов SG1010 и одну микросхему моста PCI-StarFabric SG2010. Два внешних линка модуля коммутатора соединены между собой внешним кабелем

SFLink, длиной 6 метров. Для контроля и записи результатов к диагностическому порту модуля коммутатора подключена технологическая ЭВМ, позволяющая без утилизации пропускной способности шины (это важно) получать значения всех внутренних регистров микросхем коммутаторов, отслеживать путь прохождения данных через коммутатор, состояние линков, количество CRC и 8b10b ошибок, объем передаваемого трафика в линке и другую информацию. Так же для измерений и анализа использовался цифровой осциллограф и встроенный в ПЛИС системного контроллера модулей ЦОС логический анализатор.

С помощью приведенного стенда был выполнен ряд экспериментов. В ходе отладки стандартными средствами ОС (Windows, Linux), были найдены устройства на шине PCI: контроллеры на всех модулях ЦОС, все мосты PCI-PCI и PCI-StarFabric, а так же шлюзы (Gateway) StarFabric без установки дополнительных драйверов или другого дополнительного ПО. Произведено тестирование модулей ЦОС6713x4 штатным тестовым ПО модуля (доработок ПО не потребовалось), что соответствует заявленной для данной архитектуры программной совместимости с шиной PCI.

Был произведен замер пропускной способности шины StarFabric, связывающей два модуля ЦОС, которые, в ходе эксперимента, одновременно друг другу передавали массивы данных. Достигнутая при этом предельная пропускная способность в 220 Мбайт/с в каждом из направлений (440 Мбайт/с суммарная) соответствует расчетной для одного линка. Была исследована возможность объединения двух линков в один канал, при этом трафик делился поровну между двумя линками.

Была измерена латентность интерфейса (время задержки передачи данных через интерфейс), которая в среднем составила 4.66 мкс при передаче через две микросхемы коммутатора и 6.12 мкс при передаче через три микросхемы коммутатора при разных обменах. Детерминированная, определенная латентность интерфейса позволяет создавать системы для решения задач жесткого реального времени.

Была исследована пропускная способность системы при максимальной нагрузке в данной конфигурации. Модули ЦОС, используя свои контроллеры DMA, одновременно пересылали друг другу пакеты данных. При этом все данные передавались корректно, снижение пропускной способности канала не наблюдалось. То есть общая пропускная способность системы не ограничивается пропускной способностью шины, разделенной между всеми абонентами, а реальная производительность всей системы максимально приближается к пиковой.

Было произведено исследование характеристик системы, как в "Address Routing" режиме (полной совместимости с шиной PCI), так и в "Path Routing" режиме (режим коммутируемой связной архитектуры). В "Path Routing" режиме создавались соединения (каналы, описывающие путь прохождения данных через микросхемы) и запускались обмены данными. Реальный путь прохождения данных фиксировался через диагностический интерфейс. Данные

передавались через порты микросхем, описанные в их пути. Это свойство позволяет гибко перераспределять внутреннюю пропускную способность интерфейса в зависимости от требований решаемой задачи.

Было произведено исследование передачи данных через кабель. Кабель выполнен в соответствии со спецификацией PICMG 2.17 (экранированные соединители RJ45, экранированный кабель категории 5E). Длина кабеля – 6 метров. Обмен производился в режиме Path Routing, что бы указать путь прохождения данных именно через кабель. Фиксация прохождения данных через кабель производилась через диагностический интерфейс. Данные передавались корректно, с той же скоростью, как и через линк на объединительной плате, CRC и 8b10b ошибок зафиксировано не было. То есть, возможно создание распределенных вычислительных комплексов, имеющих однородную структуру каналов связей и состоящих из нескольких крейтов.

Было произведено исследование характеристик обеспечения надежности системы. Физически разрывались связи линка. Если хотя бы одна из четырех дифференциальных пар линка оставалась целой, интерфейс продолжал работать с деградацией скорости. В режиме "Path Routing" указывался путь прохождения данных через кабель, при этом микросхемы коммутаторов были соединены с помощью внешнего кабеля, а так же через связи на печатной плате и объединялись в один канал. Запускался обмен данными через указанный путь, при этом данные проходили через кабель, что фиксировалось через диагностический интерфейс. Во время обмена данными извлекался соединитель кабеля (физически разрывался линк). Передача данных автоматически переключалась на передачу через линк на печатной плате, при этом ни программа обмена, ни операционная система не замечали переключения. Это свойство системы позволяет создавать надежные отказоустойчивые системы, устойчивые к сбоям.

Сводные результаты экспериментов приведены в таблице 1.

Таблица 1. Сводные результаты экспериментов

Программное обеспечение	МВС ЦОС с общей шиной	МВС ЦОС с КСА
	стандартные драйвера и библиотеки	стандартные драйвера и библиотеки
Удельная на модуль пропускная способность системной шины, МБ/с	66	220
Латентность	не детерминирована	до 6,12 мкс
Физическая среда	плата	плата, кабель
Особенности архитектуры	-	Задание маршрута передачи, резервирование связей

При переводе системной шины МВС ЦОС с PCI на StarFabric доработки или изменений в существующем системном и прикладном ПО не требуется, но для использования уникальных возможностей интерфейса StarFabric потребуется небольшая доработка только системного ПО.

Полученные результаты свидетельствуют о том, создание МВС ЦОС наиболее перспективно на базе систем с коммутируемой связной архитектурой, обеспечивающих удовлетворение основных требований к архитектуре построения МВС для вычислительных комплексов передовых специализированных объектов.

### Литература

1. *Богданов А.В. Корхов В.В. и др.* Архитектуры и топологии многопроцессорных вычислительных систем. М.: ИНТУИТ.РУ "Интернет-Университет Информационных технологий", 2004. 176с.
2. *Александров Е.К., Грушвицкий Р.И. и др* Микропроцессорные системы. СПб.: Политехника, 2002. – 935 с.
3. *Palumbo Mario.* A New Standard for Multiprocessing DSP Systems. - [http://www.analog.com/processors/processors/sharc/technicalLibrary/Multiprocessing\\_DSP\\_Systems.html](http://www.analog.com/processors/processors/sharc/technicalLibrary/Multiprocessing_DSP_Systems.html).
4. *Huizen Ron.* Multiprocessing DSP Systems. – <http://www.bittware.com/support/library/articles/multi-dsp.cfm>.
5. *Kester Walt.* Mixed-signal and DSP design techniques - Analog Devices, Inc., 2000.
6. *Карсон Уильям.* Технологии коммутации решают проблему недостаточной скорости ввода/вывода.// МКА, 2004 №1. С. 83-86.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ .....</b>	<b>3</b>
<b>Jan LABUN, PhD., Pavol KURDEL RADIOALTIMETER AS TERRAIN WARNING SYSTEM .....</b>	<b>3</b>
<b>Ю.Ф.Евдокимов ДОПЛЕРОВСКИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЧЕТА НУЛЕЙ .....</b>	<b>8</b>
<b>A. Nekrasov MEASUREMENT OF THE SEA SURFACE WIND VECTOR BY THE AIRBORNE WEATHER RADAR .....</b>	<b>12</b>
<b>Л.В.Литюк, В.И.Литюк О ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ ВТОРОГО ПОРЯДКА .....</b>	<b>18</b>
<b>Л.В.Литюк О НЕКОТОРЫХ НОВЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОЙ УГЛОВОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ .....</b>	<b>24</b>
<b>В.Т. Лобач МОМЕНТЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ ПЕРИОДИЧЕСКИ НЕСТАЦИОНАРНОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ. ....</b>	<b>31</b>
<b>В.Т. Лобач СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАРАМЕТРА ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТРАЖЕННОГО ПОЛЯ.....</b>	<b>37</b>
<b>Троилин В.Н., Мирошников Ю.В СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ И ДИСПЕРСИЯ КВАДРАТА ОГИБАЮЩЕЙ РАДИОСИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТИ. ....</b>	<b>41</b>
<b>Т.А.Суанов ОТРАЖЕНИЕ ПЛОСКОГО БИГАРМОНИЧЕСКОГО ПОЛЯ ОТ СЛОЯ НЕЛИНЕЙНОГО ВЕЩЕСТВА, РАСПОЛОЖЕННОГО НА МЕТАЛЛЕ.</b>	<b>46</b>
<b>Гросуль С. А. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ИЗЛУЧЕННОГО СО СПУТНИКА ОТ ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ .....</b>	<b>52</b>
<b>А.П. Самойленко, А.В. Буряк РЕАЛИЗАЦИЯ ДИАГНОСТИКИ ПРОЧНОСТНОГО СОСТОЯНИЯ ФЮЗЕЛЯЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППРАТА БЕСПРОВОДНОЙ ТЕЛЕКОММУТАЦИОННОЙ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТЬЮ КОНТРОЛЛЕРОВ. ....</b>	<b>55</b>
<b>Ю.А. Геложе, В.М. Чуйков, А.В. Семенов АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВОГО БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ .....</b>	<b>58</b>
<b>Д.Е. Лапшин АКУСТООПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР СЖАТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ .....</b>	<b>63</b>
<b>СЕКЦИЯ 3 СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ .....</b>	<b>68</b>

А.П. Дятлов, П.А. Дятлов ТИПОВЫЕ МОДЕЛИ РАДИООБСТАНОВКИ ПРИ РАДИОМОНИТОРИНГЕ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ .....	68
А.П. Дятлов, П.А. Дятлов СТАТИСТИЧЕСКИЕ ЗАДАЧИ ПРИ РАДИОМОНИТОРИНГЕ ИЗЛУЧЕНИЙ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ .....	71
А.П. Дятлов, П.А. Дятлов ИНФОРМАТИВНЫЕ ПРИЗНАКИ СОСТАВНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ .....	74
А.О. Клыченко АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫХ ЧАСТОТНЫХ ДИСКРИМИНАТОРОВ .....	78

#### **СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ .....**

Я.С. Розова ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЕРЕДАЮЩИМ МОДУЛЕМ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ QPN 5505 ОТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ .....	82
В.М. Фёдоров, Д.П.Рублёв, П.Ю.Юрков ВЛИЯНИЕ ЭМОЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ДИКТОРА НА ЕГО РЕЧЬ .....	86
С.В. Шилов О ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОГО СПОСОБА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В АССИМЕТРИЧНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ. ....	92

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

Хоружий С.Г., Пруцаков О.О., Капуста Н.Ю.МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ПЕЛЕНГАТОРА .....	95
З. В. Черняк МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНСАМБЛЕЙ ПСЕВДОХАОТИЧЕСКИХ МНОГОУРОВНЕВЫХ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ .....	100
П.А. Дятлов МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ .....	104
В.Г. Галалу ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СЕТЕВЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ.....	109
В.В. Сарычев, М.Г. Ткаченко ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С АВТОМАТИЧЕСКИМ ОПРЕДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА .....	114
А.А.Крылов ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИСЛЕДОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОГИБАЮЩЕЙ РАДИСИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ДИСПЕРСИОННОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ .....	117
А.П.Самойленко, А.Г.Волков, А.С.Назаренко ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИАФАНОСКОПИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ НОСОВЫХ И ЛОБНЫХ ПАЗУХ .....	122

А. П. Самойленко, Д. Е. Рудь	БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПОДВИЖНОГО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО СОСТАВА .....	128
М.Н. Звонников	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЯЗАННОСТИ В МНОГОПРОЦЕССОРНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ .....	133



Международная научно-техническая и научно-методическая конференция

«ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ  
СИСТЕМОТЕХНИКИ»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

Формат 60 x 84/16. Бумага офсетная.  
Печать трафаретная. Усл.п.л.-9,1. Уч.-изд.л.-9,0.  
ЗАКАЗ №227 . Тираж 100 экз.

« С »

Отпечатано в типографии ИП Ступина А.Н.  
Адрес: 347900 г.Таганрог, пер. Лермонтовский,25  
Тел./факс 8(8634) 311-288