

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

кафедра
радиотехнических и
телекоммуникационных
ТС систем

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

**ПРОБЛЕМЫ
СОВРЕМЕННОЙ
СИСТЕМОТЕХНИКИ**

Сборник трудов конференции

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

**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 – 2009

УДК 681.51(06)

Материалы Международной научно-технической и научно-методической интернет-конференции в режиме off-line «ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ». – Таганрог, 2009 – 216 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 978-5-8327-0352-7

© ТТИ ЮФУ, 200

СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

Session 1: SYSTEMS of REMOTE RADIOMONITORING,
RADAR And RADIONAVIGATION

УДК 621.396.98

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТНОСТИ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЧЕТА НУЛЕЙ

Ю.Ф.Евдокимов, О.Ю. Евдокимов

*Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС,
rts@tsure.ru*

Предлагается вариант уменьшения погрешности дискретности доплеровского способа определения местоположения источников радиоизлучения методом счета нулей и приводятся результаты анализа этого варианта.

В работе [1] рассмотрены некоторые способы определения местоположения (МП) источников радиоизлучения (ИРИ) с использованием информации о собственном движении летательного аппарата (ЛА). МП ИРИ определяется в плоскости, проходящей через вектор \dot{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. Текущее значение доплеровской частоты при длине волны ИРИ равной l определяется соотношением

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

Интегрировать доплеровскую частоту можно счетом числа импульсов (переходов сигнала доплеровской частоты нулевого уровня) за определенный промежуток времени (измерительный интервал). При известной несущей частоте ИРИ достаточно двух измерительных интервалов, чтобы определить наклонную дальность D_0 и угол q_0 между вектором путевой скорости ЛА и направлением на ИРИ, при этом дальность D_0 и угол q_0 связаны с числом импульсов N_1 , подсчитанных за интервал $[0, t_1]$, и числом импульсов N_2 , подсчитанных за интервал $[t_1, t_2]$, следующим образом

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

$$\cos q_0 = \frac{I v^2 [N_1 t_2^2 - (N_1 + N_2) t_1^2] - I^2 N_1 N_2 (N_1 + N_2)}{v^2 t_1 t_2 (t_2 - t_1) - I^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]}. \quad (3)$$

Если в интервалах $[0, t_1]$ и $[t_1, t_2]$ содержится не целое число периодов следования сигнала доплеровской частоты и моменты перехода сигнала через ноль не совпадают на обоих концах измерительных интервалов, то возникает ошибка дискретности, дисперсия которой в одном интервале равна [2]

$$S_t^2 = 1/(6F_{dt}). \quad (4)$$

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

$$S_D = \sqrt{\left[\frac{\partial D_0(t)}{\partial t_1}\right]^2 S_{t1}^2 + \left[\frac{\partial D_0(t)}{\partial t_2}\right]^2 S_{t2}^2}, \quad (5)$$

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.

$$S_q = \sqrt{\left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial t_1}\right]^2 S_{t1}^2 + \left[\frac{\partial q_0(t)}{\partial t_2}\right]^2 S_{t2}^2}, \quad (6)$$

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 ;

Например, если $I = 1$ м, $v = 300$ м/с, $D_0 = 20$ км, $q_0 = 30^\circ$, $t_1 = 5$ с, $t_2 = 10$ с, то используя формулы (1) – (6), получим $S_D \approx 1,7$ км, $S_q \approx 0,2$ град. Для дальности 20 км это существенные погрешности. Для уменьшения этой погрешности необходимо с достаточной точностью фиксировать моменты времени 0, t_1 , t_2 перехода сигнала доплеровской частоты через ноль. В связи с этим возникают дополнительные вопросы, как-то:

— определение соотношения интервалов $[0, t_1]$ и $[t_1, t_2]$, при котором эти погрешности минимальны;

— определение минимальных измерительных интервалов и частот F_T опорного генератора, при которых обеспечивается требуемая точность измерения дальности D_0 и угла q_0 .

Анализ показывает, что, например, при $F_T = 1$ МГц, $t_1 = 1$ с, $t_2 = 2$ с можно достичь точности $S_D < 20$ м и $S_q < 10^{-4}$ град при тех же дальности и направлении.

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. А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мельник и др. Теоретические основы радиолокации: Учебн. пособие для вузов / Под ред. В.Е.Дулевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

STRUCTURE OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF OBJECT ORIENTATION

Semenov A.V.*, Gelozhe Y.A.**

* *Semenov A.V. Digital Signal Processing Design Bureau of Southern federal university, Taganrog, Russia, leading designer, sav-dsp@tsure.ru*

** *Gelozhe Y.A. Institute of technology of "Southern federal university" in Taganrog, department of radio engineering & telecommunication systems, Russia, professor.*

At present while developing of automatic control systems there is a tendency of accuracy rising of technical systems and decreasing development terms. High technical level of implementations assumes using of more complex management lows therefore increases requirements to computer power of control device. Multi-objective problems of optimal control may be solved via using of modern unique computers with the possibility of programming and upgrade of control lows at any stage of development. In the given article structure of automatic control system of object orientation is concerned.

Generally automatic control system (ACS) consists of control object and control system. Control system concludes data sources of tasks and results of control; devices for analysis of input data in control system and housekeeping decision generation; devices providing realization of generated decisions [1, 2].

Handling law is generated in control computing device (CCD) designed on the basis of modern onboard unique computer.

Block diagram of automatic control system of object orientation control system is shown on the figure 1. Bond between electric drive and control object is hard without degree of freedom.

There are following conventions on the fig.1:

- 1 - steering function: required position of control object;
- 2 - feedback signal: true control object position;
- 3 - mismatch signal;
- 4 - control action;
- 5 - alignment data of mathematical model of research object;
- 6 – generated signals for research object identification;

- 7 - service data: operating mode etc.;
- 8 - data for digital control filter alignment.

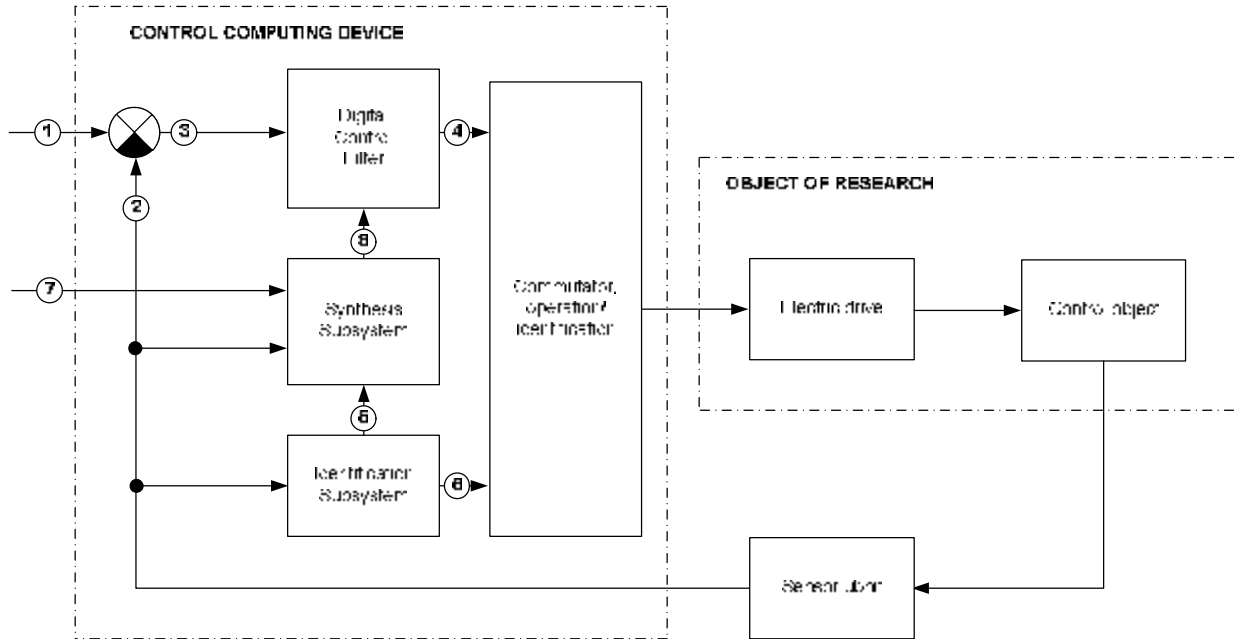


Figure 1 - Block diagram of automatic control system of object orientation

After mismatch signal arriving between required and current position of control object as well as at arriving of additional sensors signals digital control filter (DCF) generates control action which arrives in the electric drive through control computing device commutator of CCD. Digital control filter has adjustable parameters because of multi-task control and changing of parameters of mechanic load in wide range [3].

Synthesis subsystem resolves synthesis task of automatic tracing system and digital control filter with chosen criterion of optimal control as well as adjustment of its parameters at changing of parameters of mathematical model of control object. Adjustment data of control object mathematical model are arrived into adjustment subsystem from identification subsystem. While in identification mode particularly generated test signals arrive in object of research directly from identification subsystem through commutator.

In this context object of research is a conjunction of “electric drive – control object”.

Synthesis subsystem provides following:

- generate of control laws in modes of changeover, tracing, manual which are adequate to any of the criterion of optimality (used for synthesis of a system), as well as to parameters of control object which consists of electromotor, transmission and control object;
- change of system operating mode;
- display of control processes data, current position of virtual control and control object by means of window graphic interface.

So synthesis subsystem and digital control filter form digital adjuster with alternate structure.

Drive parameters may be changed in wide ranges. These parameters may be changed as a result of specification development and receiving of new experimental data. That's why it is necessary to include control object identification subsystem in control system.

In the given context electric drive is a definition of its mathematical model and parameters of its elements [4].

Function generator, unit of functions parameters, memory unit, data processing unit and model forming unit are realized in control computing device. Commutator, electric drive and sensors unit are the elements of control system. Bring to mind, object of research is a conjunction of "electric drive – control object".

Thus for effective control of control object orientation under significant transmission parameters changing it is necessary identify loaded electric drive. Resource of control computer is used for identification. Following tasks are solved:

- signal generation, which provide identification of object of research;
- response processing of this object on test signal and data array for definition of mathematical model of object of research;
- data report for adjustment of mathematical model of object of research in subsystem of synthesis digital control filter.

So control device must include following subsystems:

- system synthesis subsystem of automatic control with chosen criterion of optimal management;
- electric drive identification subsystem for its parameters identification in operating mode;
- digital control subsystem.

That allows solve tasks of high-precision automatic control of object orientation in complex technical devices.

References:

1. Karl J. Astrom, Tore Haggund. PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 3rd ed. 1995 by Instrument Society of America.
2. Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews. Kalman Filtering. Theory and Practice Using MATLAB. 2008 by John Wiley & Sons, Inc.
3. Antoniou A. Digital Filters Analysis, Design, and Applications, 2nd ed., McGraw-Hill, 1993.
4. Methods of Classic and Modern Control Theory. Vol. 2: Stochastic Dynamics and Identification of Automatic Control Systems. 2nd ed.,

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ МОДЕЛИРОВАНИЯ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛОЖНОГО СИГНАЛА ВТОРОГО ПОРЯДКА

Л.В. Литюк^{*}, В.И. Литюк^{**}, С.А. Бейко^{**}

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС
и каф. РПрУ и ТВ.** Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП-17А, 347928, 8(8634)371637* и
8(8634)371408***

В работе рассматриваются особенности моделирования «оптимального» алгоритма обнаружения сложного сигнала второго порядка, параметры которого полностью известны, принимаемого в аддитивной смеси с помеховой реализацией. Также полагается, что с высокой точностью известна величина амплитуды полезного сигнала второго порядка. Показано, что возникающие при моделировании погрешности определяются тем, что в алгоритме используется преобразование Фурье, вычисляемое на «бесконечном» временном интервале, а при моделировании используются алгоритмы быстрого преобразования Фурье, которые вычисляются на конечных интервалах времени. Определены зависимости, позволяющие определять необходимые длительности интервалов времени, используемых в преобразованиях Фурье при проведении моделирования, для получения заданных величин погрешностей моделирования.

Как показано в работах [1, 2], ансамбли сложных сигналов второго порядка (ССВП) состоящие из сложных сигналов первого порядка (ССПП), обладают свойствами:

- каждый ССВП ансамбля имеет суммарную автокорреляционную функцию (АКФ) в виде « d - функции»;
- ССВП ансамбля имеют суммарные взаимокорреляционные функции (ВКФ) которые «ортогональны в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге».

Как было показано в работах [3-5], использование указанных свойств ССВП позволяет получить алгоритмы обнаружения полезных сигналов для информационных радиосистем, когда отношение сигнал/шум на их входах $q_{\text{вх}} \ll 1$. Теоретически также было показано, что вероятности правильного обнаружения полностью известного полезного сигнала в виде ССВП, могут быть сколь угодно большими при сколь угодно малых значениях величин $q_{\text{вх}}$.

В алгоритме «оптимального» обнаружения полезного сигнала $\mathcal{X}(t)$, который описан в работах [3-5] и эффективность которого определялась путем цифрового моделирования, вычисляются, с использованием преобразования Фурье $\mathbf{F}[\]$, следующие выражения.

$$\mathcal{A}(f) = \mathbf{F}[\mathcal{X}(t)] = a\mathcal{X}(f) + \mathcal{N}_1(f) \mathcal{H}_1^*(f) + \mathcal{N}_2(f) \mathcal{H}_2^*(f); \quad (1)$$

$$\mathcal{B}(f) = \mathbf{F}[\mathcal{B}(t)] = \mathcal{N}_1^*(f) \mathcal{H}_3^*(f) + \mathcal{N}_2^*(f) \mathcal{H}_4^*(f), \quad (2)$$

где $\mathcal{H}_1^*(f)$ и $\mathcal{H}_2^*(f)$ – амплитудно-фазочастотные характеристики (АФЧХ) соответствующих согласованных фильтров для компонент ССВП СФ1 и СФ2 соответственно, которые имеют импульсные характеристики (ИХ) $\mathcal{h}_1(t)$ и $\mathcal{h}_2(t)$; $\mathcal{X}^*(f)$ – выборочный амплитудно-фазочастотный спектр (АФЧС) сигнала $\mathcal{X}(t)$; a – амплитуды принимаемых двух ССПП; $\mathcal{N}_1^*(f)$ и $\mathcal{N}_2^*(f)$ – выборочные спектры принимаемых в аддитивной смеси с компонентами ССВП выборочных помеховых реализаций $\mathcal{N}_1(t)$ и $\mathcal{N}_2(t)$ по первому и второму частотным каналам; $\mathcal{H}_3^*(f)$ и $\mathcal{H}_4^*(f)$ – АФЧХ сжимающих фильтров СЖФ1 и СЖФ2 соответственно, ИХ $\mathcal{h}_3(t)$ и $\mathcal{h}_4(t)$ которых выбираются такими, чтобы удовлетворять второму свойству используемого ансамбля ССВП; $\mathcal{B}(t) = \mathcal{X}(t) * \mathcal{h}_3^*(t) + \mathcal{X}(t) * \mathcal{h}_4^*(t)$; знак $*$ – обозначает операцию комплексного сопряжения ИХ соответствующих СФ1, СФ2 и СЖФ1, СЖФ2.

Определим из (2) величину в виде

$$\mathcal{N}_1^*(f) = \frac{\mathcal{B}(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)} - \mathcal{N}_2^*(f) \frac{\mathcal{H}_4^*(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)}. \quad (3)$$

Подставляя выражение (3) в (1), получаем

$$\begin{aligned} \mathcal{A}(f) &= a\mathcal{X}^*(f) + \mathcal{B}(f) \frac{\mathcal{H}_1^*(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)} - \mathcal{N}_2^*(f) \left[\frac{\mathcal{H}_4^*(f) \mathcal{H}_1^*(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)} - \mathcal{H}_2^*(f) \right] = \\ &= \frac{a\mathcal{X}_1^*(f) \mathcal{H}_3^*(f) + \mathcal{B}(f) \mathcal{H}_1^*(f) - \mathcal{N}_2^*(f) [\mathcal{H}_4^*(f) \mathcal{H}_1^*(f) - \mathcal{H}_2^*(f) \mathcal{H}_3^*(f)]}{\mathcal{H}_3^*(f)}. \end{aligned}$$

Разрешая последнее выражение относительно $\mathcal{N}_2^*(f)$ будем иметь

$$\mathcal{N}_2^*(f) = \frac{[a\mathcal{X}^*(f) - \mathcal{A}(f)] \mathcal{H}_3^*(f) + \mathcal{B}(f) \mathcal{H}_1^*(f)}{\mathcal{H}_4^*(f) \mathcal{H}_1^*(f) - \mathcal{H}_2^*(f) \mathcal{H}_3^*(f)}. \quad (4)$$

Подставляя (4) в (3) получаем

$$\mathcal{N}_1^*(f) = \frac{\mathcal{B}(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)} - \frac{[a\mathcal{X}^*(f) - \mathcal{A}(f)] \mathcal{H}_3^*(f) + \mathcal{B}(f) \mathcal{H}_1^*(f)}{\mathcal{H}_4^*(f) \mathcal{H}_1^*(f) - \mathcal{H}_2^*(f) \mathcal{H}_3^*(f)} \cdot \frac{\mathcal{H}_4^*(f)}{\mathcal{H}_3^*(f)}. \quad (5)$$

Производя обратное преобразование Фурье $\mathbf{F}^{-1}[\square]$ над рассчитанными по выражениям (4) и (5) величинами $\mathcal{N}_1^*(f)$ и $\mathcal{N}_2^*(f)$, получим «рассчитанные» помеховые реализации в виде

$$\mathcal{N}_1(t) = \mathbf{F}^{-1}[\mathcal{N}_1^*(f)]; \quad \mathcal{N}_2(t) = \mathbf{F}^{-1}[\mathcal{N}_2^*(f)]. \quad (6)$$

Далее из аддитивной смеси полезного сигнала и помеховой реализации вычитаются «рассчитанные» $\mathcal{N}_1(t)$ и $\mathcal{N}_2(t)$. Полученный «очищенный» полезный сигнал в виде двух ССПП поступает на СФ1_{доп} и СФ2_{доп}. Результаты обработки ССПП, полученные на выходах СФ1_{доп} и СФ2_{доп}, суммируются и получается отклик, обладающий указанным первым свойством ССВП.

Для проверки эффективности предложенного «оптимального» алгоритма обнаружения было проведено моделирование его работоспособности.

Моделирование проводилось при следующих параметрах сигналов и помех.

В качестве ССВП был выбран сигнал, фазовая структура которого описывается первой и третьей строками D-матрицы четвертого порядка, имеющей вид

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Амплитуды сигналов a каждого ССПП, составляющего ССВП, выбирались равными единице. При этом полагалось, что амплитуда a при моделировании может задаваться с заранее заданной точностью, а, следовательно, не оказывает влияния на точность моделирования алгоритма. Также полагалось, что каждый ССПП состоит из $M = 32$ точек. Каждый из ССПП передается по своему частотному каналу. В качестве $\mathcal{R}(t)$ был выбран цифровой « d -импульс».

Тогда «излучаемый» ССПП, описываемый первой строкой выражения (7), и формируется на выходе формирующего фильтра ФФ1, а «излучаемый» ССПП, описываемый третьей строкой выражения (7), формируется на выходе ФФ2. В свою очередь, СФ1 и СФ1_{доп} являются согласованными фильтрами (СФ) для ССПП, описываемого первой строкой выражения (7), а фильтры СФ2 и СФ2_{доп} являются СФ для ССПП, описываемого третьей строкой выражения (7).

Фильтр СжФ1 имеет ИХ, соответствующую второй строке выражения (7), а фильтр СжФ2 имеет ИХ, соответствующую четвертой строке выражения (7).

Изменение $q_{\text{вх}}$ обеспечивалось изменением величины дисперсии выборок помеховых реализаций, поступающих с датчика $N(0, 1)$.

Результаты моделирования представлены на рис. 1 – рис. 12. Для наглядности рисунки представлены только для случая, когда $q_{\text{вх}} = -20$ дБ.

Выборочные помеховые реализации $\mathcal{R}_1(t)$ по первому и $\mathcal{R}_2(t)$ второму частотным каналам, сопровождающие прием ССПП, изображены на рис. 1 и рис. 2.

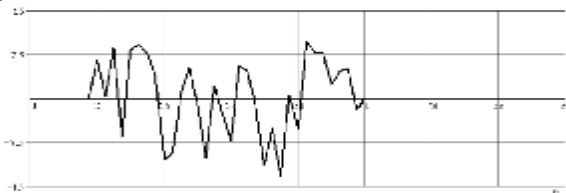


Рис. 1. Выборочная помеховая реализация $\mathcal{R}_1(t)$ по первому частотному каналу

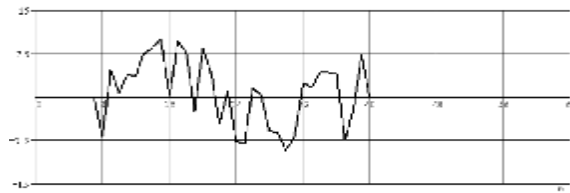


Рис. 2. Выборочная помеховая реализация $\mathcal{R}_2(t)$ по второму частотному каналу

На рис. 3 и рис. 4 изображены графики сумм ССПП, обрабатываемых в СФ1, СФ2, СжФ1 и СжФ2 и описываемых первой и третьей строками D-матрицы (7), и выборочных помеховых реализаций, изображенных на рис. 1 и

рис. 2, при отношении сигнал/шум $q_{\text{ВХ}} = -20$ дБ (пунктиром изображено положение соответствующих ССПП при отсутствии шума).

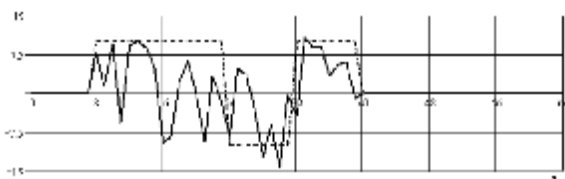


Рис. 3. Сумма ССПП и шума в первом частотном канале при $q_{\text{ВХ}} = -20$ дБ

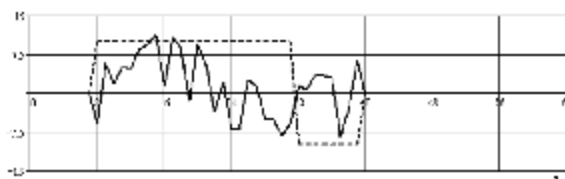


Рис. 4. Сумма ССПП и шума во втором частотном канале при $q_{\text{ВХ}} = -20$ дБ

После расчета по рассмотренному алгоритму обработки получают «рассчитанные» по выражению (6) помеховые реализации $\hat{N}_1(t)$ и $\hat{N}_2(t)$, которые представлены на рис. 5. и рис. 6. Пунктиром нанесены входные помеховые реализации, изображенные на рис. 1 и рис. 2.

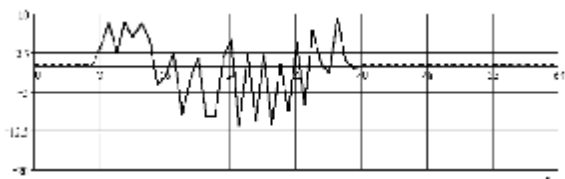


Рис. 5. «Рассчитанная» помеховая реализация в первом частотном канале

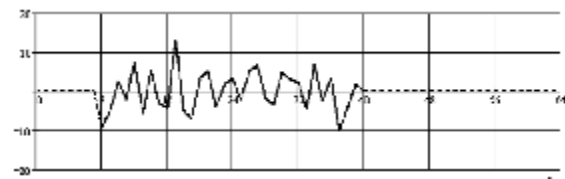


Рис. 6. «Рассчитанная» помеховая реализация во втором частотном канале

На рис. 7 и рис. 8 приводятся разностные сигналы между выборочными и «рассчитанными» помеховыми реализациями, полученными после обработки по рассматриваемому алгоритму.

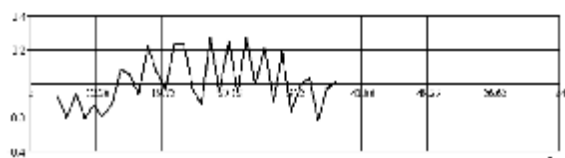


Рис. 7. Разность помеховых реализаций по первому частотному каналу

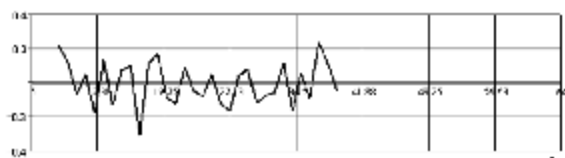


Рис. 8. Разность помеховых реализаций по второму частотному каналу

Результаты обработки в $\text{СФ1}_{\text{доп}}$ и $\text{СФ2}_{\text{доп}}$ «очищенных» от помеховых реализаций ССПП представлены на рис. 9 и рис. 10 соответственно (пунктиром изображены отклики СФ1 и СФ2, полученные при отсутствии шума). На рис. 11 изображен суммарный отклик при $q_{\text{ВХ}} = -20$ дБ. Аналогично был получен отклик «сигнального» канала при $q_{\text{ВХ}} = -86$ дБ (рис. 12).

Поскольку современные радиоприемные устройства (РПрУ) имеют динамический диапазон, достигающий величины 80 дБ, то случай, когда $q_{\text{ВХ}} = -86$ дБ, может рассматриваться как предельный.

Анализ рис. 11 и рис. 12 показывает, что имеет место не полное подавление помеховой составляющей.

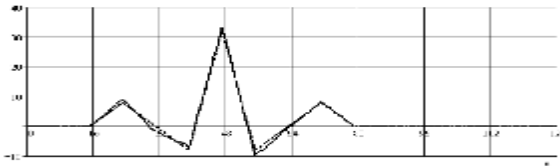


Рис. 9. Отклик СФ1_{доп} первого частотного канала на «очищенный» ССПП

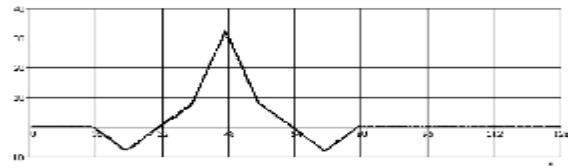


Рис. 10. Отклик СФ2_{доп} второго частотного канала на «очищенный» ССПП

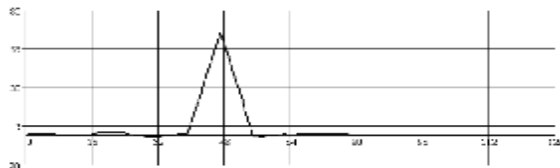


Рис. 11. Отклик сигнального канала при $q_{\text{вх}} = -20$ дБ

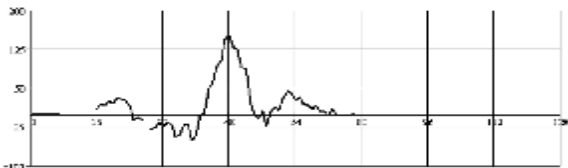


Рис. 12. Отклик сигнального канала при $q_{\text{вх}} = -86$ дБ

В рассматриваемом алгоритме, описываемом в работах [3-5], предполагалось, что вычисляются преобразования Фурье на бесконечном временном интервале. Это позволяет полностью удалить помеховые реализации из аддитивной смеси с полезным сигналом.

При моделировании обработка производится на конечных интервалах времени, причем длительности моделируемых реализаций, представленных на рис. 1 – рис. 12, принимались равными $N = 2048$. Как указывалось выше, количество отсчетов как ССПП, так и помеховой реализации, равны $M = 32$, а 2016 отсчетов приравнивались нулю. Обработка при помощи алгоритмов быстрого прямого (БПФ) и обратного (ОБПФ) преобразований Фурье временных реализаций конечной длительности, приводит при моделировании к появлению нескомпенсированных помеховых реализаций, представляющих собой разности выборочных и «рассчитанных» помеховых реализаций, которые показаны на рис. 7 и рис. 8.

Следовательно, величину $\Delta = 1/N$ можно полагать той минимальной величиной, которая определяет точность вычисления частотных и временных функций и в пределах которой величины этих функций, вычисляемых с использованием преобразований Фурье в бесконечных пределах, будут иметь точное, но случайное значение. Тогда можно предположить, что эти величины в пределах $\Delta = 1/N$ имеют равномерную плотность распределения вероятностей $W(x) = 1/\Delta$.

Для указанной равномерной плотности распределения вероятностей теоретическая дисперсия ошибки s_1^2 в определении параметра будет

$$s_T^2 = \int_{-0,5\Delta}^{0,5\Delta} x^2 W(x) dx = \Delta^2/12 = 1/12N^2 = 0,0833N^{-2}. \quad (8)$$

Величина теоретического среднеквадратического отклонения (СКО) s_T будет равна [2]

$$s_T = 0,29N^{-1}. \quad (9)$$

Из выражений (8) и (9) вытекает, что, увеличивая величину N , можно с заранее заданной точностью получать «рассчитанные» значения помеховых реализаций $\hat{x}(t)$ и $\hat{z}(t)$.

Многочисленные вычислительные процедуры в рассматриваемом алгоритме, в том числе и по алгоритмам БПФ и ОБПФ, приведут к тому, что теоретические значения дисперсии s_Σ^2 и СКО s_Σ будут возрастать пропорционально количеству вычислений, т.е. будут иметь вид

$$s_\Sigma^2 = K_1 s_T^2; \quad s_\Sigma = K_2 s_T, \quad (10)$$

где K_1 и K_2 – соответствующие коэффициенты.

При экспериментальном определении статистических характеристик разностей выборочных и «рассчитанных» помеховых реализаций $[\hat{x}(t) - \hat{x}(t)]$ и $[\hat{z}(t) - \hat{z}(t)]$, находятся дисперсии s^2 и СКО s , которые зависят от величин $q_{\text{вх}}$.

На рис. 13 и рис. 14 изображены экспериментально полученные дисперсии s^2 и СКО s в зависимости от $Q = N/M$ ($M = 32$) и $q_{\text{вх}}$, и рассчитанные по выражениям (10) теоретические кривые (пунктиры) дисперсии s_Σ^2 и СКО s_Σ (при $K_1 = 800$ и $K_2 = 19$ для $q_{\text{вх}} = -86$ дБ) помеховых реализаций с нанесенной теоретической кривой дисперсии s_Σ^2 .

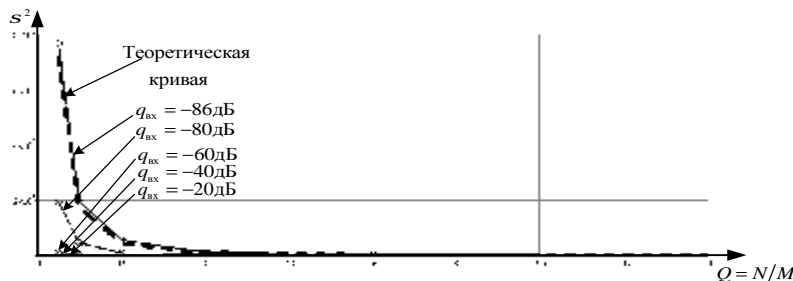


Рис. 13. Экспериментальные дисперсии s^2 разностей выборочных и «рассчитанных»

Таким образом, из анализа рис. 13 и рис. 14 видно, что теоретические кривые s_Σ^2 и s_Σ достаточно точно совпадают с экспериментально полученными кривыми s^2 и s . Увеличение значений Q сопровождается снижением погрешностей в расчетах помеховых реализаций. При фиксированных величинах M это приводит к увеличению размеров массивов N и увеличению количества вычислительных операций. Величины погрешностей относительно незначительно зависят от соотношений $q_{\text{вх}}$ при больших значениях Q .

Приемлемые значения получаемых погрешностей и количества вычислительных операций достигаются при значениях $Q = 64-128$.

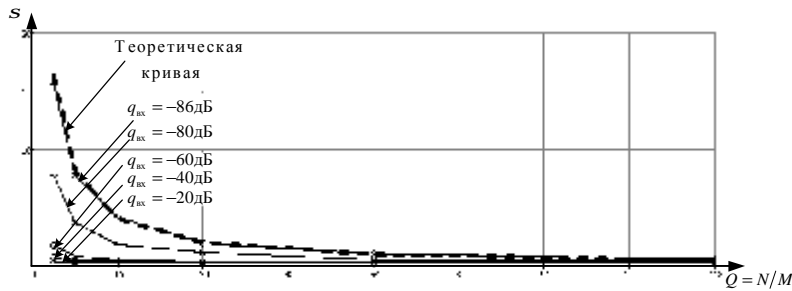


Рис. 14. Экспериментальные СКО s разностей выборочных и «рассчитанных» помеховых реализаций с нанесенной теоретической кривой СКО s_{Σ}

Литература

1. Литюк В.И., Литюк Л.В. Введение в основы теории математического синтеза ансамблей сложных сигналов: Учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 80 с.
2. Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.
3. Литюк Л.В., Литюк В.И. Повышение помехоустойчивости РЛС со сложными сигналами второго порядка // «Физика и технические приложения волновых процессов». Тезисы VII Международной научно-технической конференции посвященной 150-летию со дня рождения А.С.Попова. 15-21 сентября 2008 года. Самара, 2008. – С. 94-95.
4. Литюк Л.В., Литюк В.И. Повышение эффективности обработки сложных сигналов в радиолокационных станциях // «Модели и алгоритмы для имитации физико-химических процессов». Материалы Международной научно-технической конференции (8-12 сентября 2008 года, Таганрог, Россия). Таганрогский государственный педагогический институт. – Таганрог: Изд-во НП «ЦРЛ», 2008. – С. 307-320.
5. Литюк Л.В., Литюк В.И. Система связи со сложными сигналами второго порядка // Известия ЮФУ. «Технические науки». Материалы LIV научно-технической конференции. – 2009. – №1(90). – С. 34-42.

УДК 537.874.72.01

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

Т.А. Суанов

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

Приводится ряд численных результатов, полученных на основе нелинейных граничных условий импедансного типа на поверхности плоского нелинейного диэлектрика на металле для случая нормальной поляризации

падающего электромагнитного поля. Рассчитаны графики зависимостей комплексных амплитуд спектральных составляющих поверхностного электрического тока от напряжённостей падающего поля и угла падения.

В [1, 2] рассмотрена задача отражения плоского электромагнитного (ЭМ) поля от плоского слоя нелинейного диэлектрика на металле в случае двух ортогональных поляризаций падающего поля, там же представлены зависимости комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных токов от толщины слоя нелинейного диэлектрика. Ниже рассмотрим некоторые численные результаты для случая нормальной поляризации, а именно зависимости комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных токов от амплитуды падающего поля и угла падения.

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 ϵ_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).

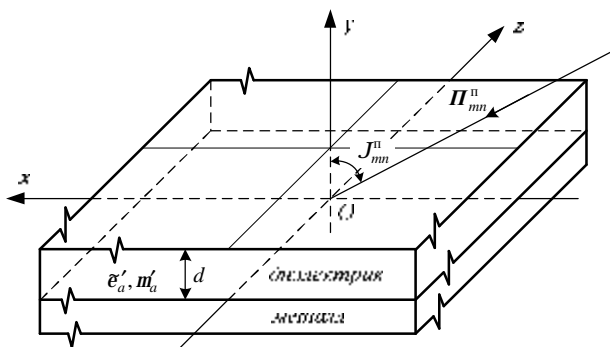


Рисунок 1

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

Падающее поле имеет единственную компоненту напряженности электрического поля:

$$E^{\text{II}}(p, t) = i_z E_z^{\text{II}}(p, t);$$

$$E_z^{\text{II}}(p, t) = \sum_{mn} E_{zmn}^{\text{II}} e^{ik_{1mn}y - ik_{2mn}x + iw_{mn}t}.$$

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

смещения $\partial_r D'_z$ 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, $\mathcal{E}_{-m-n}^\pi = (\mathcal{E}_{mn}^\pi)^*$.

При нормальной поляризации падающего ЭМ поля [1] имеем нелинейные граничные условия импедансного типа на поверхности нелинейного слоя ($y = d$)

$$2\mathcal{E}_{xmn}^{np} - \mathcal{E}_{xmn}^\pi \left(1 + R_{mn}^\perp e^{-i2k_{1mn}d}\right) e^{ik_{1mn}d} = \sum_{q=1}^Q (a_q + iw_{mn}b_q) \int_0^d \tilde{g}_{mn}^\perp(q, y) dy. \quad (1)$$

$$\text{Здесь } \mathcal{E}_{xmn}^\pi = \frac{k_{2mn} \mathcal{E}_{zmn}^\pi}{w_{mn} e_a};$$

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

где

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

\mathcal{E}_{mn}^{np} и \mathcal{E}_{mn}^π – комплексные амплитуды плоских волн, распространяющихся в направлении убывающих y , через которые могут быть выражены амплитуды эквивалентных поверхностных токов на слое диэлектрика; $k'_{1mn} = k'_{mn} \cos J_{mn}^{np}$; $k'_{2mn} = k'_{mn} \sin J_{mn}^{np}$; $k'_{mn} = w_{mn} \sqrt{\tilde{e}'_{amn} m'_a}$ и J_{mn}^{np} – угол преломления волны с частотой w_{mn} [1]; \tilde{e}'_{amn} и m'_a – соответственно абсолютные комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемости нелинейного вещества.

Правая часть (1) определяет нелинейное взаимодействие всех комбинационных составляющих на частотах w_{mn} , при этом

$$\begin{aligned} a_q &= (2i)^q j_q(E_z'^{cm}); \quad b_q = (2i)^q D_q(E_z'^{cm}); \\ j_q &= \frac{1}{q!} \frac{\partial^q j'_z(E'_z)}{(\partial E'_z)^q} \Big|_{E'_z = E_z'^{cm}}; \quad D_q = \frac{1}{q!} \frac{\partial^q D'_z(E'_z)}{(\partial E'_z)^q} \Big|_{E'_z = E_z'^{cm}}; \\ \tilde{g}_{mn}^\perp(q, y) &= \sum_{mn} \tilde{g}_{mn}^\perp(q-1, y) g_{m-\mu n-n}^\perp(y), \quad \text{при } q \geq 2; \\ g_{mn}^\perp(y) &= \tilde{g}_{mn}^\perp(1, y) = \mathcal{E}_{zmn}^{np} \sin k'_{1mn} y. \end{aligned}$$

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 $0 < y \leq d$).

Из второго уравнения Максвелла имеем для всех комплексных амплитуд на частоте ω_{mn}

$$\mathcal{H}_{xmn}^{np} = -Y'_{1mn} \mathcal{E}_{zmn}^{np}. \quad (2)$$

Тогда (1) – (2) определяют касательные составляющие векторов напряжённостей 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 (1), записанные для каждой комбинационной составляющей на частоте ω_{mn} , представляют собой систему нелинейных алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд \mathcal{H}_{xmn}^{np} .

При нормальной поляризации для комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных токов имеем

$$\mathcal{J}_{xmn}^e = -2i \mathcal{E}_{zmn}^{np} \sin k'_{1mn} d; \quad \mathcal{J}_{zmn}^e = -2 \mathcal{H}_{xmn}^{np} \cos k'_{1mn} d. \quad (3)$$

В качестве примера приведём расчетные зависимости комплексных амплитуд спектральных составляющих электрического тока на поверхности нелинейного слоя от угла падения. В рассматриваемом примере спектр падающего ЭМ поля содержит две равноамплитудные составляющие на частотах $\omega_{10} = 2p \cdot 10^{10}$ рад/с и $\omega_{01} = 2p \cdot 7,733 \cdot 10^9$ рад/с, амплитуды векторов напряженностей $|\mathcal{E}_{10}| = |\mathcal{E}_{01}| = 10$ 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/м², $D_1 = 20,41$ пФ/м, $D_2 = -2,181$ нФ/В, $D_3 = 2,359$ нФ/В².

Графики зависимостей комплексных амплитуд эквивалентных поверхностных электрических и магнитных токов на границе раздела линейной и нелинейной сред показаны ниже на рисунках. Для основных частот (ω_{10} и ω_{01}) – на рисунке 2, для нелинейных продуктов второго порядка – на рисунке 3. Наконец, на рисунках 4 и 5 приведены зависимости от напряжённости падающего поля (при $|\mathcal{E}_{10}| = |\mathcal{E}_{01}|$).

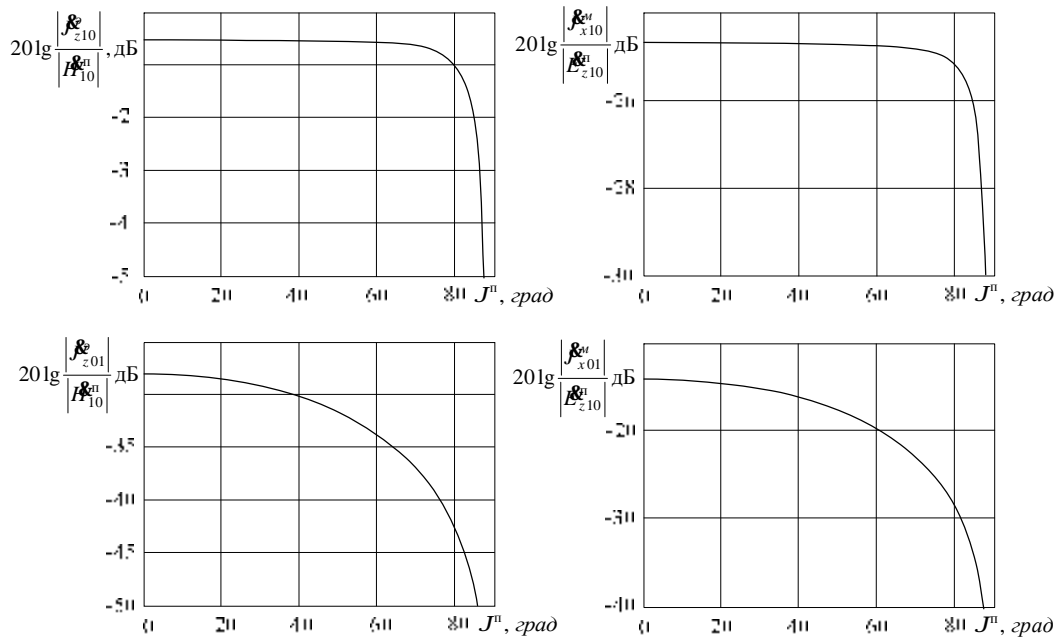


Рисунок 2

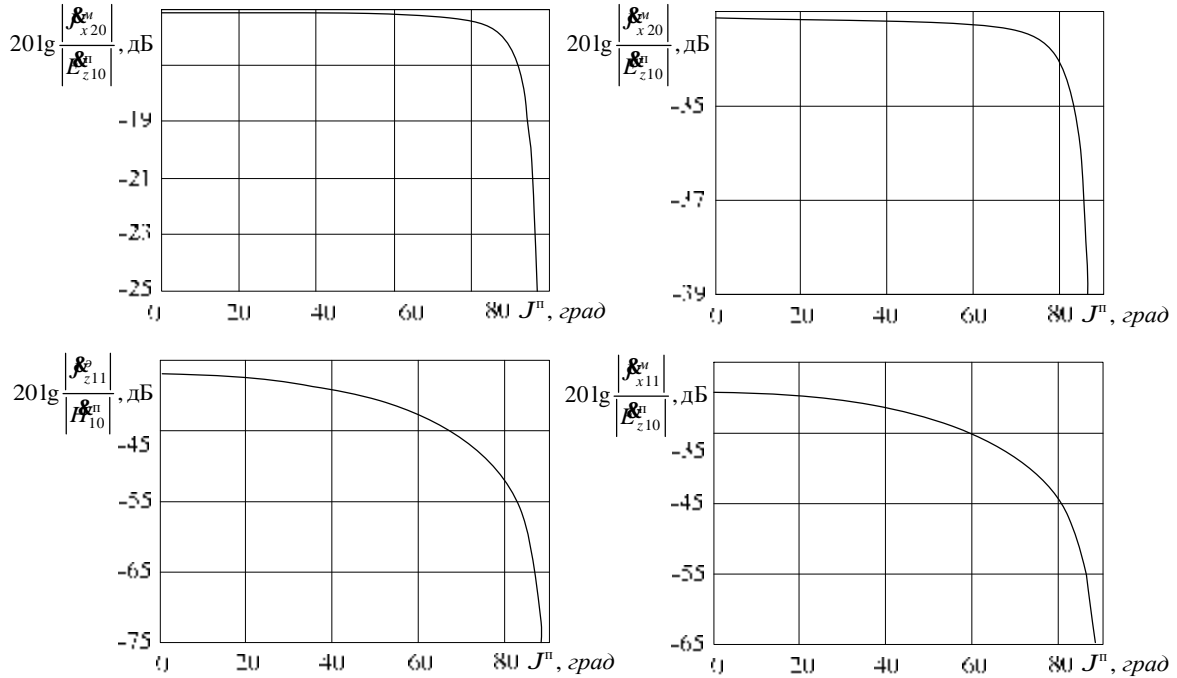


Рисунок 3

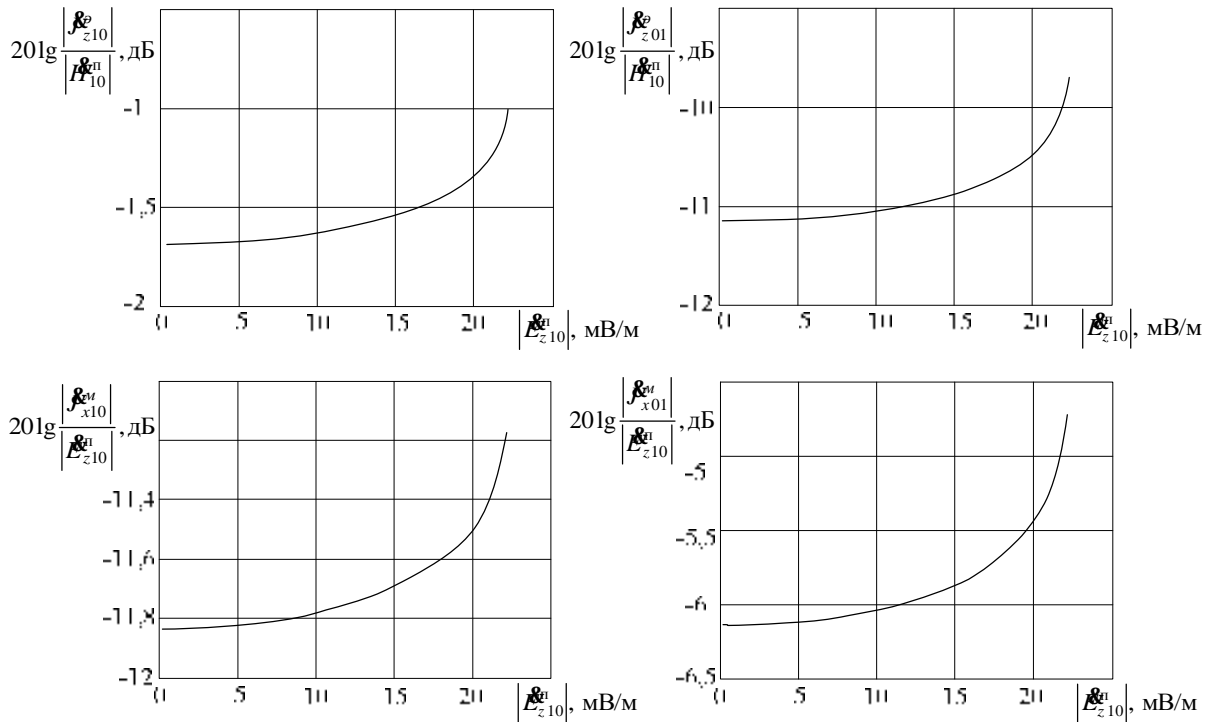


Рисунок 4

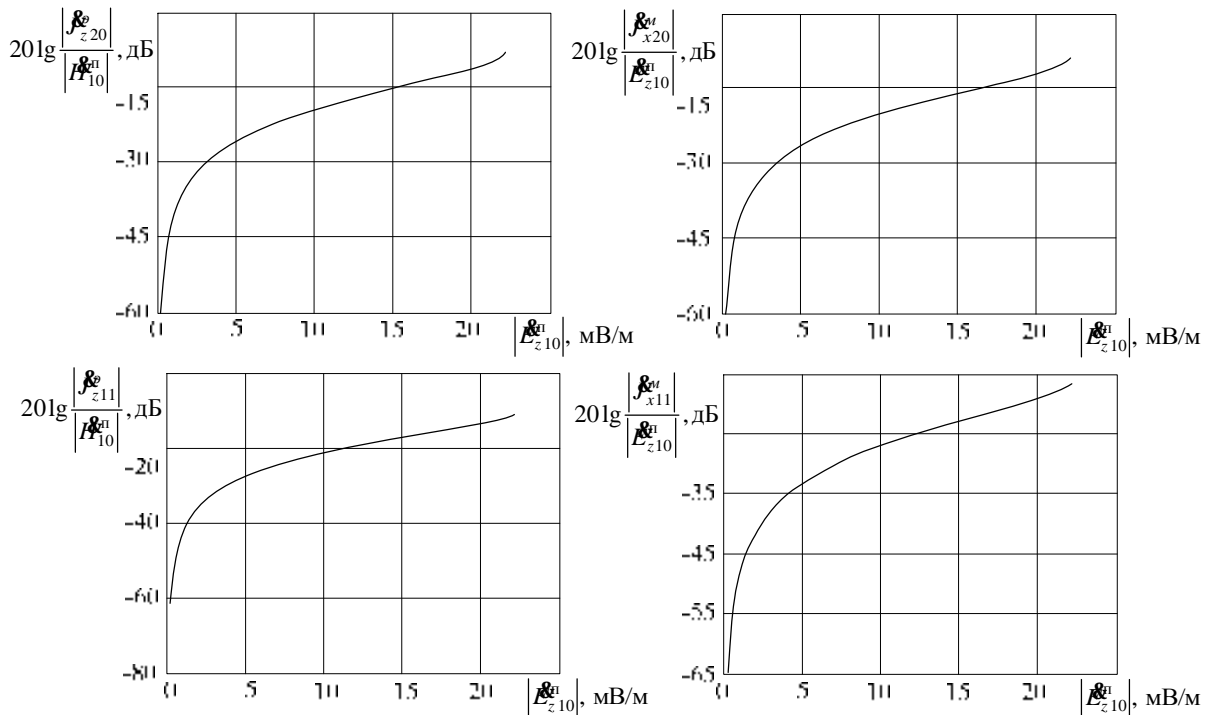


Рисунок 5

Как видно из рисунков изменение угла падения незначительно влияет на уровни нелинейных продуктов, рассеянных обратно в линейную среду (о них можно судить по комплексным амплитудам эквивалентных поверхностных токов), лишь при углах близких к случаю скользящего падения на слой нелинейного диэлектрика имеется их заметное снижение. Следует ожидать, что

две пластины, расположенные ортогонально (в виде прямоугольного уголкового отражателя) обеспечат практически равномерное обратное рассеяние. Зависимости от напряжённости падающего поля ожидаемо показывают, что нелинейное взаимодействие ЭМ поля со слоем диэлектрика тем более интенсивно происходит, чем больше амплитуды напряжённостей падающего поля на основных частотах.

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. Бломберг 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.

УДК 537.874.72.01

ПОЛЕ РАССЕЯНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО УГОЛКА С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

Т.А. Суанов

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

Метод интегральных уравнений комбинационных составляющих поверхностных токов и метод физической оптики применены для расчёта нелинейного уголкового отражателя. Рассчитаны эффективные эквивалентные площади обратного рассеяния на частотах падающего поля и комбинационных частотах.

Очень многие задачи позиционирования, принципиально неразрешимые методами классической радиолокации, могут быть решены применением нелинейной, если радиолокационный контраст цели обусловлен её способностью к преобразованию спектра зондирующего сигнала. Прежде всего, в список таких задач входят задачи обнаружения радиозакладок для несанкционированного доступа к аудио- или видеоинформации, спрятанного оружия, дефектов, – в общем, обнаружение объектов, в состав которых входят полупроводниковые элементы, либо нелинейные контакты типа металл-

диэлектрик-металл [1 – 3], и удалённые от локатора на небольшое расстояние. Не менее важным приложением нелинейной радиолокации является обнаружение терпящих бедствие людей. Люди, участвующие в потенциально опасных мероприятиях таких, например, как подъём в гору, поход в лес или плавание в море должны быть оснащены нелинейными маркерами [4, 5].

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

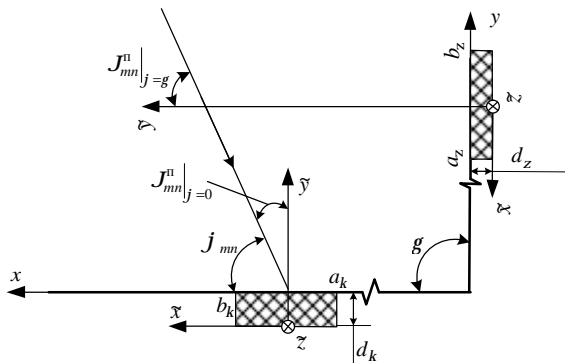


Рисунок 1

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

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

Вещество, заполняющее пространство над клином, линейное однородное и изотропное, его абсолютные комплексную диэлектрическую и магнитную проницаемости обозначим через $\tilde{\epsilon}_a$ и m_a .

Электродинамические параметры нелинейных веществ, образующих полосы, считаем независимыми от продольной координаты z (таким образом имеем двумерную задачу) и заданными в виде вольтамперных характеристик (ВАХ) $j'_x(E'_x)$ и $D'_x(E'_x)$, где индекс x означает проекцию на какую-либо координатную ось; E'_x , j'_x и D'_x – мгновенные значения компонент векторов напряженности электрического поля и плотностей тока проводимости и электрической индукции внутри слоя $0 < \tilde{y} \leq d_k$.

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

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

$$= 2t \tilde{H}_{zmn}^{gn} (1 - \cos k'_{1k mn} d_k) \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{\frac{ih^p}{2}} \cosh j_{mn} J_h(k_{mn} r) +$$

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

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

$$= 2t \tilde{H}_{zmn}^{gn} (1 - \cos k'_{1k mn} d_k) \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{\frac{ih^p}{2}} \cosh j_{mn} \cosh hg J_h(k_{mn} r) +$$

$$+ \cos k'_{1k mn} d_k \sum_{q=0}^Q (a_{qk} + i w_{mn} b_{qk}) G_{k mn}^{\parallel}(q). \quad (2)$$

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

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

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

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

Нелинейная правая часть

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

$$\tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(q, \tilde{y}) = \sum_{mn} \tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(q-1, \tilde{y}) g_{k m-u n-n}^{\parallel}(\tilde{y}), \text{ при } q \geq 2; \quad g_{k mn}^{\parallel}(\tilde{y}) = \tilde{g}_{k mn}^{\parallel}(1, \tilde{y}) = \tilde{E}_{\bar{x}mn}^{gp} \sin k'_{1mn} \tilde{y}.$$

Величины

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

где \tilde{e}'_{amn} и m'_a – параметры нелинейного слоя, образующего полосу с номером k при заданом поле смещения $E'_{\bar{x}} = E'_0$, J_{mn}^{np} – угол преломления падающего поля в слое $0 < \tilde{y} \leq d_k$, определяемый из закона преломления [6] через углы падения волн на грани J_{mn}^n (при $j = 0$ и при $j = g$), показанные на рисунке 1.

Ядра интегральных уравнений определяются выражениями

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

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

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

где J_h – функция Бесселя, $H_h^{(2)}$ – функция Ханкеля второго рода. Величины $t = p/g$; $h = ut$.

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

$$\mathcal{J}_{zmn}^{gu}(\tilde{x}) = 2i\mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{gp}(\tilde{x}) \sin k'_{1mn}d_k. \quad (3)$$

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

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{\tilde{x}mn}^{gu}(r) \Big|_{j=0} &= 2tH_{zmn}^{gu} \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih\frac{p}{2}} \cosh j_{mn} J_h(k_{mn}r) - \frac{w_{mn}\tilde{e}_{amn}t}{2} \times \\ &\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^{gu}(r') K_{00}(r', r) dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^{gu}(r') K_{0g}(r', r) dr' \right]; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{\tilde{x}mn}^{gu}(r) \Big|_{j=g} &= 2tH_{zmn}^{gu} \sum_{u=0}^{\infty} e_u e^{ih\frac{p}{2}} \cosh j_{mn} \cosh hg J_h(k_{mn}r) - \frac{w_{mn}\tilde{e}_{amn}t}{2} \times \\ &\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^{gu}(r') K_{g0}(r', r) dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^{gu}(r') K_{gg}(r', r) dr' \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Для клина с углом раскрыва $g = p/2$, вместо (1) и (2), используя выражения для производящих функций и теоремы сложения цилиндрических функций [7], получим

$$\begin{aligned} ik_{mn} \left[\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_1} \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{gp}(r') [H_0^{(2)}(k_{mn}(r+r')) + H_0^{(2)}(k_{mn}|r-r'|)] dr' + \right. \\ \left. + \sum_{k=N_1+1}^N \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{gp}(r') H_0^{(2)}(k_{mn}\sqrt{r^2+r'^2}) dr' \right] = \end{aligned} \quad (6)$$

$$= 2tH_{zmn}^{gu} (1 - \cos k'_{1mn}d_k) \cos(k_{mn}r \cos j_{mn}) + \cos k'_{1k_{mn}}d_k \sum_{q=0}^Q (a_{qk} + iw_{mn}b_{qk}) G_{k_{mn}}^{\parallel}(q);$$

$$\begin{aligned} ik_{mn} \left[\sum_{k=1}^{N_1} \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{gp}(r') [H_0^{(2)}(k_{mn}(r+r')) + H_0^{(2)}(k_{mn}|r-r'|)] dr' + \right. \\ \left. + \sum_{k=N_1+1}^N \tilde{Y}_{k,mn} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{E}_{\tilde{x}mn}^{gp}(r') H_0^{(2)}(k_{mn}\sqrt{r^2+r'^2}) dr' \right] = \end{aligned} \quad (7)$$

$$= 2tH_{zmn}^{gu} (1 - \cos k'_{1mn}d_k) \cos(k_{mn}r \sin j_{mn}) + \cos k'_{1k_{mn}}d_k \sum_{q=0}^Q (a_{qk} + iw_{mn}b_{qk}) G_{k_{mn}}^{\parallel}(q).$$

Интегральные выражения для эквивалентных поверхностных электрических токов примут вид

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{xmn}^e(r) \Big|_{j=0} &= 2tH_{zmn}^e \cos(k_{mn}r \cos j_{mn}) - \frac{w_{mn} \tilde{e}_{amn} t}{2} \times \\ &\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^e(r') [H_0^{(2)}(k_{mn}(r+r')) + H_0^{(2)}(k_{mn}|r-r'|)] dr' + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^e(r') H_0^{(2)}(k_{mn} \sqrt{r^2+r'^2}) dr' \right]; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{xmn}^e(r) \Big|_{j=g} &= 2tH_{zmn}^e \cos(k_{mn}r \sin j_{mn}) - \frac{w_{mn} \tilde{e}_{amn} t}{2} \times \\ &\times \left[\sum_{k=1}^{N_1} \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^e(r') H_0^{(2)}(k_{mn} \sqrt{r^2+r'^2}) dr' + \sum_{k=N_1+1}^N \int_{a_k}^{b_k} \mathcal{J}_{zmn}^e(r') [H_0^{(2)}(k_{mn}(r+r')) + H_0^{(2)}(k_{mn}|r-r'|)] dr' \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Если в приближении физической оптики считать, что распределения токов на поверхности нелинейно нагруженного уголкового отражателя совпадает с распределениями (3), (8) и (9), полученными из решения задачи для бесконечного клина, то можно приближённо рассчитать радиолокационные характеристики такого отражателя.

Используя определение эффективной площади рассеяния (ЭПР), данное в [8], в случае взаимного приёма могут быть рассчитаны ЭПР на каждой из частот w_{mn} . ЭПР нормированные на величину

$$s_o = 4p h^2 (a_i^2 + b_i^2) / I_{10}^2,$$

приведены на рисунке 2. Здесь h – длина ребра уголкового отражателя, a_i и b_i – соответственно длины верхней и нижней граней

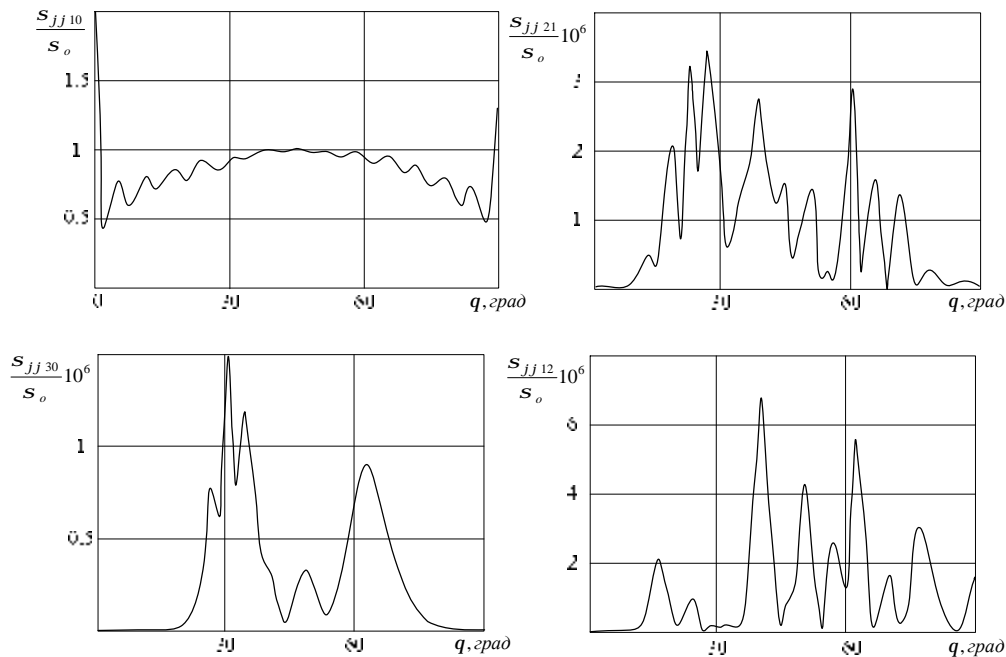


Рисунок 2.

В рассматриваемом случае отражатель – это двугранный уголок с квадратными гранями со сторонами $a_i = b_i = h = 3I_{10}$, где I_{10} – длина волны

падающего на частоте w_{10} ЭМ поля. Удаленный сторонний источник, создаёт у поверхности клина локально плоское ЭМ поле с двумя равноамплитудными спектральными составляющими на частотах $w_{10} = 2p \cdot 10^{10}$ рад/с и $w_{01} = 2p \cdot 7,733 \cdot 10^9$ рад/с с амплитудами $|E_{10}| = |E_{01}| = 10$ мВ/м. Единственная нелинейная полоса расположена на верхней грани $a_1 = l_{10}$, $b_1 = 2l_{10}$ и образована плоским слоем идеального диэлектрика (в объеме слоя отсутствуют токи проводимости). Предполагаем внутри вещества полосы наличие однородного электростатического поля смещения E'_0 . В окрестности этой точки ВАХ представлена рядом Тейлора

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

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

Таким образом, ЭПР прямоугольного углового отражателя на согласованной поляризации при заданной ВАХ полосы на грани уголка на частоте падающего поля мало отличается от измеренной [9]; но на комбинационных частотах ЭПР оказывается меньше на 5-6 порядков.

Литература

1. Щербаков Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов. "Специальная техника", 1999 г., № 1. С. 34.
2. Штейншлейгер В.Б., Мисежников Г.С. Способ дистанционного обнаружения предметов, скрытых под одеждой людей, и устройство для его осуществления. А.с. №970109609/09. Б.И. 1999. №17. Ч.1. С. 204.
3. Борисов А.Р., Вернигоров Н.С. Способ контроля параметров полупроводниковых приборов. Авторское свидетельство № 157404, 1988 г.
4. Горбачев А.А., Данилов В.И., Чигин Е.П., Васенков А.А. Обнаружение нелинейных рассеивателей при проведении поисковых работ // Радиотехника и электроника, 1996. Т.41, №8. С. 951 – 953.
5. Бабанов Н.Ю., Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П., Чигин Е.П. Об использовании эффекта нелинейного рассеяния при поиске терпящих бедствие на воде // Радиотехника и электроника, 2000. Т.45. №6. С. 676 – 680.
6. 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.
7. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. Под. ред. М. Абрамовица и И. Стиган.–М.: Наука, 1979. – 832 с.
8. Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П., Чигин Е.П. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т.41. №5. – С. 558 – 562.
9. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. – М.: Радио и связь. 1975. – 248 с.

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Д.В. Орёл

Ставропольский государственный университет, г. Ставрополь kde.def@gmail.com

Предлагается метод повышения помехозащищённости навигационных радиосигналов на основе стохастической смены квазиортогональных кодовых последовательностей, используемых для кодового разделения каналов.

На сегодняшний день глобальные спутниковые радионавигационные системы (СРНС) используются во многих сферах деятельности. Последние годы подсистемы, применяющие навигационные данные СРНС ГЛОНАСС, активно внедряются в различные системы диспетчеризации общественного транспорта и транспорта специальных служб, системы радиосвязи, логистики, охраны и мониторинга подвижных объектов и в других областях.

Зависимость различных систем, в особенности систем управления транспортом, от получения навигационной информации СРНС неуклонно возрастает. Пользователи предъявляют особые требования к функционированию СРНС [1]. Среди них особо можно выделить требования, представленные в таблице 1.

Таблица 1 – Требования, предъявляемые пользователями СРНС

| Требования | Авиатранспорт | Водный транспорт | Наземный транспорт |
|---|----------------------|-------------------------|---------------------------|
| Доступность СРНС | 0,999 - 0,99999 | 0,995 – 0,999 | 0,99 |
| Целостность СРНС | 0,999 | 0,9 - 0,95 | 0,95 |
| Непрерывность обслуживания (время простоя), с | 1-15 | 10 | - |

Как видно из таблицы, требования подразумевают устойчивое функционирование СРНС с возможными периодами отсутствия навигационной информации в течение 1-15 секунд. Дестабилизация работы СРНС может привести к нарушению функционирования других жизненно важных систем: возможны аварии и крушения судов, нарушения работы аэропортов, морских и речных портов. Таким образом могут быть реализованы угрозы как локального и регионального, так и государственного масштаба. В этом особенно могут быть заинтересованы террористические организации и зарубежные спецслужбы.

При этом у коммерческих транспортных компаний и других гражданских пользователей отсутствует доступ к военным навигационным сигналам, обладающим повышенной точностью и помехозащищённостью.

В последние годы появилось большое количество устройств, предназначенных для противодействия работе СРНС [2]. Они направлены на радиоэлектронное подавление (РЭП) канала «спутник - навигационный приёмник», имеют разные характеристики по габаритам, энергопотреблению, дальности и эффективности, но факт их наличия создаёт угрозу функционирования различных систем, активно использующих сигналы спутниковой радионавигации.

В общем виде схема радиолинии связи, действующей в условиях радиоэлектронного подавления, представлена на рисунке 1 [3]. В верхней части показана типовая структурная схема радиолинии связи, предназначенная для передачи дискретной информации, включающая блок передающей и блок приёмной аппаратуры. На передающей стороне радиолинии связи обозначено: ИИ – источник информации, КД – кодирующее устройство, МД – модулятор, ПРД – собственно передатчик. На приёмной стороне радиолинии связи: ПРМ – приёмное устройство, ДМД – демодулятор, ДКД – декодирующее устройство (декодер), ПИ – получатель информации. Станция РЭП включает в себя следующие основные устройства: Адапт. ФАР – адаптированная фазированная антенная решётка, ПРМ₁ – разведывательное приёмное устройство, ПЛНГ – пеленгатор, ИВУ – измерительно-вычислительное устройство, ПРД₁ – передатчик помех, Управл. ФАР – управляющая фазированная антенная решётка, Управл. ЭВМ – управляющая ЭВМ, в общем случае осуществляющая управление программой функционирования станции РЭП.

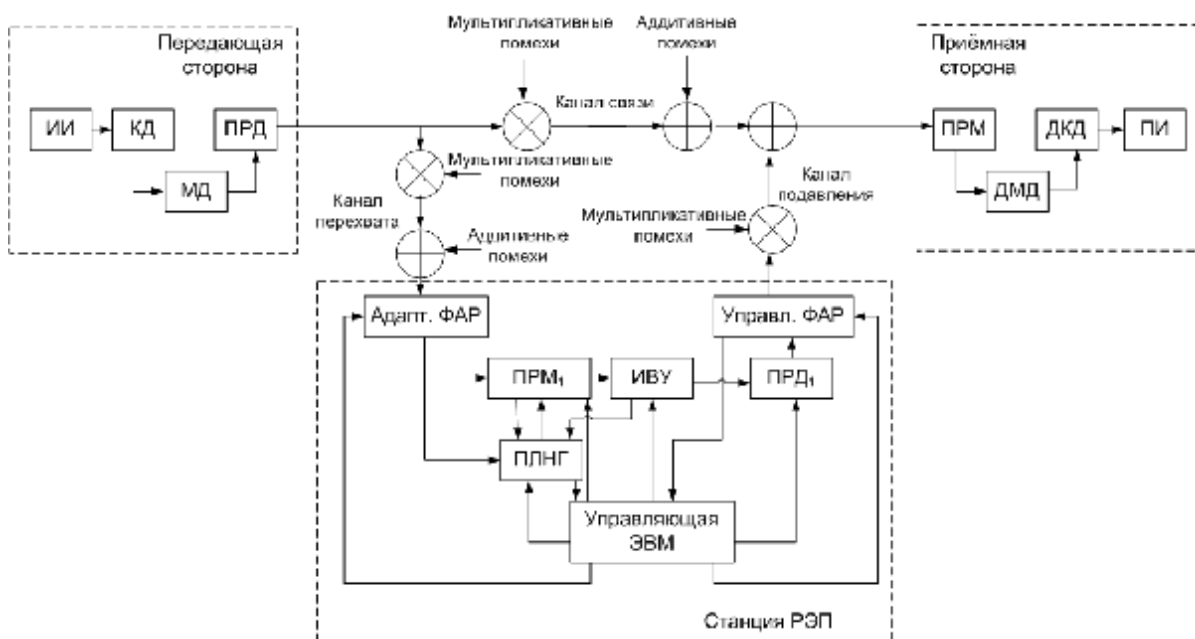


Рисунок 1 – Схема радиолинии связи, действующей в условиях радиоэлектронного подавления

В общем случае в канале связи на сигналы $s(t)$ действуют мультипликативная и аддитивная помехи. Эти помехи полагаем непреднамеренными. Если помеха РЭП отсутствует, то на входе приёмника ПРМ наблюдаем случайный процесс $x(t) = \mu(t)s(t) + \xi(t)$.

Сигналы, излучаемые передатчиком ПРД, распространяются к адаптивной ФАР станции РЭП по каналу, отличному от канала «ПРД – ПРМ». При этом на сигналы в канале «ПРД – Адапт. ФАР» действует в общем случае мультипликативная и аддитивная помехи. Естественно допустить, что приёмно-пеленгационная система станции РЭП имеет адаптивную или активную ФАР с управляемой диаграммой направленности. Принятые сигналы одновременно поступают на вход разведприёмника ПРМ₁ и пеленгатора ПЛНГ, которые связаны между собой. Выходные сигналы с пеленгатора подаются на управляющую ЭВМ, которая производит управление программой функционирования станции РЭП. Приёмник ПРМ₁ производит поиск на частоте, обнаружение и оценивание сигналов. Эти данные поступают на ИВУ, которое производит анализ полученных данных и синтез оптимальной помехи на выходе передатчика помех ПРД₁. Данные с выхода ПЛНГ подаются на управляющую ЭВМ, которая осуществляет управление антенной системой. Структура помех может быть самой различной.

В представленной схеме радиосвязи в условиях РЭП подразумевается, что передающая сторона может изменять параметры сигналов для препятствования постановке эффективной помехи РЭП. Станция РЭП в свою очередь ведёт непрерывный анализ параметров передаваемого сигнала и изменяет параметры помехи для повышения её эффективности. Под эффективностью помехи понимается отношение затрат ресурсов (прежде всего энергетических) для её генерации к вероятности правильной обработки сигнала на приёмной стороне.

Параметры существующих гражданских сигналов СРНС в настоящее время статичны: метод модуляции, скорость передачи данных и ансамбль расширяющих последовательностей для кодового разделения каналов неизменны. Таким образом, аппаратура РЭП СРНС может быть существенно упрощена по отношению к общей схеме (Рисунок 1) и понижена её стоимость и, тем самым, доступность для злоумышленников.

Следует отметить удовлетворительную энергетическую скрытность проектируемых гражданских сигналов СРНС и возможность реализации удовлетворительной информационной скрытности передаваемых навигационных сообщений. При этом структурная скрытность навигационных сигналов остаётся неудовлетворительной [4].

Структурная схема передающей аппаратуры на навигационных спутниках представлена на рисунке 2. каждый навигационный спутник СРНС излучает несколько навигационных сигналов. При этом один и тот же навигационный сигнал (например, PPS в СРНС GPS Navstar) может излучаться на разных частотах. Для каждого сигнала на каждом спутнике имеется генератор расширяющего кода, генерирующий закреплённую за этим спутником расширяющую последовательность. На рисунке 2 навигационный сигнал 1

излучается как на несущей частоте 1, так и в синфазной составляющей на несущей частоте N. Навигационный сигнал N излучается только в квадратурной составляющей на несущей частоте N.

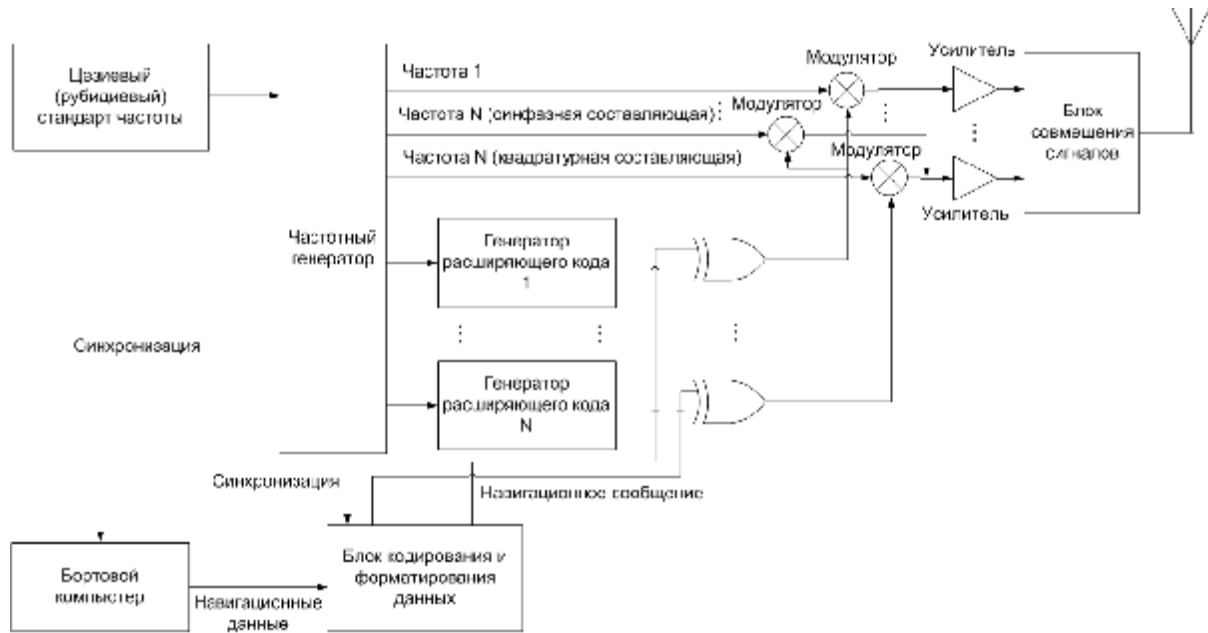


Рисунок 2 – Структурная схема передатчика навигационных сигналов на спутнике СРНС

Для повышения структурной скрытности навигационных сигналов СРНС и в рамках мероприятий по развитию ГЛОНАСС [5] предлагается ввести новый навигационный сигнал со стохастической сменой ансамбля расширяющих последовательностей для кодового разделения каналов. Генераторы расширяющих кодов для нового навигационного сигнала способны генерировать десятки тысяч ансамблей квазиортогональных расширяющих последовательностей с удовлетворительными корреляционными характеристиками. Таким образом существенно усложняется задача станции РЭП по анализу параметров сигнала и генерации эффективной помехи. В случае, когда время разведки сигнала системой РЭП будет превышать время смены ортогональных ансамблей, определение параметров сигнала окажется невозможным и система РЭП не сможет генерировать эффективную помеху для подавления СРНС.

При этом следует учитывать ряд факторов:

1. Доступ к навигационным приёмникам, способным принимать сигнал со стохастической сменой ансамблей квазиортогональных кодовых последовательностей должен быть регламентирован с целью предотвращения попадания в руки противника информации о параметрах сигнала и алгоритме их изменения. Предполагается, что такие приёмники будут распространяться среди пользователей, предъявляющих особые требования к функционированию СРНС, о которых говорилось ранее.

2. Механизм работы радиоканала со стохастической сменой кодовых последовательностей должен позволять санкционированным пользователям осуществлять начальную синхронизацию и работу с использованием одного сигнала, так как в условиях РЭП сигналы со статичными параметрами могут быть подавлены помехами, и их использование будет невозможно.

Введение навигационного сигнала с повышенной структурной скрытностью приведёт к повышению помехозащищённости СРНС [4]. Это в свою очередь снизит вероятность реализации угроз системам, активно использующим навигационные сигналы СРНС.

Литература

1. Радионавигационный план Российской Федерации «Основные направления развития радионавигационных систем и средств» (утверждён приказом Минпромторга от 2.09.2008 №118) // <http://www.internavigation.ru>
GPS Jammers // <http://gpsjammers.net>
2. Борисов В.И., Зинчук В.М. Помехозащищённость систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. Изд. 2-е, исправленное – М.: РадиоСофт, 2008. – 260 с.
3. Орёл Д.В. Повышение помехозащищённости спутниковых радионавигационных систем с кодовым разделением каналов. // Материалы I Всероссийской молодёжной конференции по проблемам информационной безопасности ПЕРСПЕКТИВА-2009.– Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009.–324 с.
4. Федеральная целевая программа «Глобальная навигационная система» // <http://www.fcp.vpk.ru>

ПРОСТРАНСТВЕННО-ДОПЛЕРОВСКИЙ АЛГОРИТМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА РЕЛЬЕФОМ

Е.О. Евдокимова

Руководитель проф., зав.каф. ТОР В.П. Федосов
*Таганрогский институт Южного федерального университета,
кафедра теоретических основ радиотехники*

Рассматривается алгоритм слежения за рельефом местности с использованием методов современного спектрального оценивания.

Система слежения за рельефом местности используется во время полета на малых высотах для облета препятствий, обеспечения работы автопилота, дистанционного управления, составления маршрутов и картографирования местности. В данной работе рассматривается задача слежения за рельефом в режиме облета препятствий.

Факторы, определяющие целесообразность полётов на малых высотах[1]:

1. Дальность обнаружения и наблюдения самолетов наземными средствами ограничена условиями прямой видимости. Кроме того, дальность

зависит от высоты местных предметов, закрывающих углы наблюдения, близкие к горизонту. К таким объектам относятся, например, возвышенности, лес, высотные строения и др.

2. Обнаружение низколетящих объектов радиолокационными системами затруднено также маскировкой их отметок отражениями от местных предметов и от поверхности земли. Таким образом, даже в пределах прямой видимости цель сложно обнаружить из-за помех, создаваемых местными предметами;

3. Наличие отражений от местных предметов и от поверхности земли уменьшает дальность и точность сопровождения низколетящих целей радиолокационными системами и снижает их эффективность.

Преимущества полетов на малых высотах сопряжены с повышением опасности столкновения с поверхностью земли или с наземными препятствиями. Необходимость решения задач обхода, облета препятствий обуславливает актуальность разработки соответствующих алгоритмов работы бортовых радиолокационных станций (РЛС).

Целью работы являлась разработка алгоритма слежения за рельефом с помощью бортовой РЛС. В результате работы алгоритма нужно определять месторасположение опасных препятствий в направлении полета носителя РЛС (например, самолета).

Пусть, для излучения и приема зондирующих импульсов используется горизонтальная линейная антенная решетка (АР) из N элементов. Такая решетка может разрешить $N-1$ объектов по азимуту. Задача слежения за рельефом требует высокого углового разрешения для четкого отображения границ препятствий. Для определения угловых координат эффективно применять методы современной пространственно-временной обработки и алгоритмы оценки пространственного спектра. Наибольшим разрешением из множества известных методов спектральной оценки обладает метод MUSIC[2].

Сигналы с различных каналов дальности приходят с задержкой и разделяются по времени прихода.

Угловая координата по углу места вычисляется по доплеровскому сдвигу центральной частоты отраженного сигнала. Сдвиг f_d зависит от скорости полета носителя РЛС и от угла φ между направлением полета самолета и направлением на элемент поверхности.

$$f_d = \cos(\varphi) \cdot 2v_c \cdot \frac{f_0}{c}, \quad (1)$$

где v_c – скорость полета самолета;

f_0 – центральная частота заполнения излучаемых зондирующих импульсов;

c – скорость света.

Скорость полета известна, значение доплеровских сдвигов вычисляется в результате спектрального анализа отраженных сигналов, тогда отклонение φ из выражения (1):

$$\varphi = \arccos\left(\frac{f_d}{f_0} \cdot \frac{c}{2v_c}\right). \quad (2)$$

При известном φ и азимуте α можно найти значение угломестной координаты, исходя из следующих геометрических соображений.

Пусть самолет движется в направлении, обратном направлению оси z согласно рисунку 1, тогда элемент рельефа, отразивший зондирующий импульс лежит в плоскости XY , которая перпендикулярна направлению полета, и отмечен как точка O .

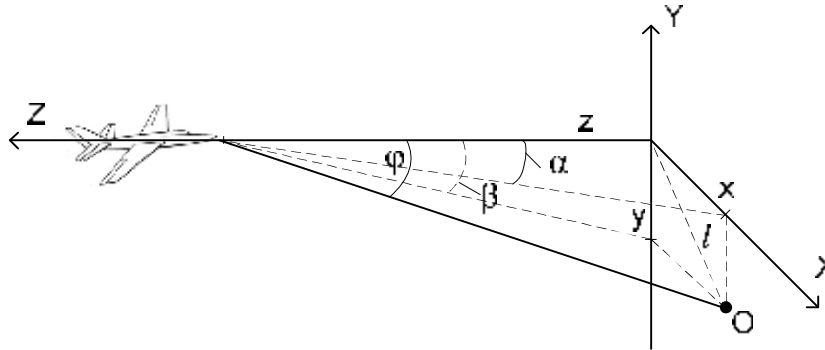


Рисунок 1 – Угловые координаты

Для пирамиды с ребрами x , y , z , l верны следующие соотношения:

$$\begin{cases} x = z \cdot \operatorname{tg}(\alpha); \\ l = z \cdot \operatorname{tg}(\varphi); \\ y = \sqrt{l^2 - x^2}; \\ \operatorname{tg}(\beta) = \frac{y}{z}. \end{cases} \quad (3)$$

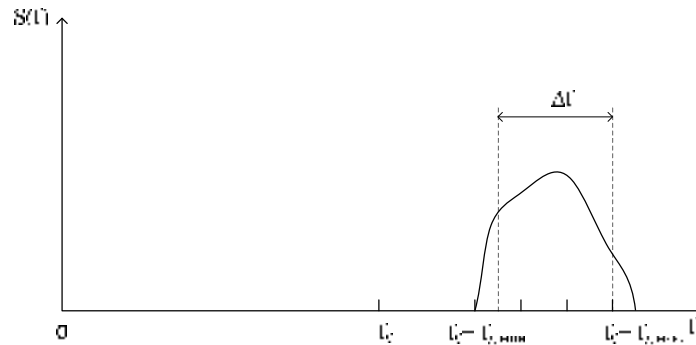
Решая систему (3), получим выражение для искомого угла места:

$$\beta = \arctg(\sqrt{\operatorname{tg}^2(\varphi) - \operatorname{tg}^2(\alpha)}). \quad (4)$$

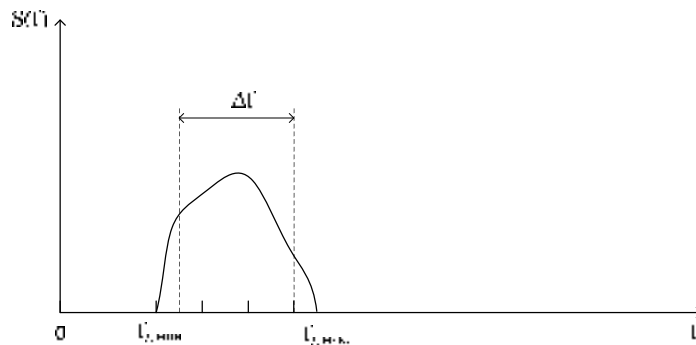
Алгоритм обработки сигналов на выходе N каналов АР содержит следующие операции:

1. Выделение комплексной огибающей (КО) сигналов с выходов элементов АР с сохранением значений доплеровских смещений частоты. Ожидаемый диапазон частот принимаемого сигнала: $f_0 + f_{д\text{ мин}} \dots f_0 + f_{д\text{ макс}}$, где $f_{д\text{ мин}}$ и $f_{д\text{ макс}}$ минимальное и максимальное доплеровские отклонения соответственно. Амплитудный спектр принимаемого сигнала и его КО изображены на рисунке 2;
2. Дискретизация КО сигналов на выходах АР;
3. Накопление k отсчетов КО с каждого канала: получение матрицы отсчетов КО X размером $N \times k$;
4. Быстрое преобразования Фурье (БПФ) для каждого набора отсчетов: вычисление N спектров $S_1(0 \dots k-1)$, $S_2(0 \dots k-1) \dots S_N(0 \dots k-1)$ с числом спектральных составляющих, равным k ;
5. Анализ спектрального состава сигналов: определение доплеровских смещений частоты $f_{дi}$;
6. Вычисление усредненной корреляционной матрицы (КМ) $R = \langle X \cdot X^H \rangle$ размером $N \times N$, Символ $\langle * \rangle$ обозначает операцию взятия математического ожидания;

8. Вычисление собственных векторов и чисел КМ $R = \sum_{i=0}^N \lambda_i \cdot v_i \cdot v_i^H$, где λ_i – собственные числа КМ R; v_i – собственные вектора КМ R; v_i^H – эрмитова матрица относительно v_i ;



а. Спектр принимаемого сигнала



б. Спектр комплексной огибающей

Рисунок 2 – Амплитудные спектры сигналов

9. Вычисление пространственного спектра:

$$D(e^{j\omega}) = 1 - F_0^H(\omega) [\sum_{i=0}^N v_i \cdot v_i^H] F_0(\omega); \quad (5)$$

где $F_0(\omega)$ – опорный (управляемый) вектор волнового фронта; ω – пространственная частота;

$$w = \frac{2pd}{\lambda} \sin \theta; \quad (6)$$

где d – расстояние между элементами АР; λ – длина волны принимаемого колебания; θ – угол прихода.

$$F_0(w) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 \ e^{jw} \ e^{j2w} \ \dots \ e^{j(N-1)w}]^T. \quad (7)$$

10. Анализ пространственного спектра (5): определение азимутальных координат объектов α_i ;

11. Вычисление угломестных координат β_i по формулам (1), (2), (4).

12. Индикация результатов.

В статье был рассмотрен вариант алгоритма слежения за рельефом. Алгоритм предусматривает обработку в рамках одного канала дальности. После

вычисления и индикации угловых координат объектов в одном канале дальности, начинается обработка в следующем. Пусть число каналов дальности равно M , тогда результатом обработки одного принимаемого отраженного импульса будет трехмерная матрица размером $N \times M \times k$. Каждый элемент матрицы представляет собой некоторый разрешаемый объем, имеет три пространственные координаты и включает в себя информацию о своем содержимом: свободное пространство, либо препятствие.

При определении угловых координат по значениям доплеровских смещений, необходимо учитывать, что функциональной зависимостью (1) между углом φ и смещением f_d является косинус. Это значит, что при уменьшении отклонения φ угловое разрешение будет ухудшаться.

Литература

1. Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов. Радиовидение. РЛС дистанционного зондирования земли, М.: Радиотехника, 2005 г., 370 стр.
2. Марпл мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.;
3. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Защита радиолокационных систем от помех – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.;
4. Сергеенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – Спб.: Питер, 2003. – 608 с.;

УДК 681.51 + 621.793.6

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЧ РАДИОВОЛН ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ПРОЦЕССОВ КОНТАКТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МАТЕРИАЛОВ

В.И. Бутенко, Д.С. Дуров, Л.В. Гусакова

*Технологический институт Южного федерального университета
в г. Таганроге, mkk@egf.tsure.ru*

В современном машиностроении находят применение сверхвысокочастотные (СВЧ) методы неразрушающего контроля материалов, использующие диапазон длин волн от 1 до 100 мм [1]. К сожалению, эти методы не нашли широкого применения в металлообработке и контроле качества металлических конструкций, так как радиоволны практически полностью отражаются от металлов. Тем не менее, существуют области машиностроения, в которых использование СВЧ методов не только возможно, но и весьма эффективно. К таким областям относятся контактные процессы, происходящие при взаимодействии материалов [2].

Известно, что радиоволновые методы значительно расширяют область контроля динамических характеристик, связанных с перемещением, вибрацией, скоростью и т.д. При этом решающим фактором точности выполняемых измерений является длина волны: чем короче волна, тем выше точность измерений. С этой точки зрения представляется возможным исследование

промежуточного наноструктурного слоя, возникающего в зоне динамического контакта материалов трибосистемы.

Образующиеся в зоне контактов материалов наноструктуры имеют кластерное строение [3], вследствие чего неустойчивы к внешним воздействиям. Степень устойчивости наноструктурных образований на поверхностях контактирующих материалов может быть исследована при помощи СВЧ преобразователя, реализующего резонансный метод (рис. 1). Порог чувствительности такого преобразователя обычно находится в диапазоне $10^{-3} - 10^{-6}$ мм, т.е. на уровне атомно-молекулярного строения материала.

Предполагается, что кластерные наноструктуры на поверхностях контактирующих материалов имеют свой потенциал, который зависит от степени подвижности свободных электронов кристаллических решеток [2, 4], вследствие чего он принимает различные значения не только от вида и состояния контактируемых материалов, но и условий контактирования. Это можно зафиксировать по смещениям и амплитуде отраженных радиоволн. Одновременно может быть исследован характер распределения электропотенциалов по поверхности металла, что косвенно будет свидетельствовать о равномерности распределения кластерных наноструктур.

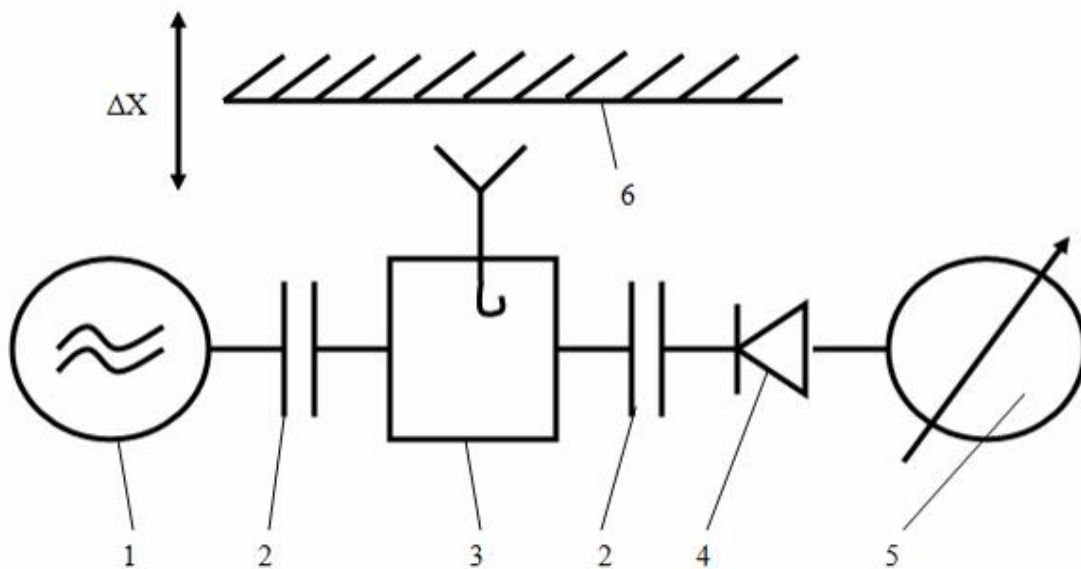


Рис. 1. Схема СВЧ преобразователя на резонансном методе: 1 – СВЧ генератор; 2 – резонатор; 3 – элемент связи резонатора с антенной; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор; 6 – исследуемая поверхность материала

С другой стороны, электропотенциалы кластерных наноструктур формируют энергетическое поле поверхностного слоя детали, определяющее его эксплуатационные свойства. Действительно, квантово-механическое моделирование кластерной системы из N частиц с массами m_i приводит к гамильтониану

$$\tilde{H} = \sum_{i=1}^N \left[-\frac{\mathbf{h}^2}{2m_i} \nabla_i^2 + V_i(r_i) \right] + \sum_{\substack{i,k=1 \\ i \neq k}}^N V_{ik}(r_i, r_k), \quad (1)$$

где \mathbf{h} – Постоянная планка;

∇_i – оператор Гамильтона для i – й частицы;

$V_i(r_i)$ – заданный внешний потенциал, в котором находится i -я частица кластера;

$V_{ik}(r_i, r_k)$ – потенциал взаимодействия между i -й и k -й частицами кластера.

$$\tilde{H}\tilde{\varphi} = E\tilde{\varphi}, \quad (2)$$

где E – полная энергия материала поверхностного слоя детали;

$\tilde{\varphi}$ – волновая функция, зависящая от $3N$ координат конфигурационного пространства всех частиц кластерной системы

$$\tilde{\varphi} = \tilde{\varphi}(x_1, y_1, z_1, \dots, x_i, y_i, z_i, \dots, x_N, y_N, z_N). \quad (3)$$

Если провести соответствующие преобразования зависимостей (1) – (3) при условии, что изменение расположения электронов вокруг каждого атома рассматриваемой кластерной системы пренебрежительно мало, то получится следующее выражение для определения энергии материала поверхностного слоя детали [2]:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^N U_{ij} + \frac{1}{6} \sum_{\substack{i,j,k=1 \\ i \neq j \neq k}}^N U_{ijk} + \dots, \quad (4)$$

где U_{ij} , U_{ijk}, \dots – потенциал взаимодействия между атомами кластерной наноструктуры.

Из выражения (4) следует, что энергетическое состояние материала поверхностного слоя детали, подвергнутой механической обработке или находящейся в динамическом контакте с материалом сопряженной детали, зависит от числа N , т.е. размеров кластерных наноструктур. Их величины можно будет с достаточно высокой степенью точности определять при помощи СВЧ преобразователя, предварительно протарировав его по наноструктурам, размеры которых установлены, например, на сканирующем туннельном микроскопе с высоким разрешением.

Литература:

1. Технический контроль в машиностроении: Справочник проектировщика / Под общ. ред. В.Н. Чупырина, А.Д. Никифорова. – М.: Машиностроение, 1987. – 512 с.
2. Бутенко В.И. Электронно-дислокационная теория контактного взаимодействия поверхностей твердых тел. – Таганрог: Изд-во Технологического института ЮФУ. – 2007. – 208 с.
3. Бутенко В.И., Фоменко Е.С. Кластерный механизм механических свойств конструкционных материалов // Инженер. Студ. научно-технич. журнал. – Донецк: Изд-во Дон НТУ, 2008, №9. – С. 19 – 22.

4. Бутенко В.И. Износ деталей трибосистем. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 236 с.

УДК 81.51+669.539.67

РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТЕЙ КОНТАКТИРУЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

В.И. Бутенко, Д.С. Дуров, Л.В. Гусакова

Технологический институт Южного федерального университета, mkk@egf.tsure.ru

В статье приведены устройство и методика радиоэлектронного зондирования поверхностей деталей, обеспечивающие диагностику трибосистем и направленные на повышение стойкости инструмента и износостойкости поверхностного слоя деталей, подвергнутых различным способам механической обработки.

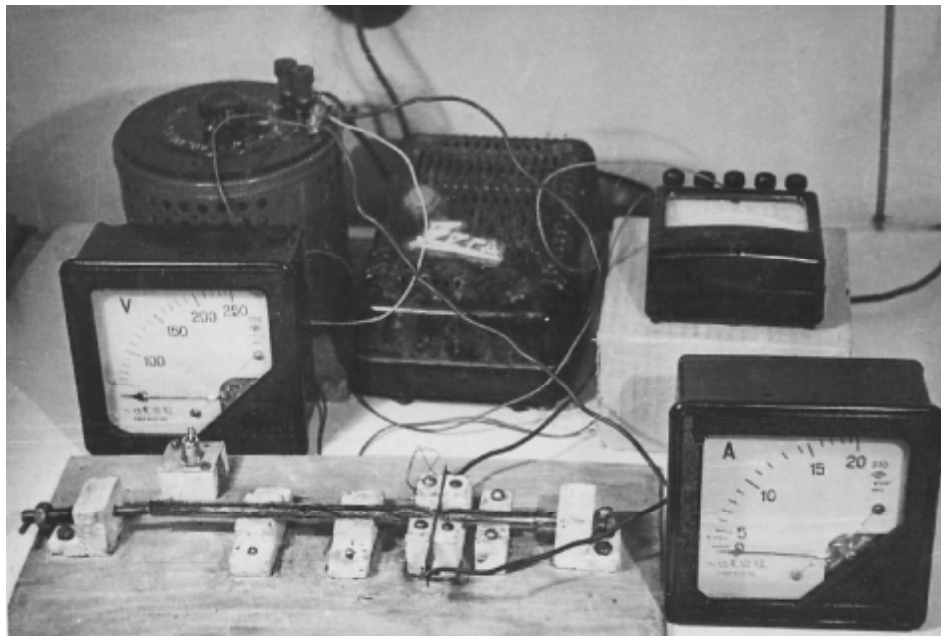
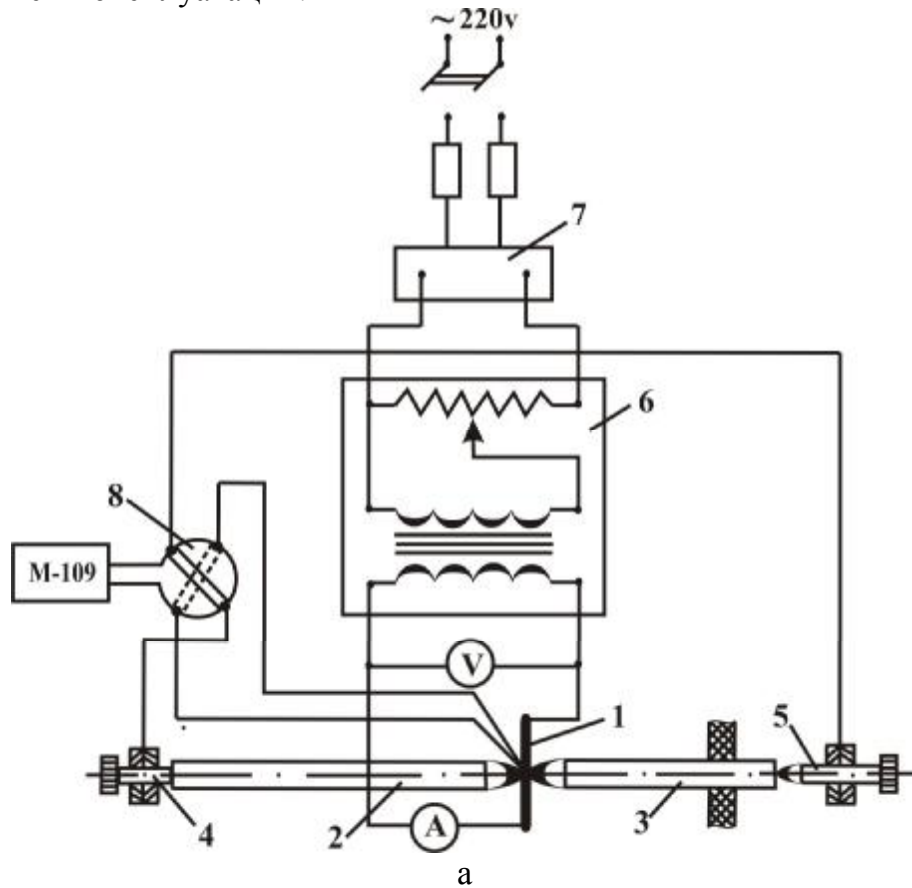
Прогнозирование эксплуатационных свойств деталей, подвергнутых различным способам механической обработки и контактирующих в трибосистемах, является актуальной проблемой современного машиностроения. Исследованиями установлено [1], что эксплуатационные свойства деталей во многом определяются состоянием образующегося на них наноструктурного слоя. В работе [2] дано описание СВЧ преобразователя на резонансном методе, применение которого весьма эффективно при определении устойчивости кластерных наноструктур материала поверхностного слоя деталей и их размеров.

Выполненные в работах [1, 3, 4] теоретико-экспериментальные исследования физических процессов, происходящих в материалах в зависимости от вида, формы и продолжительности воздействия на них эксплуатационных факторов, свидетельствуют о том, что наиболее полной характеристикой износостойкости кристаллических материалов является их плотность электронных состояний (ПЭС) [5]. К сожалению, в настоящее время не существует аппаратуры и методик для непосредственного определения полных ПЭС на элементарную ячейку. Однако удалось установить корреляцию между термо ЭДС, твёрдостью и износостойкостью материалов [3]. Этот факт был использован для установления функциональной связи между соотношением термо ЭДС контактируемых материалов и их износостойкостью.

Для определения начальной термо ЭДС контактируемых материалов при заданной температуре была разработана специальная установка (рис. 1). В качестве эталона 2 в ней использовались стержни из технического железа и закалённой быстрорежущей стали Р6М5, прошедшие тарировку путём нагрева их в ванне с ртутью (рис. 2).

Используя СВЧ преобразователь и установку для определения начальной термо ЭДС контактируемых материалов, возможно радиоэлектронное

зондирование поверхностей деталей, прошедших механическую обработку или находящихся в эксплуатации.



б

Рис. 1. Схема (а) и общий вид (б) установки для определения начальной термо ЭДС материалов: 1 – пластина нихрома; 2 – эталон; 3 – исследуемый материал; 4, 5 – контакты; 6 – автотрансформатор; 7 – стабилизатор напряжения; 8 – переключатель

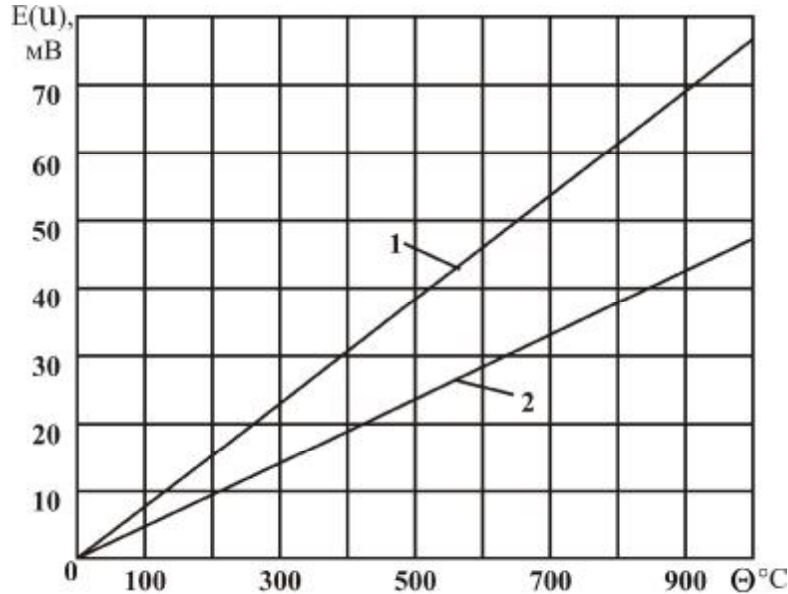


Рис. 2. Тарировочные графики термо ЭДС технического железа (1) и быстрорежущей стали Р6М5 (2)

Такое зондирование позволит прогнозировать износостойкость поверхностного слоя деталей и стойкость используемого режущего инструмента. Была получена эмпирическая формула определения интенсивности изнашивания материала поверхностного слоя детали трибосистемы Y в зависимости от величины относительного размера наноструктуры L/h , её дисперсии $D(L/h)$ [1] и отношения начальных термо ЭДС $E(U)_2/E(U)_1$ следующего вида:

$$Y = C_y \cdot (L/h)^a \cdot (E(U)_2 / E(U)_1)^b \cdot (D(L/h))^c, \quad (1)$$

где C_y – коэффициент, принимаемый в зависимости от физико-механических свойств материала, интенсивность изнашивания которого необходимо определить; $C_y = 1,7-2,8$;

a, b, c – показатели степеней, принимаемые в зависимости от схемы контактного взаимодействия материалов [1]; $a = 0,2-0,3$; $b = 1,2-1,8$; $c = 0,1-0,2$;

$E(U)_1$ – начальное значение термо ЭДС материала образца;

$E(U)_2$ – начальное значение термо ЭДС материала контртела.

Аналогично была получена эмпирическая зависимость стойкости инструмента T при обработке конструкционных материалов резанием:

$$T = C_T (L/h)^{a_1} \cdot (E(U)_2 / E(U)_1)^{b_1} \cdot (D(L/h))^{c_1}, \quad (2)$$

где коэффициент C_T и показатели степеней a_1, b_1, c_1 определяются в зависимости от физико-механических свойств обрабатываемого материала, способа обработки и материала режущей части инструмента; $C_T = 1,5-5,3$; $a_1 = 0,3-0,8$; $b_1 = 1,1-1,5$; $c_1 = 0,2-0,4$.

Предварительные исследования показали, что разработанное радиоэлектронное зондирование поверхностей контактирующих материалов

обеспечивает повышение износостойкости трибосистем в 2-3 раза, а стойкость инструмента – до 4-х раз. При дальнейшей разработке соответствующей аппаратуры и методики, по-видимому, станет возможным также диагностика износостойкости поверхностного слоя деталей, подвергнутым различным способам механической обработки, или стойкости используемого режущего инструмента, что является чрезвычайно важной задачей для современного машиностроения.

Литература

1. Бутенко В.И. Контактное взаимодействие материалов при трении и резании. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 245 с.
2. Бутенко В.И., Дуров Д.С., Гусакова Л.В. Использование СВЧ радиоволн при исследовании процессов контактного взаимодействия материалов. / В кн.: Проблемы современной системотехники. Материалы международной научно-технической и научно-методической интернет-конференции. – Таганрог, 2009.
3. Бутенко В.И. Электронная – дислокационная теория контактного взаимодействия поверхностей твёрдых тел. – Таганрог: Изд-во Технологического института ЮФУ, 2007. – 208 с.
4. Бутенко В.И. Структура и свойства материалов в экстремальных условиях эксплуатации. – Таганрог: Изд-во Технологического института ЮФУ, 2007. – 264 с.
5. Рыжкин А.А., Илясов В.В. О связи между износостойкостью и физическими свойствами инструментальных материалов // Вестник машиностроения, 2000, № 12. – С. 32-40.

УДК 621.396: 519.2

АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОГРАНИЧЕННЫМ РАБОЧИМ СЕКТОРОМ

Геложё Ю.А., В.М. Чуйков, А.А. Семерников, С.Н. Козленя, А. А. Журавлев
*Технологический институт Южного федерального университета в городе Таганроге, каф.
РТС, пер. Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП-17а, 347918, тел.: 8-(8634)-371637*

Рассматривается алгоритм, обеспечивающий возможность автоматической идентификации электропривода в составе замкнутого контура управления автоматической следящей системы. Особенностью алгоритма является то, что рабочий сектор привода жестко ограничен. Исследуется случай, когда привод содержит в своем составе усилитель мощности с коэффициентом усиления по напряжению $K_{\text{ус}}$, а передаточную функцию привода по углу $W_{\text{пр}}^q(s)$ можно представить в виде соединения инерционного и интегрирующего звеньев:

$$W_{np}^q(s) = \frac{K_{ЭМ}^w}{(T_{ЭМ}s + 1) \cdot s}, \quad (1)$$

где $K_{ЭМ}^w$ – статический коэффициент передачи привода по угловой скорости, а $T_{ЭМ}$ – электромеханическая постоянная времени.

Ставится задача в результате идентификации определить результирующий коэффициент передачи соединения усилитель-электропривод $K_{yc}K_{ЭМ}^w$ и $T_{ЭМ}$.

Особенностью алгоритма является то, что идентификация выполняется в составе контура управления с П-регулятором, что обеспечивает сглаживание ошибок, возникающих в канале связи: «датчик положения–управляющая ЭВМ» и в отличие от разомкнутой схемы позволяет произвести исследования привода в заданном рабочем секторе.

Структурная схема математической модели автоматической идентификации исполнительного механизма в составе контура управления автоматической следящей системы приведена на рисунке 1.

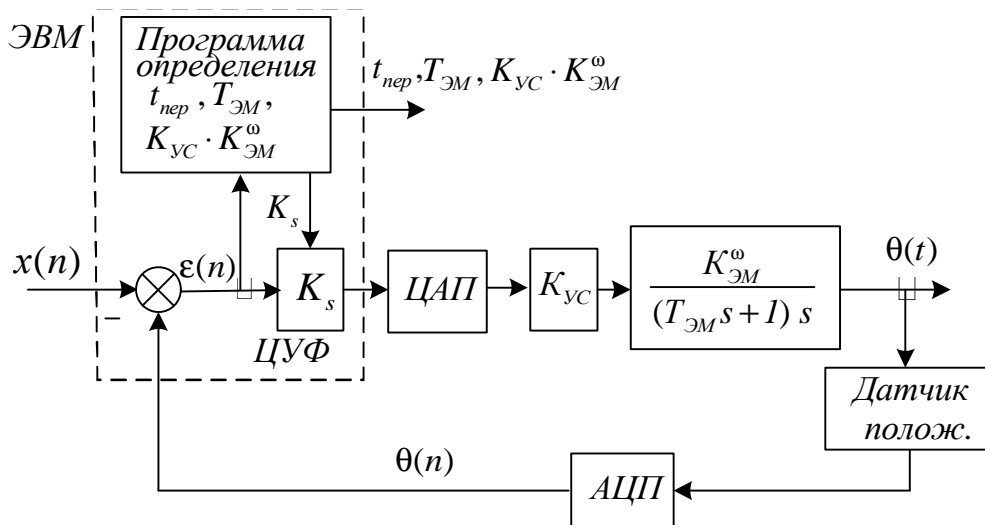


Рисунок 1 – Структурная схема математической модели идентификации электропривода

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

$x(n)$ – входное тестирующее воздействие;

ЦУФ – цифровой управляющий фильтр, реализованный в ЭВМ и перепрограммируемый для выполнения алгоритма идентификации в качестве П - регулятора;

K_s – автоматически подбираемый коэффициент усиления перепрограммированного ЦУФ;

$\theta(t)$ – текущее значение угла поворота оси объекта управления, жестко связанного с выходным валом электродвигателя;

$\varepsilon(n)$ – сигнал рассогласования.

Алгоритм идентификации сводится к последовательному выполнению следующих процедур:

- автоматическому подбору с помощью специальной программы коэффициента K_s таким образом, чтобы зависимость сигнала рассогласования $\varepsilon(n)$ при воздействии $x(n)$ соответствовало виду $\varepsilon(t)$, показанной на рисунке 2;
- вычислению времени переходного процесса t_{nep} ;
- вычислению электромеханической постоянной времени электропривода $T_{ЭМ}$ в соответствии с формулой:

$$T_{ЭМ} = \frac{t_{nep}}{3\sqrt{2}}; \quad (2)$$

- вычислению коэффициент передачи соединения усилитель-электропривод $K_{yc} \cdot K_{ЭМ}^{\omega}$ в соответствии с формулой:

$$K_{yc} \cdot K_{ЭМ}^{\omega} = \frac{K_C}{K_s} = \frac{2,12}{t_{nep} \cdot K_s}, \quad (3)$$

где K_C – петлевой коэффициент усиления контура идентификации.

На рис. 2 показана зависимость сигнала рассогласования от времени для случая, когда коэффициент демпфирования в системе, d равен 0,707.

Формулы (2) и (3) получены исходя из следующих соображений.

Передаточная функция автоматической следящей системы в режиме тестирования электропривода $W(s)$ в соответствии с рисунком 1 может быть описана следующим образом:

$$W(s) = \frac{\frac{K_s K_{yc} K_{ЭМ}^{\omega}}{(T_{ЭМ}s + I)s}}{1 + \frac{K_s K_{yc} K_{ЭМ}^{\omega}}{(T_{ЭМ}s + I)s}} = \frac{1}{T_C T_{ЭМ} s^2 + T_C s + I}, \quad (4)$$

где $T_C = \frac{1}{K_C} = \frac{1}{K_s K_{yc} K_{ЭМ}^{\omega}}$ – постоянная времени контура идентификации.

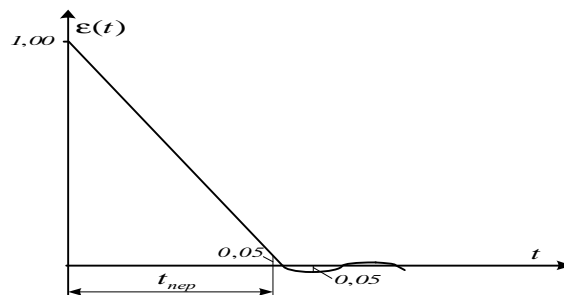


Рисунок 2 – Зависимость сигнала рассогласования от времени для случая, когда коэффициент демпфирования в системе, d равен 0,707

Обозначив в (4) $T_C T_{ЭМ} = T_{кол}^2$, $T_C = 2dT_{кол}$, где $d = \frac{T_C}{2T_{кол}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_C}{T_{ЭМ}}}$ получим:

$$T_{\text{кол}} = \sqrt{T_C T_{\text{ЭМ}}}, \quad (5)$$

$$W(s) = \frac{1}{T_{\text{кол}}^2 s^2 + 2dT_{\text{кол}}s + 1}. \quad (6)$$

Известно [1], что звено, передаточная функция которого описывается формулой (6) имеет время переходного процесса близкое к минимальному при $d \approx 0,707 = \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_C}{T_{\text{ЭМ}}}}$. Отсюда следует, для такой системы необходимо выполнять условие

$$T_C = 2T_{\text{ЭМ}}. \quad (7)$$

Кроме того, для системы вида (5)-(6) при $d \approx 0,707$ выполняется также условие [1]:

$$T_{\text{кол}} \approx \frac{t_{\text{пер}}}{3}. \quad (8)$$

Из выражений (5) и (7) следует, что $T_{\text{кол}} = \sqrt{2}T_{\text{ЭМ}}$, поэтому с учетом (8) получим:

$$T_{\text{ЭМ}} = \frac{T_{\text{кол}}}{\sqrt{2}} = \frac{t_{\text{пер}}}{3\sqrt{2}}, \quad (9)$$

а из выражений (7) и (9) также получим:

$$K_C = \frac{1}{T_C} = \frac{1}{2T_{\text{ЭМ}}} = \frac{2,12}{t_{\text{пер}}}. \quad (10)$$

Зная K_C и K_S можно определить коэффициент передачи соединения усилитель-электропривод $K_{\text{УС}} \cdot K_{\text{ЭМ}}^w$:

$$K_{\text{УС}} \cdot K_{\text{ЭМ}}^w = \frac{K_C}{K_S} = \frac{2,12}{t_{\text{пер}} \cdot K_S}. \quad (11)$$

Алгоритм автоматической идентификации электропривода с ограниченным рабочим сектором был успешно апробирован на специализированно стенде для идентификации силовых приводов.

Литература

1. Основы автоматического управления. Под ред. В.С. Пугачева М.: Наука, 1974.

УДК 621.391

УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ, ИМЕЮЩИМ ТЕНДЕНЦИЮ К РАСХОЖДЕНИЮ

Е.А. Семерникова, А.В. Семенов, В.А. Калинин

(руководитель к.т.н., проф. каф. РТС Геложу Ю.А.)

Технологический институт Южного федерального университета в городе Таганроге, каф. РТС, пер. Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП-17а, 347918, тел.: 8-(8634)-371637

В работе рассматривается управление некоторым процессом, имеющим тенденцию к расхождению с ускорением, среднее значение которого равно a_0 . Примерами такого рода процессов являются: изменение ориентации осей некоторого устройства, приводимого во вращательное движение с помощью моментного электропривода; возникновение ажиотажного спроса на денежные средства в банке и др.

Математическая модель этого расходящегося процесса имеет вид:

$$y(t) = \frac{a_0 t^2}{2}. \quad (1)$$

Известно [1], что такой процесс существует на выходе объекта, передаточная функция которого имеет вид:

$$W_{об}(s) = \frac{K_0}{s^2}, \quad (2)$$

где K_0 – коэффициент передачи по ускорению;
если на входе объекта действует единичный скачок с весовым коэффициентом $\frac{a_0}{K_0}$.

В последующем изложении этот объект будем называть объектом управления, поскольку, подавая на его вход некоторое управляющее воздействие, можно обеспечить изменение его выходной переменной в соответствии с требуемыми закономерностями.

Целью работы является разработка алгоритма управления объектом (2), позволяющего стабилизировать его выходную переменную, или обеспечить ее изменение с некоторой заданной ограниченной по величине скоростью, исключив расхождение неуправляемого процесса с ускорением.

Постановка задачи. Имеются задающие функции вида [1]:

$$m_x(t) = m_0 \cdot 1[t]; \quad m_0 = \text{const}; \quad m_x(t) = v \cdot t; \quad |v| \leq v_{\max},$$

где m_0 – требуемая величина задающего воздействия;

$1[t]$ – единичный скачок;

v – скорость изменения задающего воздействия;

v_{\max} – максимальная скорость изменения задающего воздействия.

Требуется обеспечить, чтобы выходная переменная объекта (2) в управляемом режиме, т.е. выходная переменная автоматической системы $m_y(t)$, содержащей объект управления и часть, формирующую управляющее воздействие на основе задающего воздействия и результатов мониторинга выходной переменной объекта управления, асимптотически устремлялась к задающему воздействию:

$$m_y(t) \rightarrow m_x(t) \text{ при } t \rightarrow \infty,$$

что эквивалентно асимптотическому устремлению рассогласования между выходной переменной системы и задающим воздействием $m_e(t) = m_y(t) - m_x(t)$ к нулю, т.е.:

$$m_e(t) \rightarrow 0 \text{ при } t \rightarrow \infty.$$

Асимптотическое уменьшение рассогласования $m_\varepsilon(t)$ должно обеспечиваться адекватным выбором управляющего воздействия $u(t)$, прикладываемого к объекту управления.

Ограничивающими условиями для решения задачи являются:

- мониторинг выходной переменной объекта управления производится периодически с периодом T_M ;
- величина управляющего воздействия $u(t)$ может изменяться только в дискретные моменты времени nT_M , где n – целые числа, по окончании периода мониторинга;
- переходной процесс считается законченным, когда выходная переменная системы будет отличаться от заданного значения единичного скачка не более, чем на 5%;
- время переходного процесса должно быть минимальным при условии, что величина перерегулирования [1] не превышает 10%;
- величина управляющего воздействия ограничена, и она не превышает $\frac{a_{0\max}}{K_0}$,

где $a_{0\max}$ – максимальная величина ускорения расходящегося процесса в неуправляемом режиме.

Структурная схема решения задачи определения управляющего воздействия имеет вид, приведенный на рисунке 1.

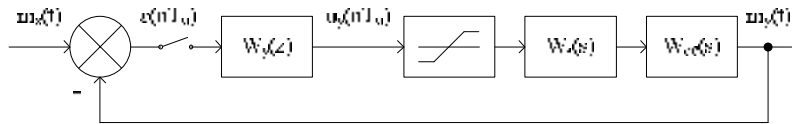


Рис. 1. Структурная схема решения задачи

В структурной схеме, приведенной на рисунке 1, дискретная функция рассогласования $\varepsilon(nT_M)$ формируется как отсчет разности задающего воздействия $m_x(t)$ и выходной переменной системы $m_y(t)$, взятые с периодом T_M . Из сигнала рассогласования $\varepsilon(nT_M)$ формируется дискретное управляющее воздействие $u(nT_M)$, с помощью управляющей ЭВМ. Дискретная передаточная функция $W_y(z)$ этого цифрового управляющего устройства определяется отношением Z -изображений функций на его выходе $Z\{u_y(nT_M)\}$ и входе $Z\{\varepsilon(nT_M)\}$ [2].

Дискретное управляющее воздействие ограничивается в нелинейном звене, имитирующем необходимость ограничения величины напряжения, прикладываемого к зажимам электропривода, или ограниченными возможностями банка в выплате денежных средств за период мониторинга T_M .

Дискретный сигнал управления фиксируется на время, равное длительности периода мониторинга, в экстраполяторе нулевого порядка, передаточная функция которого имеет вид [2]:

$$W_3(s) = \frac{1 - e^{-sT_M}}{s}.$$

Ограниченное по величине управление $u(t)$ воздействует на объект управления $W_{об}(s)$, изменяя его выходную переменную.

Результатом определения управления расходящимся процессом должен быть закон управления, т.е. математическое выражение n -го управляющего воздействия $u(nT_M)$ через n -й отсчет рассогласования $\varepsilon(nT_M)$.

Для получения такого результата воспользуемся методами теории управления. Известно [1], что для воспроизведения задающих воздействий типа константа и постоянная скорость, необходима система с астатизмом второго порядка, т.е. содержащая два интегратора. Отметим, что два интегратора входят в состав объекта управления.

Из теории автоматических систем известно [1], что автоматическая система, содержащая в контуре два интегратора, структурно неустойчива. Для обеспечения ее устойчивости необходимо в закон управления, кроме составляющей, пропорциональной рассогласованию $\varepsilon(t)$, включить дифференциальную составляющую рассогласования. Учитывая это, будем искать закон управления в виде:

$$U(s) = K_y [T_k s + 1] \varepsilon(s),$$

где K_y – коэффициент для настройки;

T_k – постоянная времени дифференциального корректирующего звена формирователя управляющего воздействия.

Для определения параметров закона управления K_y и T_k воспользуемся методом стандартных коэффициентов [1]. Согласно этому методу были табулированы передаточные функции систем с двумя интеграторами, обладающие перерегулированием, равным 10%, и при этом условии имеющие минимальное время переходного процесса [1]:

$$W(s) = \frac{2d\Omega_0 s + \Omega_0^2}{s^2 + 2d\Omega_0 s + \Omega_0^2}, \quad (3)$$

где $d=1,25$ – коэффициент демпфирования системы;

Ω_0 – частота свободных колебаний системы, являющаяся показателем быстроты действия системы.

Время переходного процесса системы (3) равно [1]:

$$t_{пер} = \frac{3,8}{\Omega_0}. \quad (4)$$

Рассматриваемая система управления является дискретной, поэтому в ней величина Ω_0 должна быть меньше половины частоты дискретизации $\frac{P}{T_M}$ [2].

Моделирование процессов в рассматриваемой системе с применением пакета Matlab показало, что величина Ω_0 может быть определена по формуле:

$$\Omega_0 = \frac{P}{2,5 \cdot T_M \cdot K_3},$$

где K_3 – коэффициент запаса, величина которого больше единицы, чем он больше, тем ближе свойства непрерывной и дискретной систем.

Переходной процесс в этой системе носит асимптотический характер, если $K_3 \approx 3,0$. Отсюда следует, что

$$\Omega_0 = \frac{p}{2,5 \cdot 3,0 \cdot T_M} \approx \frac{0,42}{T_M}, \quad (5)$$

а время переходного процесса согласно (4) приблизительно равно:

$$t_{\text{пер}} \approx \frac{3,8}{0,42} \cdot T_M \approx 9 \cdot T_M.$$

Таким образом, обеспечивая достоверный мониторинг выходной переменной системы за время T_M , можно иметь представление о времени, затрачиваемого на управление расходящимся процессом.

Декомпозиция передаточной функции автоматической системы (3) для объекта (2) с целью определения передаточной функции управляющей части системы в виде:

$$W_y(s) = \frac{K_y \cdot T_k \cdot s + K_y}{K_0} \quad (6)$$

показывает, что искомые коэффициенты K_y и T_k определяются через известные величины Ω_0 , $2d=2,5$ и K_0 следующим образом:

$$K_y = \Omega_0^2 \cdot K_0; \quad (7)$$

$$T_k = \frac{2,5 \cdot \Omega_0 \cdot K_0}{K_y}. \quad (8)$$

Для программной реализации дифференциатора, входящего в (6), воспользуемся простейшей разностной схемой [2], тогда закон управления объектом будет иметь вид:

$$u(nT_M) = \frac{K_y}{K_0} \cdot T_k \cdot \frac{e(nT_M) - e((n-1)T_M)}{T_M} + \frac{K_y}{K_0} \cdot e(nT_M) \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что алгоритм управления расходящимся с ускорением процессом прост: необходимо из текущего значения сигнала рассогласования $\varepsilon(nT_M)$ вычесть предыдущее значение $\varepsilon((n-1)T_M)$, запомненное на предыдущем шаге работы алгоритма, запомнить текущее значение $\varepsilon(nT_M)$, а далее произвести действия по формуле (9).

Для управления процессом, расходящимся с ускорением, достаточно в законе управления использовать с определенными весовыми коэффициентами дифференциальную и пропорциональную составляющие сигнала рассогласования.

Литература

1. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики, М.–Л., Госэнергоиздат, 1962, 600 с. с черт.
2. Кузин Л.Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления, М., Машиностроение, 1962, 684 с.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОЦЕДУР ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Кириченко И.А., Шаповалов Р.Г., Рыбинская Т.А., Диденко Д.И.

ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, Россия, ул. Чехова, 22, 37-16-22, mkk@egf.tsure.ru

Особенностью процедур измерения параметров гидроакустических антенн является применение образцовых средств измерения (ОСИ), с известной амплитудно-частотной характеристикой в режиме приема, и образцовых гидроакустических сфер (ОГС), с известной силой цели, пространственно расположенных на известном расстоянии на акустической оси антенны.

Устройства для калибровки гидроакустических систем должны отвечать ряду требований предъявляемых для обеспечения качества калибровки. Таковыми являются обеспечение зажима на несущих трубах диаметром от 50 до 160 мм. При этом калибровочная сфера должна подвешиваться на трех нитях, чтобы исключить возможность смещения от оси подвеса и иметь возможность регулировки расстояния от акустической системы до калибровочной сферы. Желательно, чтобы конструкция устройства позволяла осуществить сборку и в мастерской и на палубе плавсредства. С окончательной его установкой уже непосредственно на несущей трубе забортного устройства. При этом угол между несущими стрелами должен быть 120° , т. е. обеспечивать симметричный охват несущей трубы забортного устройства [1, 2].

Для решения данной задачи авторами предлагаются следующие разработанные зажимные устройства для калибровки гидроакустических систем: устройство [3] и устройство с учетом его модернизации [4], представленное на рис. 1, обеспечивающие упрощение и снижение стоимости процесса калибровки за счет универсальности монтажа подводных частей при высокой точности калибровки за счет обеспечения совпадения условий калибровки с условиями эксплуатации.

Предлагаемые зажимные устройства для крепления забортных гидроакустических систем при их калибровке, содержат калибруемую гидроакустическую антенну, образцовую гидроакустическую мишень (калибровочная сфера), гидроакустический излучатель, средство измерения, размещенные на поворотном устройстве, отличающиеся тем, что включает три зажимные лапки, образующих угол 120° и сопряженных между собой посредством болтов и вставок, при этом отверстия во вставках выполнены таким образом, что во вставках размещенных со стороны края лапок отверстия базируются, а во вставках размещенных в средней части лапок – резьбовые, а каждая зажимная лапка содержит соединенные, с возможностью вращения вокруг своей оси, вышеуказанными вставками, стрелу из профиля и вспомогательного уголка, на котором имеются разметочные риски, совмещаемые с рисками на мерной планке пластины, которая имеет возможность перемещения и монтажа на стреле, при этом на пластине дополнительно жестко закреплен базирующий уголок. Дополнительно в

модернизированном варианте, каждый базирующий уголок установлен с возможностью ограниченного поворота на шарнирах, оси которых параллельны оси поворотного устройства, а в местах сопряжения на зажимных лапках в нижней части имеются направляющие выступы.

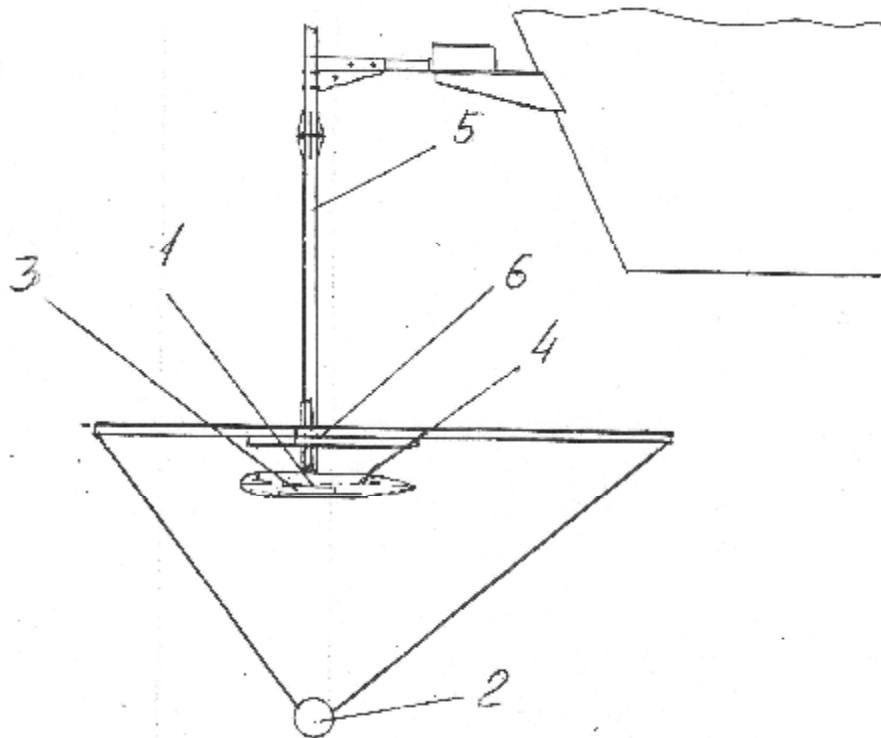


Рис. 1

Подготовка к работе (рис. 2) осуществляется в такой последовательности: сначала совмещаются риски с внешней стороны зажимных лапок 6, на вспомогательном уголке 11, с рисками, нанесенными на мерной планке 7 пластины 12, и стягиваются болтами. Болт проходит через паз, образованный в результате соединения стрелы 10 и вспомогательного уголка 11 вставками 8, 9, данная сборка образует лапку 6, в том же пазу размещена и мерная планка 7.

В результате чего лапка 6 приобретает дополнительную жесткость, а базирующий уголок 13, который установлен с возможностью ограниченного поворота на шарнирах 15, располагается параллельно оси поворотного устройства 5.

Затем две зажимные лапки 6 подводятся друг к другу с установкой на направляющие выступы 16 таким образом, чтобы вставка 8 зажимной лапки с отверстием базирующим, встала напротив вставки 9 зажимной лапки с резьбовым отверстием, и сопрягаются между собой посредством болта 14. Аналогичная операция повторяется для всех трех зажимных лапок 6. По окончании сборки устройство приобретает вид, показанный рис. 2. Особенность конструкции и крепления вставок 8,9 состоит в том, что они легко вращаются вокруг своей оси, т.е. соединение подвижное (шарнирное), и при

полностью вкрученных болтах 14, одновременно обеспечивается неподвижность стрелы 10 и вспомогательного уголка 11.

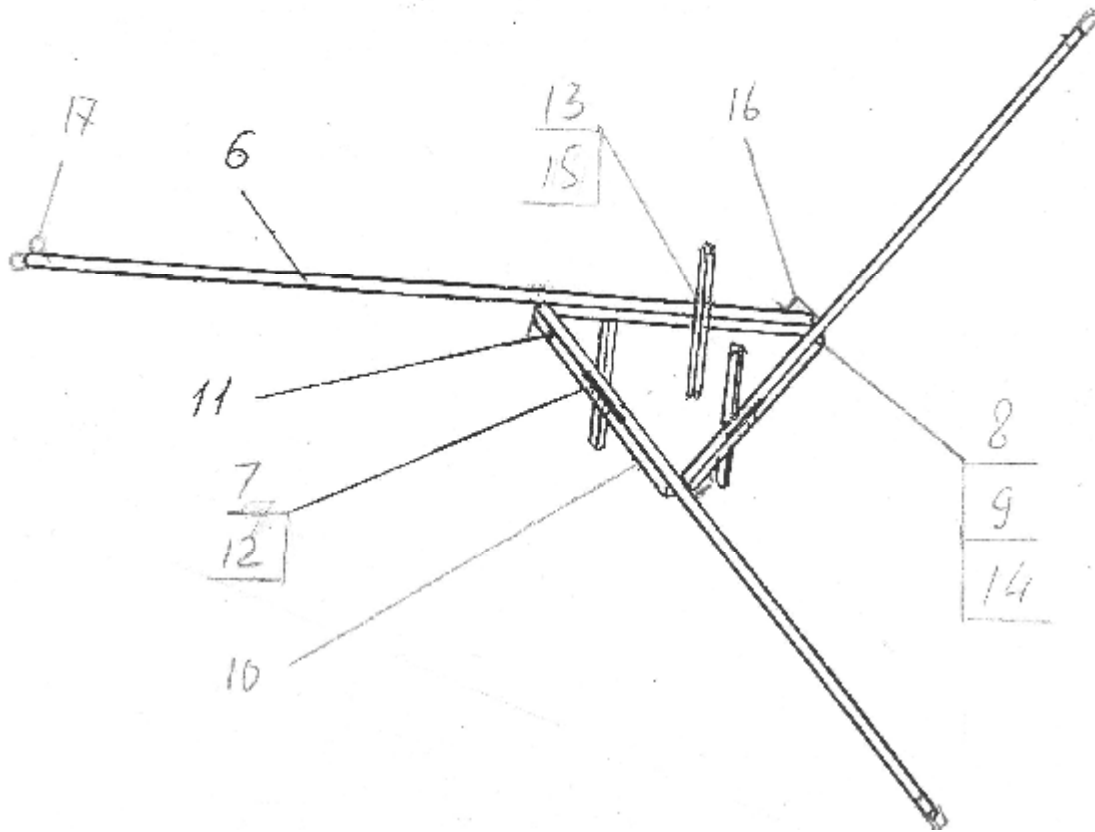


Рис. 2

Лапки 6, сопряженные между собой посредством вставок 8,9 и болтов 14, образуют угол 120° , а поскольку лапок три, и они одинаковые, то получается равнобедренный треугольник.

Окончательная установка осуществляется уже непосредственно на несущей трубе поворотного устройства. Обхватив трубу двумя зажимными лапками 6, заводим третью зажимную лапку и затягиваем болтом 14. Дополнительно, имеющиеся направляющие выступы 16 в местах сопряжения на зажимных лапках 6 в нижней части, обеспечивают улучшение условий монтажа под водой. Равномерно подтянув все три болта 14, обеспечиваем надежное закрепление зажимного устройства для крепления забортных гидроакустических систем на несущей трубе поворотного устройства, при этом угол между стрелами составляет строго 120° .

Использование данной конструкции зажимного устройства для крепления забортных гидроакустических систем при их калибровке обеспечивает зажим на несущих трубах различного диаметра поворотного устройства. При этом осуществляется подвешивание гидроакустической мишени (калибровочной сферы) 2 на трех нитях во избежание смещения от оси подвеса, с возможностью регулировки расстояния от акустической системы до последней. Предложенное

авторами зажимное устройство для крепления забортных гидроакустических систем при их калибровке на трех одинаковых зажимных лапках 6, с внешней стороны на вспомогательном уголке 11, имеются разметочные риски, которые совмещаются с рисками, нанесенными на мерной планке 7 пластины 12, при перемещении ее по лапке 6. Нумерация рисков соответствует диаметру несущей трубы поворотного устройства 5. Это обеспечивает удобство монтажа устройства на несущей трубе поворотного устройства 5. При совмещении соответствующих рисков на всех зажимных лапках 6 и значений мерных планок 7 обеспечивается точное значение углового разноса 120° зажимных лапок 6, соответственно и стрелы их разместятся под таким же углом. Таким образом, просто и надежно осуществляется сборка конструкции, обеспечивая при этом гарантированный угол 120° . При необходимости, дополнительно имеется возможность установить разновеликий разнос зажимных лапок 6, при этом две мерные планки 7 пластин 12 смещаются по рискам в требуемую сторону (это осуществляется при бортовых креплениях устройства).

Далее через систему заводных колец 17, установленных на свободных концах стрел 10, продевается и укладывается на пропускные блоки крепежная нить, и прикрепляется гидроакустическая мишень (калибровочная сфера) 2. Изменение расстояния от акустической системы до гидроакустической мишени (калибровочной сферы) 2 проводится изменением длины крепежной нити, проходящей через систему блоков 17. Нанесенные на нить маркеры соответствуют требуемым расстояниям.

Предлагаемая конструкция позволяет повысить точность измерений, решить задачу, связанную с постановкой ОСИ и ОГС на акустической оси антенны. Избавиться от дополнительных конструкций, попадающих в акустическое поле антенны, приводящих к появлению акустических сигналов, затрудняющих правильную интерпретацию результатов измерений. Применять забортные устройства с жестким закреплением гидроакустической антенны. Дополнительно обеспечивается универсальность зажимного устройства для различного типа судна, на котором закрепляется забортное устройство, а так же надежность крепления и удобство при монтаже под водой.

Данная конструкция позволяет упростить и удешевить процесс калибровки за счет простоты и универсальности монтажа подводных частей и повысить точность калибровки за счет обеспечения совпадения условий калибровки с условиями эксплуатации.

Позволяет достаточно легко и просто через систему заводных колец установленных на свободных концах несущих стрел, продеть и уложить на пропускные блоки леску и закрепить калибровочную сферу. Максимально допустимый расчетный вес сферы для данной конструкции – 10 кг.

Конструкция допускает внесение изменений. В частности, несущие стрелы могут быть изготовлены из труб, а для удобства транспортировки телескопическими. Также вместо упорного уголка поставить П-образный профиль.

Литература

- 1.Ерин М.А., Шаповалов Р.Г. Узел крепления антенны к несущей мачте с повышенными эксплуатационными характеристиками // В сб. Прочность, надежность и динамика механических систем. Таганрог, ТРТУ, 2002. Деп. в ВИНТИ, № 775-В2002 от 16.05.02.
- 2.Ерин М.А., Рыбинская Т.А., Шаповалов Р.Г. Зажимное устройство для калибровки гидроакустических систем, установленных на на забортных устройствах // Машиностроение и техносфера XXI века. – Сборник трудов X Международной научно-технической конференции в г. Севастополе. – Донецк: ДонНТУ, 2003.
- 3.Патент № 2282210 G01 S7/521 БИ № 23,20.08.06 // Ерин М. А, Бутенко В. И., Кириченко И. А., Диденко Д. И. Зажимное устройство для крепления забортных гидроакустических систем при их калибровке.
- 4.Патент положительное решение № Кириченко И. А., Диденко Д. И. Зажимное устройство для крепления забортных гидроакустических систем при их калибровке

УДК 534.222.2

О КОЭФФИЦИЕНТАХ ПРОХОЖДЕНИЯ НА ГРАНИЦАХ РАЗДЕЛА БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ

Н.П.Заграй, Р.А.Козаченко

*Технологический институт Южного федерального университета, Россия (г.Таганрог)
znp@sfedu.ru*

Рассмотрены условия формирования структуры поля акустической параметрической антенны (АПА) вблизи границы раздела сред, особенно при изменении изменения параметров пучка ее первичного излучения. Приведены зависимости поведения пучка первичного поля, его поперечных размеров и амплитудных распределений при прохождении границы раздела биологических тканей.

При использовании ультразвукового излучения вблизи границы раздела сред (ГРС), важными оказываются факторы, определяющие изменение пучка ее первичного излучения, и, как следствие, влияние их на работу параметрического ультразвукового излучателя целом. Такая ситуация имеет место при проникновении звукового поля из верхних слоев одних тканей через слой скачка акустического импеданса с другим значением как скорости звука так и объемной плотности биологической ткани. Так как первичным излучателем обычно является преобразователь типа поршня, формирующего излучение в виде акустического пучка, то рассмотрение поведение пучка, особенно его поперечных размеров с распределением в нем амплитуды первичного поля является формирования исходного первичного и вторичного

полей являются актуальными и в линейном случае лучевого описания[1]. В приближении геометрической акустики преломление акустического пучка на ГРС приводит к тому, что для каждого из крайних лучей, определяющих его ширину в среде 1 - d_1 , во второй среде в результате отличия ее упругих свойств имеет место изменение его ширины до d_2 (Рис. 1.). Характерным размером акустического пучка является его ширина в плоскости падения, так как другой его размер не изменяется при переходе через ГРС. В горизонтально-слоистой среде отношение d_1 и d_2 рассматривается как фактор фокусировки - $F=d_1/d_2$ (или фактор дефокусировки - $f = d_2/d_1$).

У биологических тканей, выполняющих в организме поддерживающую или опорную функции, повышенные значения затухания по сравнению с жировой тканью. Это объясняется большим количеством соединительных волокон в подобных структурах. Если ткань богата жидкостью или жирами, то поглощение в ней сравнительно невелико. Органы с весьма неоднородной структурой (например, почка) характеризуются большими значениями затухания, чем более однородные ткани и органы (печень).

В отличие от затухания значительно более сходные результаты получены при исследованиях скорости звука и удельного акустического сопротивления тканей. Экспериментальные данные, собранные из публикаций различных авторов, приведены в таблице 1.

Скорость звука (c) и удельное акустическое сопротивление ($\square c$) различных тканей человека

Таблица 1.

| Ткань | Температура, °C | $c, м/с$ | $\square c \cdot 10^5,$ $г/см^2 \cdot с$ |
|---------------------------|--------------------|----------|---|
| Гладкая мышца | 25 | 1551 | 1,64 |
| Поперечно-полосатая мышца | 24 | 1573 | 1,66 |
| Жир | 25 | 1467 | 1,32 |
| Мозг | 25 | 1521 | 1,6 |
| Кость черепа | — | 3660 | 6,22 |
| Сердце | 25 | 1568 | 1,66 |
| Печень | 25 | 1574 | 1,7 |
| Почка | 25 | 1559 | 1,68 |
| Селезенка | 25 | 1524 | 1,69 |
| Вода | 25 | 1497 | 1,49 |

Как видно, удельное акустическое сопротивление большинства тканей организма, кроме костной, мало отличается от удельного акустического сопротивления воды. Очевидно, это обусловлено значительным содержанием воды в большинстве тканей организма.

На Рис.2. приведена зависимость $f(C)$ при значении акустического показателя преломления $n = C_1/C_2 = 1.025$, типичном для слоя скачка в океане [1-2]. Дефокусировка акустической энергии будет тем больше, чем более полого подходят акустические лучи к данному слою, при этом угол C

отсчитывается от горизонтальной плоскости слоя скачка. Таким образом фокусировка или дефокусировка акустической энергии в пучке будет зависеть как от изменения скоростей распространения акустических волн на слое скачка, так и от угла падения пучка на слой. При этом фактор фокусировки определяется как $F = d_1/d_2 = \cos q_1 / \cos q_2$ (или $f = \cos q_2 / \cos q_1$). Считая лучи 1 и 2 граничными по ширине акустического пучка, представляется возможным рассмотреть изменения ширины его сечения при переходе ГРС при различных соотношениях акустических импедансов контактирующих сред при различных углах падения q_1 исходного пучка на ГРС. Из условия равенства ширины пучка на ГРС следует выражение для его поперечного размера во второй среде с учетом вышеуказанных параметров:

$$d_2 = d_1 \sqrt{1 + [1 - (C_2^2/C_1^2)] \cdot \operatorname{tg}^2 Q_1} \quad (1)$$

Откуда следует выражение для фактора фокусировки:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + [1 - (C_2^2/C_1^2)] \operatorname{tg}^2 Q_1}} \quad (2)$$

Во всем диапазоне изменений акустического показателя преломления ($n < 1$, $n > 1$) представлена совокупность зависимостей $F = f(Q)$ при преломлении акустического пучка на границе раздела двух сред (Рис.3).

Для $n < 1$ имеет место повышение пространственной плотности акустической энергии в пучке (F увеличивается до 2-2,5 раз), в случае $n > 1$ происходит ее уменьшение до величины 0,2-0,4 от первоначальной.

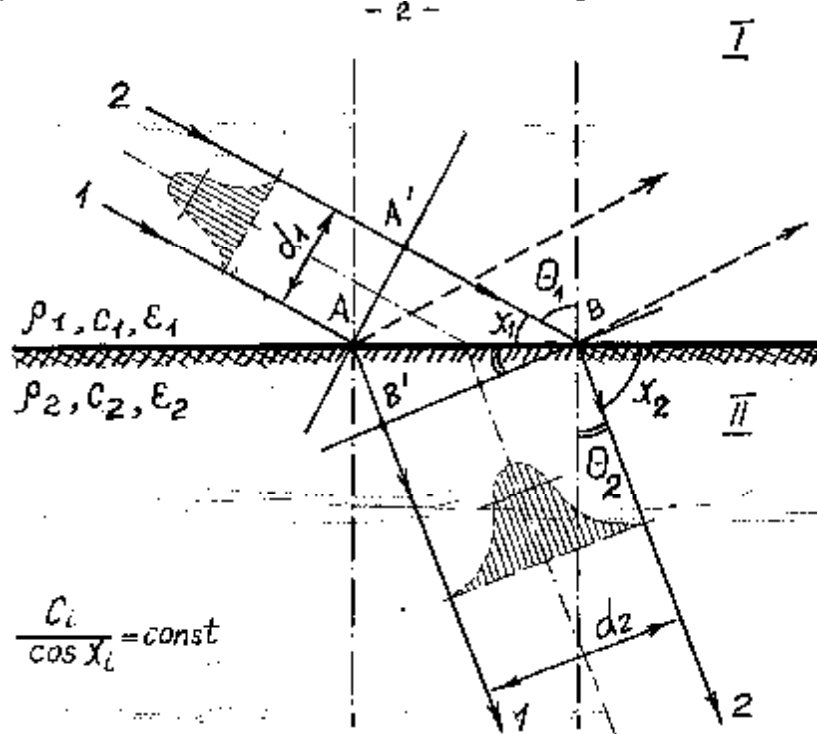


Рис.1. Преломление пучка акустических волн на границе раздела двух сред при $C_1 > C_2$ ($n = C_1/C_2 > 1$), d_1 , d_2 - ширина пучка в первой и второй средах соответственно.

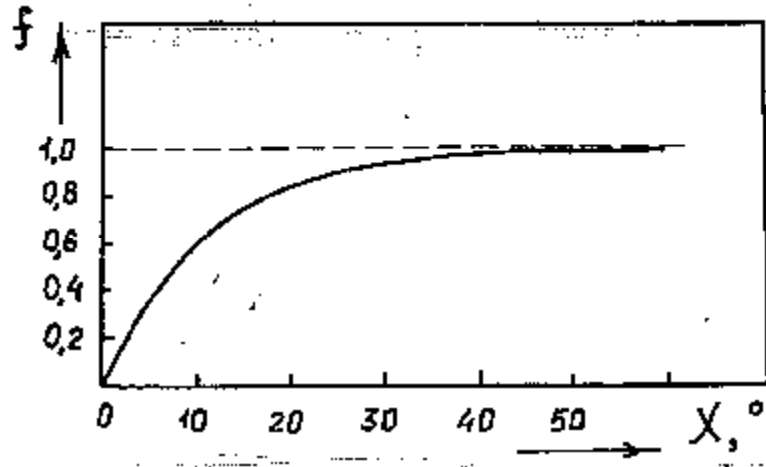


Рис.2. Дефокусировка акустической энергии на слое скачка скорости звука при $n = C_1/C_2 = 1,025$ [1].

При этом для конкретных величин $m = 1/n$ от $m=0,5$ (и $m=0,5$) до $m=1,5$ (и $m=1,5$) при различных величинах поперечного размера пучка в первой среде d_1 могут меняться размеры d_2 во второй среде в зависимости от угла падения Q и первичного размера d_1 для случаев $n < 1$.

Для этих же величин $m = 1/n = C_2/C_1$ приведена совокупность зависимостей относительного изменения ширины акустического пучка $N = d_2/d_1$ (дефокусировка) при преломлении его на импедансной границе раздела двух сред (Рис.3). На Рис.3. приведены экспериментальные данные, полученные при визуализации теневым методом преломляющихся на ГРС акустических пучков. При численном анализе этих результатов по характерным геометрическим параметрам пучков данные экспериментов хорошо укладываются на кривые, построенные по представляемой геометрической модели описания.

Динамика изменения поперечных распределений акустической энергии в пучке, а также соответственно давлений или колебательных скоростей и ускорений с учетом изменения фактора фокусировки при исходном гауссовом распределении поля излучения в первой среде ($A = A_0 \cdot \exp(-r^2/d_i)$) для второй среды будет определяться следующим выражением:

$$A = A_0 \exp \left\{ - \frac{1}{d_1/2} \cdot \frac{r^2}{1 + [1 - (C_2^2/C_1^2)] \cdot \operatorname{tg}^2 Q_1} \right\}, \quad (3)$$

которая приведена на Рис.4 при различных углах падения пучка Q для случаев $F < 1$ ($n=0,67$) и $F > 1$ ($n=2$) соответственно.

При этом видны динамика изменения ширины акустического пучка на ГРС, скорость изменения ширины при сужении ($F > 1$) и расширении ($F < 1$) пучка во второй среде, а также диапазоны углов, соответствующие этим процессам.

В этом направлении возможно также рассмотрение вопроса и о коэффициентах преломления и отражения для различных характерных величин

акустического поля. Общая зависимость коэффициентов отражения и прохождения акустического поля в линейном приближении по интенсивности (R, T), давлению (r_p, t_p), колебательной скорости (r_x, t_x) в зависимости от отношения удельных акустических сопротивлений соприкасающихся (контактирующих) сред $g = r_2 c_2 / r_1 c_1$ приведены на Рис.5.

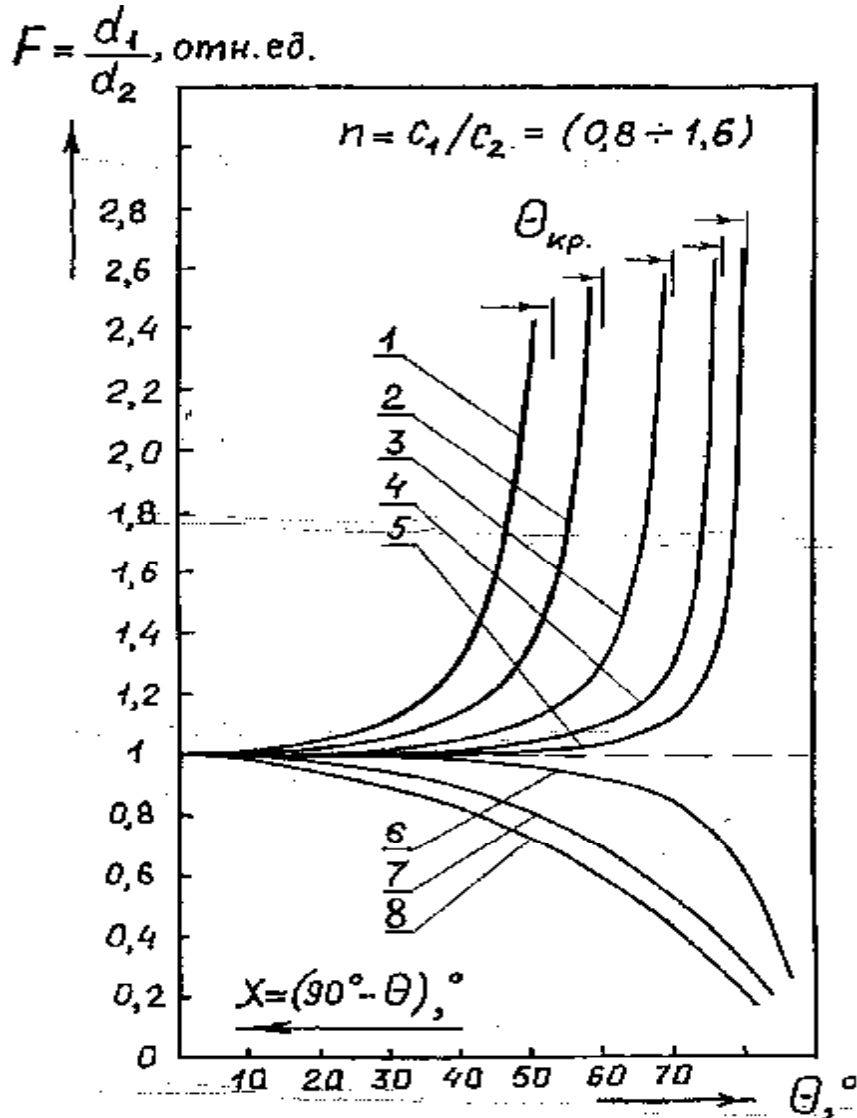


Рис.3. Зависимость фактора фокусировки акустического пучка от угла падения $F = f(\theta)$ при преломлении его на границе раздела двух сред:

- 1 - "Спирт-вода" ($n=0,79$); 2 - "Керосин-вода" ($n=0,86$);
- 3 - "Вода-песок" ($n=0,94$); 4 - "Вода-алевриты" ($n=0,975$);
- 5 - "Вода-глина" ($n=0,99$); 6 - "Слой скачка скорости" ($n=1,025$);
- 7 - "Глицерин-вода" ($n=1,28$); 8 - "Вода- углерод CCl_4 " ($n=1,61$).

При этом приведенные акустические сопротивления могут быть выражены через фактор фокусировки как

$$e_Q^* = \frac{r_2 C_2}{\cos Q_2} / \frac{r_1 C_1}{\cos Q_1} = \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{\cos Q_1}{\cos Q_2} = \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot F = \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{f} = \frac{Z_2}{Z_1} \cdot F = \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{f} \quad (1.4.4),$$

где $F = \frac{d_1}{d_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) \operatorname{tg}^2 Q}}$ - фактор фокусировки.

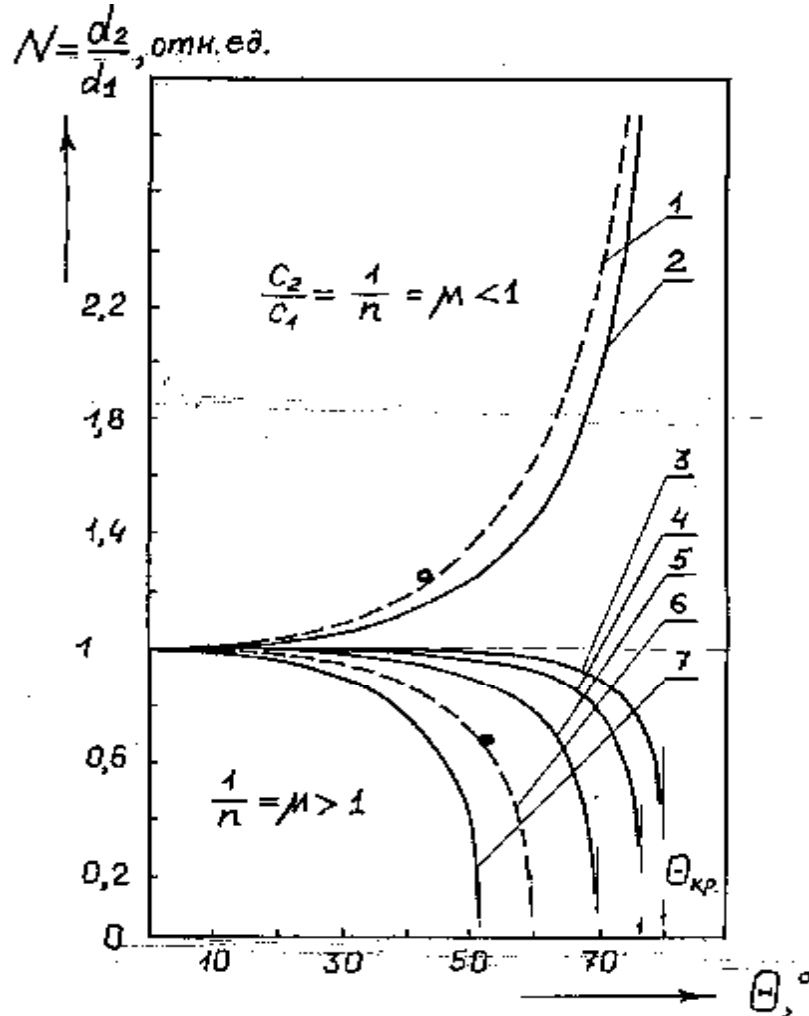
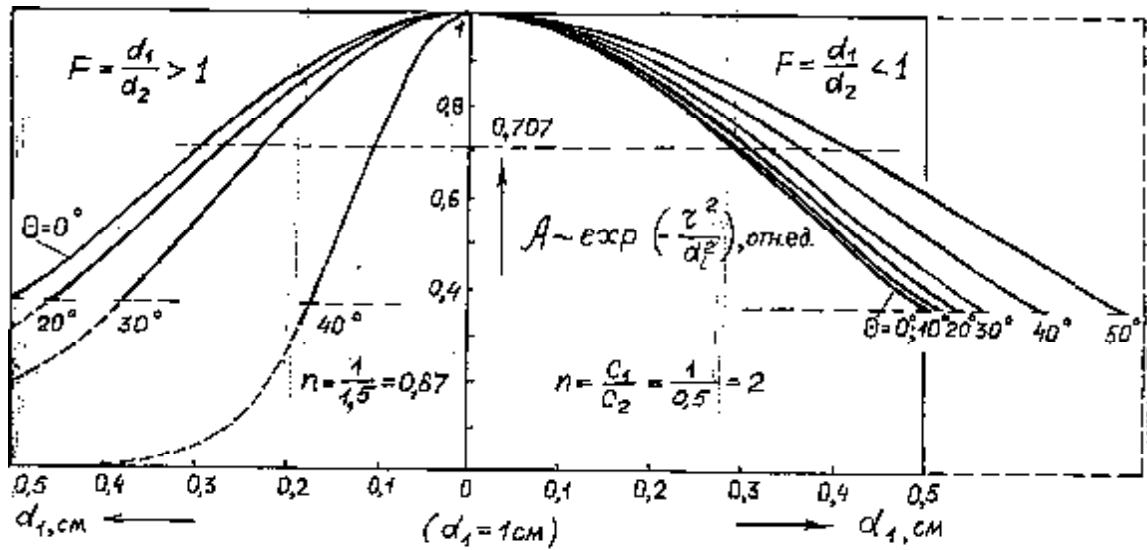


Рис.8. Относительное изменение ширины пучка [2] акустических волн при

преломлении на границе раздела двух сред $\left(\frac{1}{n} = m = \frac{C_2}{C_1}\right)$:

- 1 - "Вода- CCl_4 ($m=0,62$); 2 - "Глицерин-вода" ($m=0,78$);
- 3 - "Вода-глина" ($m=1,013$); 4 - "Вода-алевриты" ($m=1,013$);
- 5 - "Вода-песок" ($m=1,067$); 6 - "Керосин-вода" ($m=1,16$); 7 - "Спирт-вода" ($m=1,27$).



$R, T, r_p, t_p, r_\xi, t_\xi$, отн.ед.

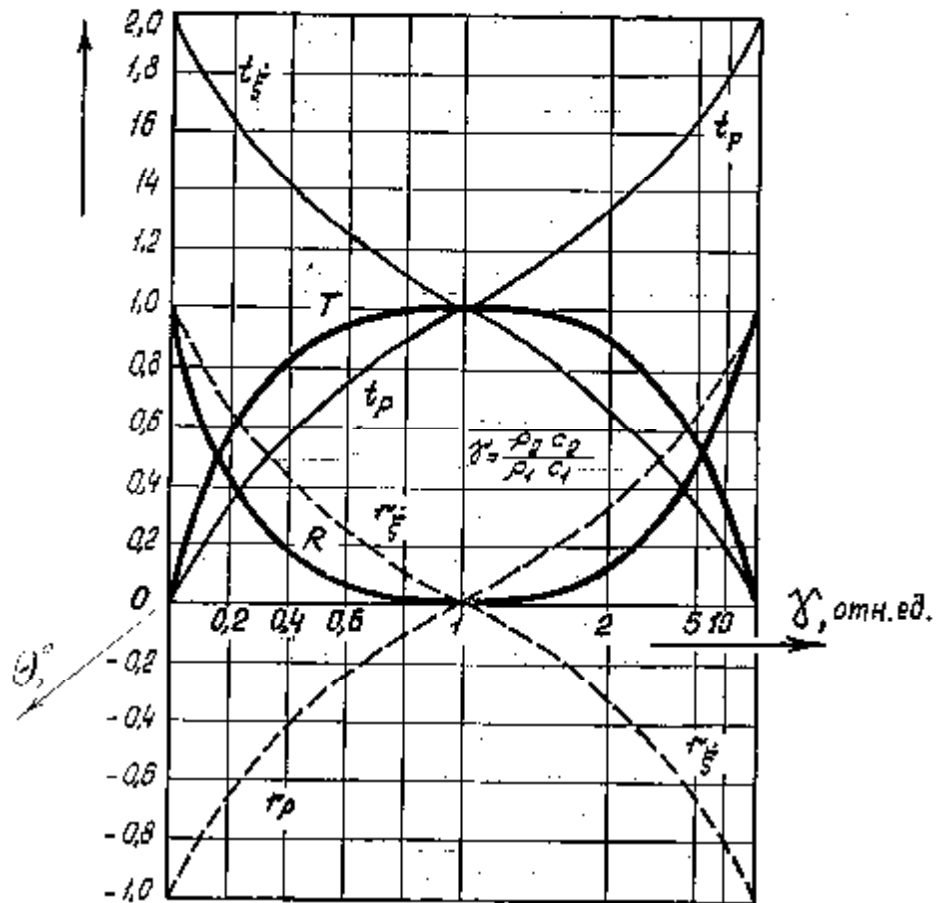


Рис.10. Зависимость коэффициентов отражения и прохождения:
 - по интенсивности - R, T ; - по давлению - r_p, t_p ; - по колебательной скорости -
 r_ξ, t_ξ ; от отношения удельных акустических сопротивлений соприкасающихся

сред $g = \frac{c_2}{c_1}, (0 \leq g \leq \infty)$.

Таким образом, оказывается возможным с учетом данных соотношений представить в линейном приближении коэффициенты отражения и прохождения для случая пучка, сохраняющие в общем виде известные формы, но имеющие изменения в своих выражениях через приведенные акустические сопротивления с учетом фактора фокусировки. Так коэффициент отражения r_p будет

$$r_p = \frac{e_{\Theta}^* - 1}{e_{\Theta}^* + 1} = -\frac{r_1 C_1 - r_2 C_2 \cdot F}{r_1 C_1 + r_2 C_2 \cdot F} = -\frac{1 - g \cdot F}{1 + g \cdot F} = -\frac{1 - \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 \Theta}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 \Theta}} \quad (5)$$

Коэффициент прохождения по давлению принимает следующую форму

$$t_p = \frac{2e_Q^*}{e_Q^* + 1} = \frac{2r_2 C_2 \cdot F}{r_2 C_2 \cdot F + r_1 C_1} = \frac{2 \cdot g \cdot F}{1 + g \cdot F} = \frac{2 \cdot \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}} \quad (6)$$

Выражение для коэффициента отражения по колебательной скорости в виде

$$r_{\&} = \frac{1 - e_Q^*}{1 + e_Q^*} = \frac{r_1 C_1 - r_2 C_2 \cdot F}{r_1 C_1 + r_2 C_2 \cdot F} = \frac{1 - g \cdot F}{1 + g \cdot F} = \frac{1 - \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}} \quad (7)$$

Для коэффициента прохождения по колебательной скорости в акустической волне выражение будет представляться как:

$$t_{\&} = \frac{\cos Q_1}{\cos Q_2} \cdot \frac{2e_Q^*}{e_Q^* + 1} = \frac{2r_1 C_1 \cdot F}{r_1 C_1 + r_2 C_2 \cdot F} = \frac{2 \cdot F}{1 + g \cdot F} = \frac{2}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}} \quad (8)$$

Коэффициенты отражения и прохождения по интенсивности в виде:

$$R = (r_p)^2 = \left(\frac{e_Q^* - 1}{e_Q^* + 1} \right)^2 = \left(\frac{g \cdot F - 1}{g \cdot F + 1} \right)^2 = \left(\frac{\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}} - 1}{\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}} + 1} \right)^2 =$$

$$= \frac{1 - \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}} + \left(\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}} + \left(\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (1 - C_2^2 / C_1^2) t g^2 Q}} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
 T = (t_p)^2 &= \left(\frac{2e_Q^*}{e_Q^* + 1} \right)^2 = \left(\frac{2 \cdot g \cdot F}{1 + g \cdot F} \right)^2 = \left(\frac{2 \cdot \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) t g^2 Q}}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) t g^2 Q}}} \right)^2 = \\
 &= \frac{4 \cdot \left(\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) t g^2 Q}}{1 + \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) t g^2 Q}} + \left(\frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (1 - C_2^2/C_1^2) t g^2 Q}} +
 \end{aligned} \tag{10}$$

По полученным соотношениям можно провести численные расчеты зависимостей всех коэффициентов отражения и прохождения от величины угла падения Q со стороны первой среды (воды) для различных соотношений относительных акустических импедансов контактирующих сред. Из вышеприведенных соотношений, может быть получено выражение для изменения ширины пучка во второй среде d_2 в зависимости от параметров контактирующих сред:

$$d_2 = \frac{2 - t_p}{t_p} \cdot g \cdot d_1 = \frac{2 - t_p}{t_p} \cdot \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot d_1 \tag{11}$$

Аналогичное соотношение может быть получено с использованием выражения коэффициента отражения [2,3] от ГРС как:

$$d_2 = \frac{r_p - 1}{r_p + 1} \cdot g \cdot d_1 = \frac{r_p - 1}{r_p + 1} \cdot \frac{r_2 C_2}{r_1 C_1} \cdot d_1 \tag{12}$$

Выражения (11)-(12) могут быть использованы для характеристики изменения ширины пучка на границах биологических тканей как в линейном случае, так и в нелинейном, если величины коэффициентов рассматриваются в соответствующих приближениях.

Литература

1. Андреева И.Б. Физические основы распространения звука в океане, Гидрометеоздат, Ленинград, 1975.- 190 с.
2. Бергман Л. Ультразвук, ИЛ; -М.: 1956.- 726 с.
3. Заграй Н.П., Голосов С.П., Калошин П.В. "Наклонное падение луча параметрической антенны на плоский слой", Сб. "Прикладная акустика", вып. XIV, 1990, Таганрог, ТРТИ, с. 26-30.

УДК 621.373.8

РАСЧЁТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-МОДУЛЯТОРОВ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ ИНЖЕКЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ

М.В.Орда-Жигулина

*Технологический институт Южного федерального университета, ул. Энгельса 1,
ГСП-17А, 137428, Таганрог, Россия, тел.: +7 (8634) 37-17-33, E-mail: jigulina@mail.ru*

Рассматривается методика расчета таких основных параметров СВЧ-модуляторов оптического излучения как коэффициент модуляции и активной и реактивной частей сопротивления инжекционного полупроводникового лазера (ИПЛ) в процессе амплитудной модуляции его излучения СВЧ-сигналом. Обсуждаются полученные результаты.

При инженерной разработке СВЧ-модуляторов оптического излучения требуются аналитические выражения для расчёта ряда модуляционных характеристик в режиме вынужденных колебаний – то есть при воздействии модулирующего СВЧ-колебания.

В настоящем докладе рассматривается возможность получения таких аналитических выражений на основе распространённого в радиотехнике подхода, когда рассматривается модель процесса модуляции, основанная на воздействии на нелинейный элемент (в данном случае р-п переход модулируемого инжекционного полупроводникового лазерного диода (ИПЛ)) помимо питающего напряжения U_0 одного или двух переменных сигналов малых амплитуд. При таком подходе первичными являются вольтамперная (ВАХ) и вольт-кулоновая (ВКХ) характеристики лазерного диода, которые обычно задаются экспериментально, а получение законов их аппроксимации не вызывает трудностей.

Переменное напряжение U , действующее на р-п переходе инжекционного полупроводникового лазерного диода, является суммой светового напряжения $K \cos \omega t$ и напряжения модулирующего сигнала $K_c \cos \omega_c t$, таким образом, ток в рабочих точках ВАХ и ВКХ диода может быть представлен в виде рядов Тейлора, что позволяет получить аналитическое выражение для импеданса ИПЛ (как для активной так и для реактивной его составляющих).

Из активной составляющей импеданса следует выделить проводимости на частоте модулирующего сигнала ω_c , на частоте преобразованного сигнала $\omega - \omega_c$, на частоте $\omega - 2\omega_c$. Кроме того, может быть выделена собственная проводимость лазерного диода в отсутствие модулирующего сигнала и ряд проводимостей по другим частотным каналам, которые обычно необходимы для уточнения эквивалентной схемы модулятора при его расчётах и определении основного параметра – коэффициента амплитудной модуляции m .

Следуя упомянутой выше процедуре, представляется возможным обсудить некоторые полученные результаты. На рисунках 1, 2 приведены результаты расчёта значений активных и реактивных частей сопротивления инжекционного полупроводникового лазерного диода типа a12m-КР1439(2) в зависимости от амплитуды модулирующего СВЧ-колебания K_c и величины напряжения питания U_0 для одного из значений амплитуды модулирующего оптического колебания K .

Согласно экспериментальным данным, опубликованным У.Тсангом, А.Яривом, Р.Ханспенджером [1, 2, 3], значение активной части сопротивления лазерных диодов R при СВЧ-модуляции составляет единицы Ом, что соответствует полученным в данной работе результатам.

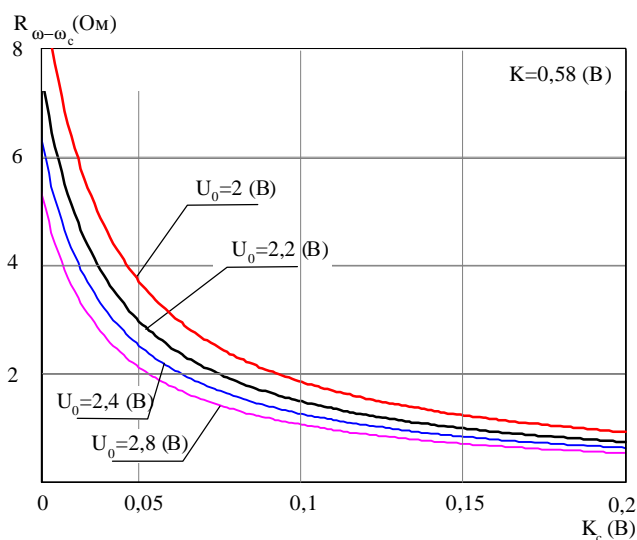


Рисунок 1 - Зависимость величины активной части сопротивления R (Ом) от амплитуды модулирующего СВЧ-сигнала K_c (В).

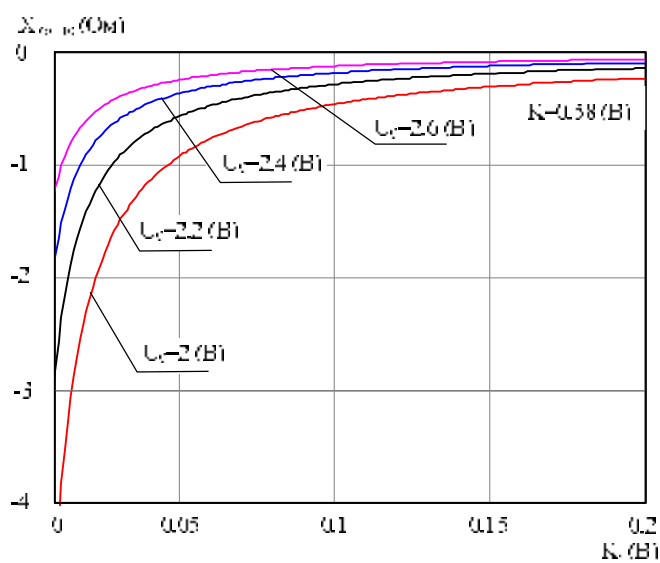


Рисунок 2 - Зависимость величины реактивной части сопротивления X (Ом) от амплитуды модулирующего СВЧ-сигнала K_c (В).

Все теоретические расчёты активной и реактивной частей сопротивления инжекционного полупроводникового лазерного диода и его динамических и статических модуляционных характеристик, показанных ниже, проведены для режима малого сигнала.

Анализируя зависимости, представленные на рисунках 1 и 2, можно сделать следующие выводы. В рассматриваемой оптико-электронной системе при значениях амплитуд K_c , лежащих в диапазоне 40 – 100 мВ (что соответствует малосигнальному режиму), возможна устойчивая модуляция. Необходимо отметить что активная и реактивная части сопротивления лазерного диода на частоте преобразованного сигнала R_{w-w_c} в значительной степени зависят от напряжения питания ИПЛ U_0 . Следовательно, выбором рабочей точки на ВАХ инжекционного полупроводникового лазерного диода можно добиваться эффективной модуляции при сохранении устойчивой работы системы.

Величина реактивной составляющей полного сопротивления ИПЛ, как следует из рисунка 2, одного порядка с величиной активной составляющей, однако изменение реактивной составляющей при изменении K_c можно считать незначительным в более узком диапазоне амплитуд (80-100 мВ), которого и следует придерживаться во избежание существенной паразитной частотной модуляции.

На рисунке 3 приведены результаты расчёта зависимости коэффициента модуляции m от величины амплитуды модулирующего СВЧ-колебания K_c и напряжения питания U_0 при той же амплитуде оптического колебания K . Эта зависимость известна в теории амплитудной модуляции как динамическая модуляционная характеристика.

Как следует из рисунка 3 глубина амплитудной модуляции существенно зависит от модулирующего напряжения на р-п переходе инжекционного полупроводникового лазерного диода и может быть увеличена при понижении напряжения питания U_0 , однако, как известно [4], уже при глубине модуляции 60% лазерный диод ухудшает оптические параметры излучения, поэтому глубина модуляции при рекомендуемых рабочих напряжениях питания ИПЛ должна быть ограничена примерно на уровне 30-50%, что согласуется с данными, полученными рядом авторов, практикующих в этой области [3, 4].

На рисунке 4 приведена модуляционная характеристика в зависимости от питающего лазер напряжения U_0 . Несмотря на то, что представленные в данной статье зависимости соответствуют режиму малосигнального воздействия модулирующего СВЧ-сигнала на р-п переход лазерного диода (это следует из соотношения амплитуд K и K_c), следует отметить эффективность этого воздействия, возрастающую при увеличении питающего р-п переход постоянного напряжения U_0 , то есть по питающему напряжению U_0 рассматриваемая система может быть оптимизирована.

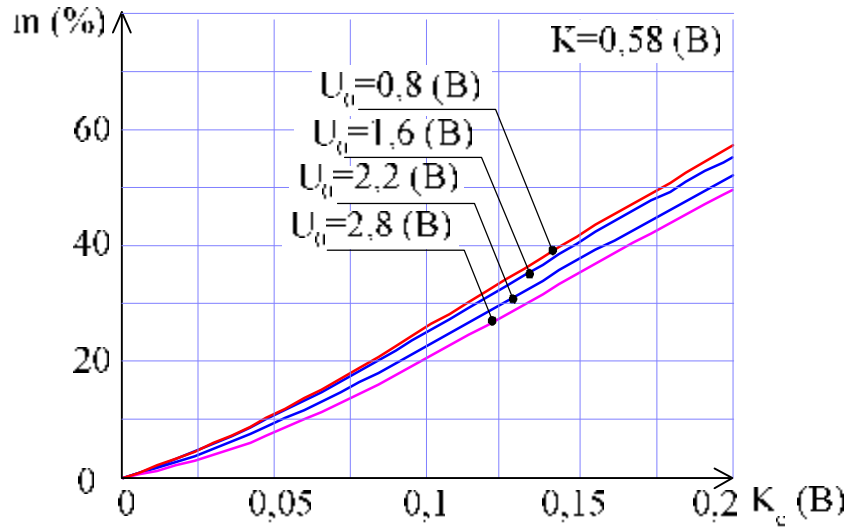


Рисунок 3 Зависимость коэффициента модуляции m от амплитуды модулирующего СВЧ-сигнала K_c (В).

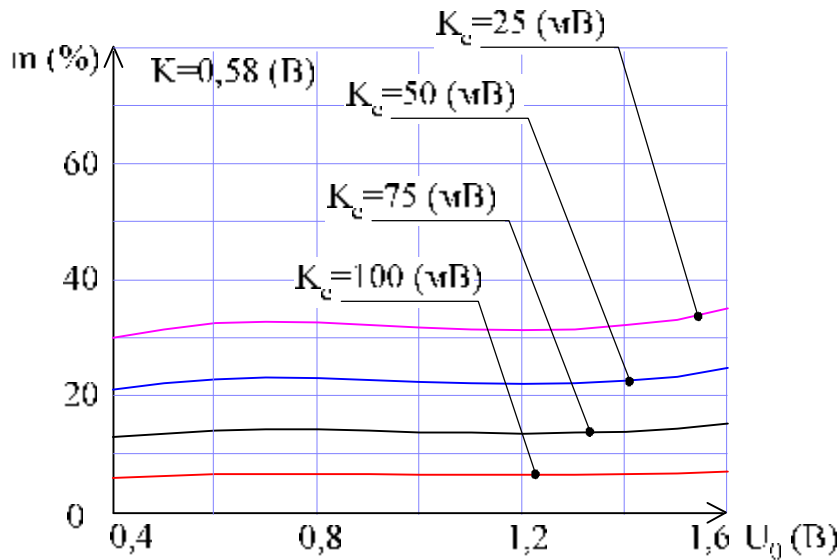


Рисунок 4 Зависимость коэффициента модуляции m от напряжения питания U_0 (В).

Литература

1. Полупроводниковые инжекционные лазеры. Динамика, модуляция, спектры: Пер. с англ./Под ред. У. Тсанга. М.: Радио и связь, 1990. –320 с.
2. Ярив А.. Введение в оптическую электронику. Пер. с англ. Г.Л. Киселева. Под ред. О.В. Богданкевича. М. Высшая школа, 1983. –400 с.
3. Хансперджер Р., Интегральная оптика: теория и технология / Р. Хансперджер ; пер. с англ. В. Ш. Берикашвили, А. Б. Мещерякова под ред. В. А. Сычугова. - М. : Мир, 1985. - 384 с.

4. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. М. Радио и связь, 1989. – 504 с.
5. Орда-Жигулина М.В., Алексеев Ю.И., Михеев С.С.. Определение устойчивости инжекционных полупроводниковых лазеров в приближении модели, описываемой скоростными уравнениями. «Радиотехника и электроника», 2006, том 51, №4. с. 509-512.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОДИАПАЗОННОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Д.В. Семенихина, Ю.И. Маркина

Таганрогский Технологический Институт Южного федерального университета,
airpu@tsure.ru

В работе описаны этапы моделирования спиральной антенны фазового пеленгатора эллиптической поляризации для диапазона 800 МГц – 21 ГГц. Показаны расчеты характеристик антенны: КСВ, входного сопротивления, коэффициента эллиптичности и диаграммы направленности (ДН) на нижних, средних и высоких частотах диапазона антенны. Представлена и описана модель поглощающих слоев для обеспечения однонаправленного излучения антенны.

Современная противовоздушная оборона основана на широком использовании средств радиолокации, связи и радиотелеуправления. Радиоэлектронные устройства позволяют получить своевременную и достоверную информацию об обнаружении противника и оперативно принять решение о дальнейшем действии [1].

Определение местоположения интересующих радиопередающих средств и других источников излучения электромагнитных волн осуществляется с помощью радиопеленгаторов. Радиопеленгование позволяет достаточно точно установить не только местонахождение, но и движение подводных и надводных кораблей, самолетов, а также траекторию полета космических объектов [2]. Среди известных методов пеленгации широко используется фазовый метод измерения направления распространения принимаемого радиосигнала благодаря его наибольшей точности и быстродействию.

Эффективность и скорость определения направления источника излучения фазовым пеленгатором также зависит и от параметров антенного устройства с учетом его размещения на объекте. В связи с вышесказанным предъявляются следующие основные требования к антеннам пеленгаторных устройств. Антенны фазовых пеленгаторов обеспечивают наблюдение в широком секторе углов одновременного обзора. Для того, чтобы реализовать прием электромагнитных волн во всех направлениях, антенна должна быть

слабонаправленной, то есть, иметь близкую к круговой диаграмму направленности.

Для уменьшения числа антенн, перекрывающих рабочий диапазон, требования к ДН антенны должны выполняться в частотном диапазоне с перекрытием от 2...3 до 5...6 октав.

Свойствами широкодиапазонности и слабонаправленности обладают спиральные антенны. В работе [3] приведены результаты моделирования меандровой спиральной антенны в диапазоне 1.5...40 ГГц. Благодаря применению на части спиральной антенны меандровой линии размеры антенны уменьшаются на 15% по сравнению со случаем обычной архимедовой спирали. Однако измерения этой антенны показали, что угловой сектор сканирования составляет около $\pm 50^\circ$ по уровню -10 дБ. Известны также закрытые резонатором спиральные антенны [4], имеющие сектор углов сканирования более $\pm 80^\circ$, но работающие в полосе не более 1..2 октав.

Цель данной работы – моделирование антенны эллиптической поляризации для частотного диапазона 0.8...21 ГГц с коэффициентом эллиптичности ДН не более -10 дБ в секторе углов сканирования $\pm 60^\circ$ и КСВ по входу антенны, не превышающим 3,5 во всем частотном диапазоне. Антенна должна быть согласована по входному сопротивлению с линией питания.

Моделирование и расчет антенны проводится в программе *Ansoft HFSS v.10*. Широкодиапазонная антенна спроектирована как двухзаходная спиральная антенна, состоящая из плоской и конической частей (рисунок 1,а). Плоская часть обладает сложной конфигурацией: первые три витка каждой ветви двухзаходной плоской спирали представляют собой спираль Архимеда; после трех витков которой – логарифмическая (равноугольная) спираль. Коническая часть представляет собой логарифмическую спираль с тем же углом подъема, что и у плоской, являясь продолжением плоской спирали. Коническая спираль предназначена для работы антенны на нижних и средних частотах. Логарифмическая и архимедова спирали обеспечивают работу антенны на средних и высоких частотах диапазона.

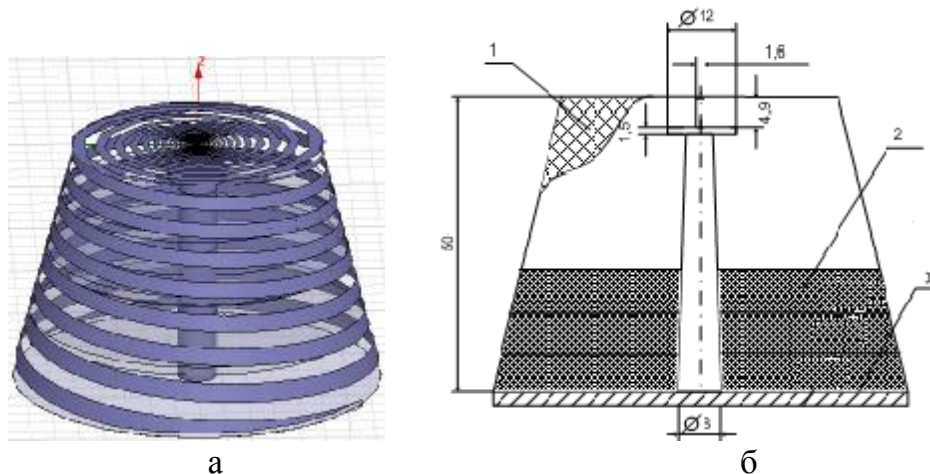


Рисунок 1. – Спиральная антенна: внешнее (а) и внутреннее (б) устройство модели антенны

В соответствии с назначением антенны необходимо обеспечить её однонаправленное излучение, для чего в конструкцию антенны включены металлический экран и поглощающие слои. На рисунке 1,б показано внутреннее устройство антенны и обозначено: 1 – диэлектрический конус; 2 – поглощающие слои; 3 – наружный металлический экран из идеального проводника. С этой же целью концы конической спирали нагружены на согласующие сопротивления.

С помощью металлического экрана осуществляется отражение нижнего лепестка ДН антенны, а затем происходит его полное подавление поглотителями электромагнитного излучения. Радиопоглощающий материал марки ПМ-24 с диэлектрической проницаемостью, $\tilde{\epsilon} = 18,3 - i$ и относительной магнитной проницаемостью $\tilde{\mu} = 4,8 - i$ обеспечивают минимальный коэффициент отражения электромагнитных волн.

Расчет параметров поглощающих слоев проводится в приближении плоских бесконечных слоев в программе MathCAD. С помощью рекуррентных соотношений [5] рассчитывается коэффициент отражения многослойной структуры через импедансы слоёв, электродинамических параметров и толщин слоев.

Технология изготовления ПМ-24 такова, что толщина радиопоглощающего слоя кратна 6,2мм. Поэтому расчеты проводятся для толщин, равных 6,2 мм, 12,4 мм, 24,8мм и так далее. Лучший достигнутый коэффициент отражения -10 дБ в диапазоне от 800 МГц до 21 ГГц (рисунок 4) получен для 5 слоев (рисунок 3). Толщина одного поглощающего слоя составила 12.4 мм, толщина диэлектрика с $\epsilon = 1,005$ равна 1.5 мм.

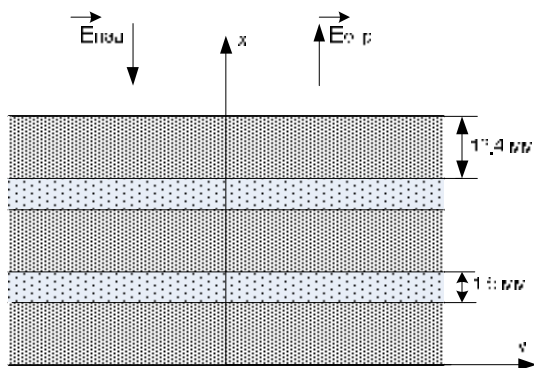


Рисунок 3 - Модель поглотителя электромагнитного излучения

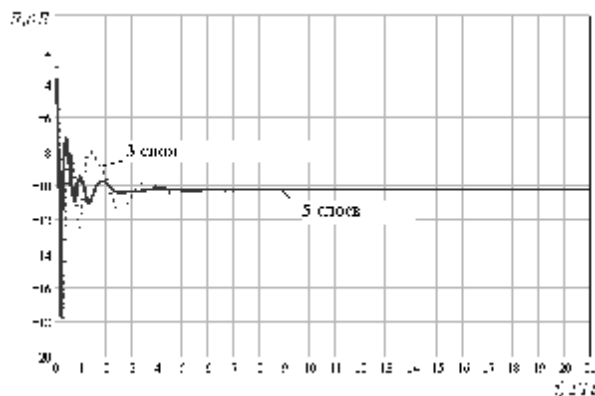


Рисунок 4 - График зависимости коэффициента отражения от количества слоев

Расчет антенны проводился во всем частотном диапазоне. Приведем результаты расчета антенны на частотах 0,8, 10, 15 и 21 ГГц.

| Частота, ГГц параметры | 0.8 | 10 | 15 | 21 |
|---------------------------------|------|-----|-----|-----|
| КСВ | 1,95 | 3,2 | 2,9 | 3,5 |
| Входное сопротивление, ОМ | 93 | 162 | 149 | 175 |

В таблице представлены результаты расчетов КСВ и входного сопротивления для указанных частот.

Анализ таблицы 1 показывает, что требование к коэффициенту стоячей волны полностью удовлетворяется во всем диапазоне частот.

На рисунке 5 приведены диаграммы коэффициента эллиптичности (вычисленного как отношение большой полуоси эллипса поляризации к малой) в меридиональной плоскости, рассчитанные для углов наблюдения $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$.

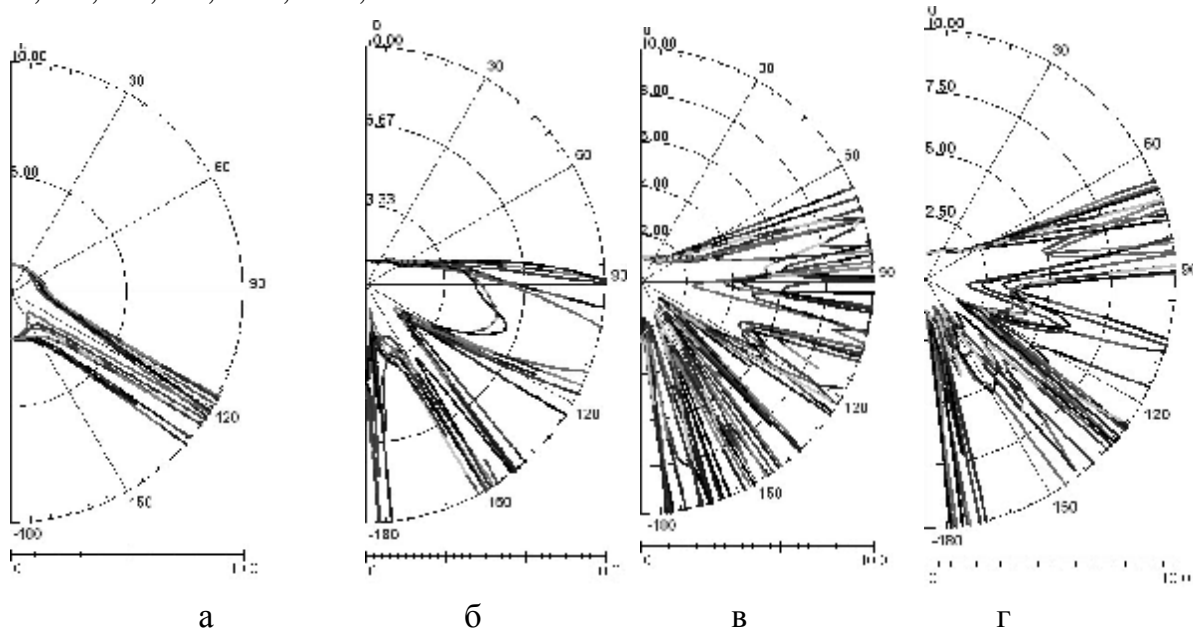


Рисунок 5 - Диаграммы коэффициента эллиптичности: а – для частоты 800 МГц, б – для частоты 10 ГГц, в – для частоты 15 ГГц, г – для частоты 21 ГГц

Результаты расчетов показывают, что антенна полностью удовлетворяет поставленным требованиям. Например, на частоте 800 МГц она имеет эллиптическую поляризацию с заданным коэффициентом эллиптичности в секторе углов $\pm 110^\circ$ (рисунок 5,а), а на частоте 21 ГГц – в секторе $\pm 67^\circ$

Из рисунка 6 видно, что уровень заднего лепестка диаграмм направленности не превышает 1 дБ во всем заданном диапазоне частот.

В дальнейшем будет изучена возможность расширения рабочей полосы частот в высокочастотную область за счет изменения диаметра, толщины и количества поглощающих слоев.

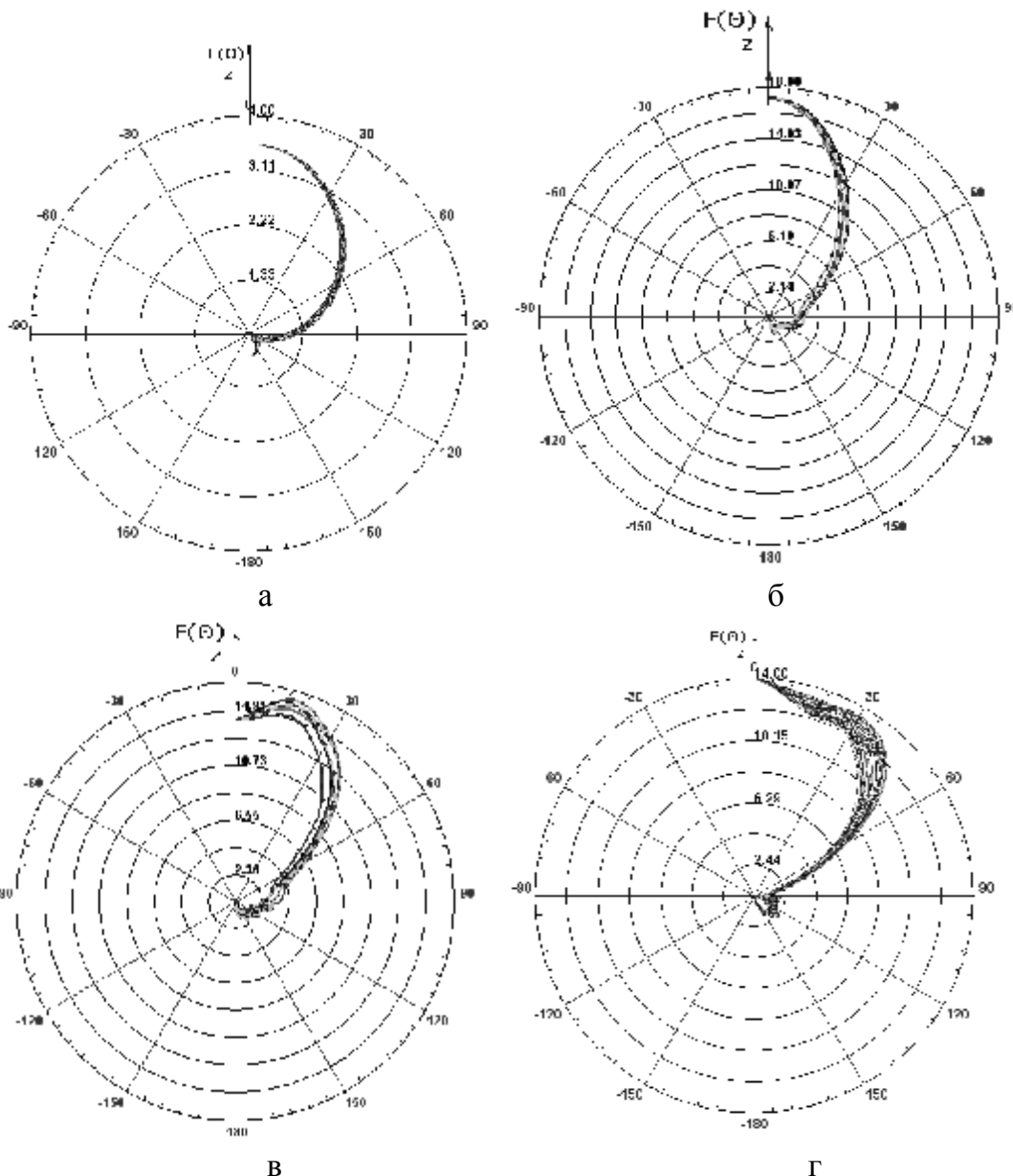


Рисунок 6 – Угломестная диаграмма направленности, а – на частоте 0.8 ГГц, б – на частоте 10 ГГц, в – на частоте 15 ГГц, г – на частоте 21 ГГц

Литература

1. Перунов Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин. – М., Радиотехника. 2003., 415 с.
2. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. М., Воениздат. 1986 г., 248 с.
3. Baldemero P., Bartocci M., Manna A., Pantano A., Trotta F. Design, Simulation and Measure Broadband Cavity Backed Combined Spiral Antenna //11 International Symposium on Microwave and Optical Technology (ISMOT-2007), 2007.

4. Buck M.C., Filipovic D.S. Two-Arm Sinuous Antennas// IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 56, No. 5, May 2008.

5. http://www.ainfoinc.com/en/pro_pdf/new_products/antenna/Spiral%20Antenna/tr_JXTXLX-180265.pdf

6. Юханов Ю.В., Семенихин А.И., Семенихина Д.В., Шабашов А.О., Бобков Н.И., Многооктавные проходные вращатели поляризации с анизотропно проводящими сетками // В кн. «Рассеяние электромагнитных волн». Вып. 15. Таганрог.2008.С. 89-98.

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ МОДУЛЬ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Хоружий С.Г., Жучков К.Н., Мурашов А.А., Бабенко А.А.

ФГУП «ВНИИ «Градиент», 344010, г. Ростов –на-Дону, пр. Соколова, 96

1. Обзор модулей цифровой обработки сигналов

Высокая производительность и простота программирования новой серии процессоров TMS320C64x фирмы Texas Instruments (TI), в совокупности с удобством отладки программ и организации интерфейса с внешними устройствами с помощью интегрированной среды разработки CCS той же фирмы производителя делает предпочтительным выбор модуля цифровой обработки сигналов построенного на базе этой серии процессоров.

Фирма TI в 1996 г. первой вывела на рынок процессор с архитектурой VLIW TMS320C62xx, предложив для архитектуры процессоров этого семейства термин VelocityTI.

Упрощенная функциональная схема операционных модулей ЦПУ процессоров TMS320C6xxx приведена на рисунке 1.

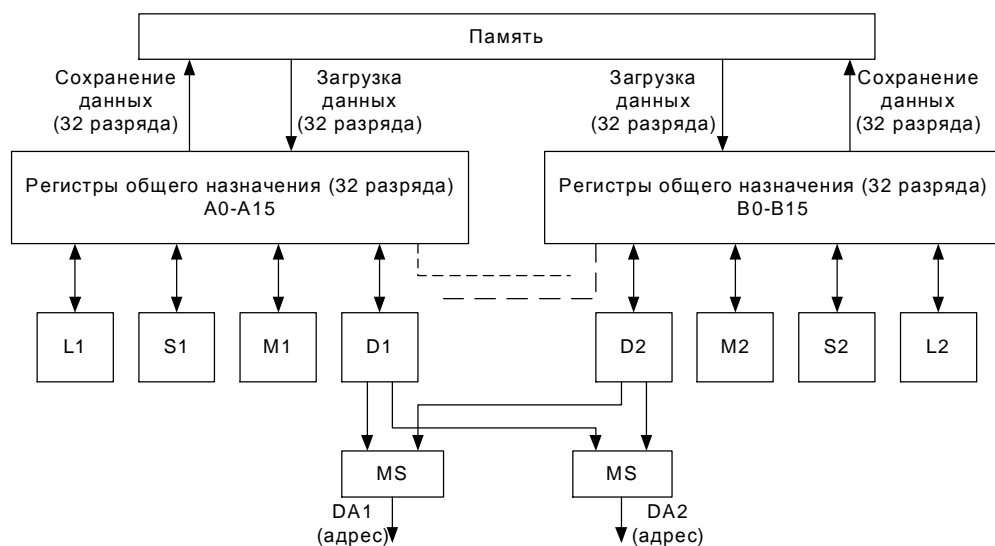


Рис. 1 Функциональная схема операционных модулей процессоров TMS320C6XXX

ЦПУ имеет восемь операционных модулей L, S, M, D, разбитых на две идентичные группы — 1 и 2. Модули выполняют команды типа "регистр, регистр \rightarrow - регистр". Источниками операндов и получателями результатов являются два набора 32-разрядных регистров A и B соответственно для операционных модулей группы 1 и 2. Однако возможно использование данных регистров B модулями группы 1 и наоборот. Все модули ориентированы на выполнение определенных операций, ниже перечислены некоторые из них.

Модули L(L1, L2):

- 32/40-разрядные арифметические операции и операции сравнения;
- 32-разрядные логические операции;
- операции нормализации.

Модули S (S1, S2):

- 32-разрядные арифметические операции;
- 32/40-разрядные операции сдвига и операции с отдельными битами;
- 32-разрядные логические операции;
- генерация констант.

Модули M (M1, M2):

- операции умножения 32x32 с фиксированной точкой;
- операции умножения с плавающей точкой.

Модули D (D1, D2): 32-разрядные операции по вычислению адресов, в том числе адресов циклических и линейных буферов. Модули D1, D2, предназначенные для вычисления адресов, имеют выход на шины адресов.

• ЦПУ процессора имеет две 32-разрядные шины для записи данных из регистров в память и две 32-разрядные шины для чтения из памяти, которые позволяют осуществлять по две операции чтения и записи данных за такт.

На отечественном рынке присутствуют несколько фирм, предлагающих свои решения на базе серии процессоров TMS320C64x. Среди наиболее активных представителей следует отметить следующие три фирмы: MicroLAB, SCAN и InSys.

1.1 Модули ЦОС TORNADO-P6414/P6415/P6416

Фирма MicroLAB производит серию плат TORNADO-P6414/P6415/P6416. На рис. 2 приведена фотография модуля TORNADO-P64xx.



Рис. 2 Внешний вид модуля TORNADO-P64xx

На рис. 3 приведена принципиальная схема модуля TORNADO-P64xx.

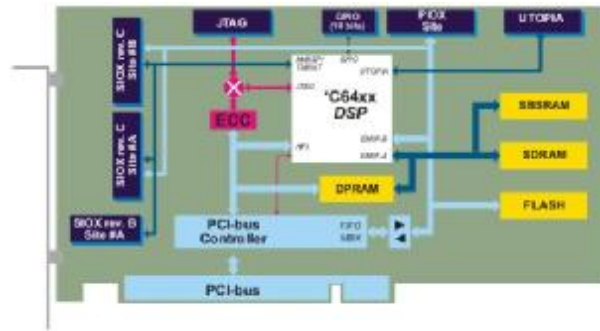


Рис. 3 Структурная схема модуля TORNADO-P64xx.

Применение модуля:

- многоканальные вокодеры (vocoders) и факс/модемы;
- многоканальная передача данных и телефония;
- обработка мультимедийных и аудио сигналов;
- измерительные приборы и промышленная автоматика;
- обработка сигналов;
- акустика и радиолокация;
- многоканальное цифровое радио.

TORNADO-P64x сверх высоко производительные платформы ЦОС с гибкой модульной конструкцией для цифровой обработки сигналов в реальном времени и сбора данных, которое может использоваться как съемное PCI устройство, так и автономно.

Расположенная на плате память содержит высокоскоростную 64-битную синхронную блочную память SRAM (SBSRAM), 64-битную синхронную DRAM (SDRAM), которая связана с DSP по 64-битной шине EMIF-A; и 32-битную двухканальную память (DPRAM) и 8-битная FLASH/EPROM память, которая связана с DSP шиной EMIF-B.

Отличительной особенностью TORNADO-P64x является многоканальная архитектура платы, которая хорошо приспособлена для высоко производительной обработки данных и параллельной высокоскоростной многоканальной дуплексной передачи данных между host PCI шиной и цифровым процессором обработки сигналов (ЦПОС) практически без затрат времени ЦПОС. Во-первых, TORNADO-P64x использует двух шинную архитектуру ввода/вывода, реализованную в ЦПОС TMS320C64xx, и обеспечивает изолированность внутрикристалльной 64-битной синхронной памяти (SBSRAM и SDRAM) от внешней асинхронной памяти/периферии (DPRAM, FLASH, PIOX/SIOX интерфейсов, и т. д.) для того чтобы получить значительное качественное улучшение работы приложений ЦОС. Во-вторых, расположенная на плате двухпортовая память (DPRAM) в совокупности с аппаратными семафорами и взаимными прерываниями при обращении к общей области памяти предоставляет доступ как PCI шине так и ЦПОС без затраты времени на разрешение конфликтов связанных с доступом. В-третьих,

интегрированный в ЦПОС порт NPI предоставляет доступ с host PCI шины ко всей памяти ЦПОС и области ввода/вывода, включая SBSRAM/SDRAM, FLASH/EPROM, PIOX и интегрированной в ЦПОС памяти и периферии. В-четвертых, двух канальная память с прямым доступом (DMA) и PCI шина предоставляет возможность доступа с ЦПОС ко всей памяти доступной PCI шине и области ввода/вывода. Наконец, многоканальные двунаправленные буферы с прерыванием по заполнению (mailboxes) обеспечивает многопоточковую передачу данных между PCI шиной и ЦПОС.

TORNADO-P64x имеет модульную конструкцию с возможностью подключения дочерних модулей расширения (DCM), которые позволяют быстро изменять конфигурацию системы с целью удовлетворить специфическим требованиям различных прикладных задач ЦОС реального времени. Дополнительно могут быть установлены средства ввода/вывода и периферия включая 10-битный ввод/вывод в основном предназначенный для управления внешними силовыми устройствами, реле, и т. д. и 50МГц 8-битный UTOPIA level 2 slave интерфейс для ATM прикладных задач ЦОС.

TORNADO-P64x имеет возможность автономной работы без подключения к компьютеру. После отладки программного обеспечения предназначенного для ЦПОС расположенного на плате и записи в дополнительную FLASH память, TORNADO-P64x может быть отключена от host PCI шины и запущена в автономном режиме с внешним питанием. Интегрированные на плате устройство сброса и тактовый генератор обеспечивают безотказную работу в автономном режиме.

Расположенный на плате эмулятор порта ввода JTAG-IN совместим с внешними системами MIRAGE-510DX/P510D производства MicroLAB и XDS510/XDS560 JTAG эмуляторами производства TI, и спроектирован для отладки интегрированного на плате TMS320C64x ЦПОС с использованием отладочных средств промышленного стандарта TI C6000 Code Composer Studio. Несколько TORNADO_P64x плат могут быть подключены к одному каналу JTAG при помощи гирляндной цепи посредством JTAG-IN и JTAG-OUT разъемов. В случае когда внешний JTAG эмулятор недоступен, может быть использован интегрированный чип эмулятор контроллера ECC для системы TORNADO ЦПОС. ECC идентичен внешнему JTAG эмулятору и работает под TI C6000 Code Composer Studio.

Технические характеристики:

ЦПОС TMS320C6414/C6415/C6416 DSP с фиксированной точкой, 32 битные, 3200..4800 MIPS;

1 Мбайт памяти (RAM);

кэширование команд и данных.

Расположенная на плате память:

32К/64К/128К/256К/512Кx64 100/125 МГц SBSRAM. 4М/16x64 100/125 МГц SDRAM. 1Мx8 FLASH/EPROM. 32К/64К/128Кx32 двухпортовой памяти (DRAM).

Интерфейс host PCI шины:

Доступ с PCI шины к DPRAM, двунаправленные буферы с прерыванием по заполнению (mailboxes) и NPI порт ЦПОС. Захват PCI шины ЦПОС. Взаимный обмен прерываниями между PCI-шиной и ЦПОС.

1.2 Модуль ЦОС XDSP-5МС

Фирма SCAN Ltd является официальным дистрибьютером фирмы Texas Instruments по России. На базе серии процессоров TMS320C64xx производства TI в Воронеже разработан модуль ЦОС XDSP-5МС, который был получен в результате развитие архитектуры модуля ЦОС XDSP-3МС. В модуле XDSP-5МС применены ПЛИС семейства Xilinx Virtex-2 объёмом до 8-ми млн. вентилей и 12-ти разрядные 210МГц или 14-ти разрядные 105МГц АЦП Analog Devices. Внешняя память ПЛИС представлена 4-мя независимыми банками статического ОЗУ ZBT SSRAM 512Кx36 200МГц, внешняя память сигнального процессора ZBT SSRAM 512Кx64 150МГц. На рисунке 4 показан внешний вид модуля XDSP-5МС.

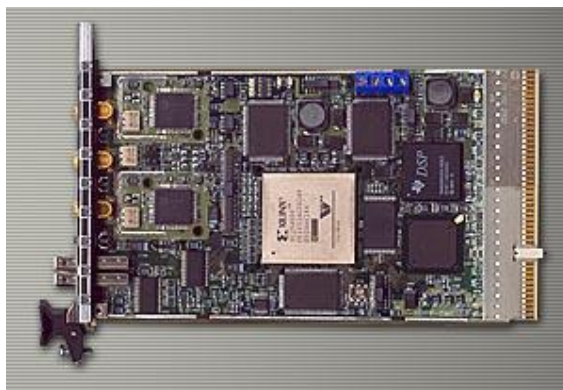


Рис. 4 Внешний вид модуля XDSP-5МС.

Конфигурация модуля позволяет реализовать широкий спектр приложений цифровой обработки сигналов, а реализация в конструктиве Compact PCI 3U обеспечивает высокую надёжность промышленных систем и систем специального назначения на базе XDSP-5МС.

Основные особенности модуля XDSP-5МС:

- поддержка Compact PCI 2.0 R3.0 33МГц/32бита Slave, Master/Slave (опция);
- 3 - 8 млн. вентилей в ПЛИС Xilinx Virtex-2 в корпусе FF1152 1мм;
- 250 тыс. - 1 млн. вентилей в ПЛИС управления Virtex-2 в корпусе FG456;
- 208 встроенных аппаратных умножителя 18x18бит (XC2V8000 + XC2V1000), функционирующих на частоте 133МГц (временная группа ПЛИС -6);
- 208 встроенных блоков двухпортового ОЗУ объёмом по 18кБит 300МГц;
- до 12-ти блоков управления тактированием ПЛИС с умнож./делением частоты;
- ЦПОС Texas Instruments TMS320C6415/6416 500/600МГц BGA532 0,8мм;
- четыре/восемь умножителей ЦПОС 16x16/8x8 на частоте процессора;
- 8МБит внутренней памяти ЦПОС;
- четыре банка ZBT SSRAM 512Кx36 200МГц ПЛИС;
- внешняя память ЦПОС - ZBT SSRAM 512Кx64 150МГц на шине EMIFA;

- FLASH-память конфигурации ПЛИС и ЦПОС до 16МБайт на шине EMIFB;
- два канала АЦП 12бит/170-210MSPS либо 14бит/80-105MSPS с общим тактированием;
- высокоскоростной тактовый ввод до 200МГц;
- канал приёма данных в стандарте LVDS 1.8ГБит/сек;
- канал передачи данных в стандарте LVDS 1.8ГБит/сек;
- встроенные тактовые генераторы 200МГц (PECL) и 50/60МГц (LVTTL);
- порт JTAG IEEE 1149.1 отладки ПЛИС и ЦПОС;
- контроль температуры ПЛИС и окружающей среды.

Структура модуля XDSP-5МС представлена на рисунке 5.

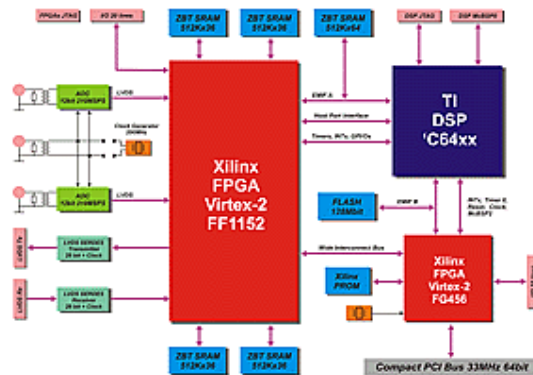


Рис. 5 Структура модуля XDSP-5МС.

Разработчики фирмы производителя считают перспективным использование данного модуля ЦОС для решения следующих задач:

- цифровой радиоприём;
- широкополосные системы связи;
- радиолокация;
- системы цифрового наблюдения и анализа радиосигналов.

1.3 Модули ЦОС ADP6415PCI, ADP6416PCI, ADP64HPI_PCI

У фирмы Инструментальные системы (ИнСис) на разных стадиях производства находятся модули ЦОС на базе ЦПОС серии TMS320C64xx фирмы TI: ADP6415PCI, ADP6416PCI, ADP64HPI_PCI.

Высоко производительный модуль цифровой обработки сигналов на основе процессоров TMS320C6415/C6416 со встроенным контроллером шины PCI.

Основные характеристики платы:

- Процессор TMS320C6415/C6416 на частоте 500/720 МГц;
- Память на EMIF A: SDRAM – до 128 Мбайт (16Mx64 бита);
- Память на EMIF B: SDRAM – до 32 Мбайт (16Mx16 бит);
- SRAM – 2Мбайта (1Mx16 бит);
- FLASH – до 512Кx8;
- Обмен с ведущей ПЭВМ через встроенный контроллер шины PCI;

- Аналоговый интерфейс: сменные унифицированные submodule ADC и DDC с различными характеристиками;
- Управление аналоговым интерфейсом на основе ПЛИС Altera ACEX EP1K емкостью до 100К;
- Дополнительная ПЛИС обработки сигналов Spartan2 до 200К;
- Ввод-вывод данных из ADC (в DAC) через ПЛИС.

Архитектура модуля:

- Интерфейс ведущей ПЭВМ – PCI 32 бита, 33 МГц;
- Синхронная динамическая SDRAM память объемом до 160 Мбайт;
- Статическая память SRAM объемом до 2 Мбайт;
- Мезонинный интерфейс submodule расширения семейства ADMTM;
- Семейство ADMTM содержит более 30 submodule ввода-вывода и обработки сигналов;
- Широкий спектр submodule семейства ADMTM позволяет использовать модуль ADP6415PCI/ADP6416PCI для построения комплексов обработки сигналов различного назначения;

Встроенная ПЛИС SPARTAN2 для дополнительной цифровой обработки сигналов (опция).

На рисунке 6 приведена структурная схема модуля ADP6415PCI.

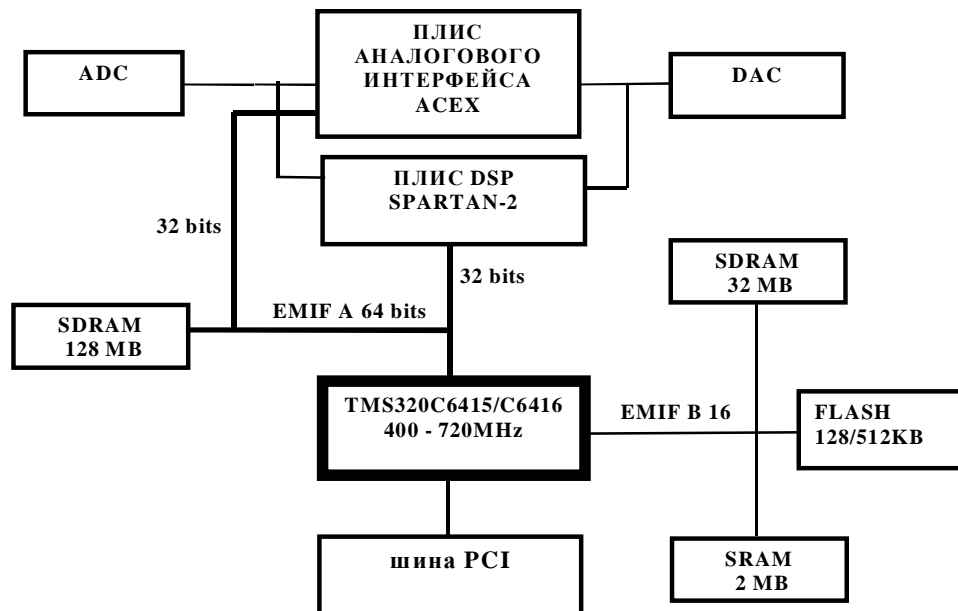


Рис. 6 Структурная схема модуля ADP6415PCI

Фирма производитель предполагает следующие области применения для модуля ADP6415PCI:

- системы связи;
- обработка изображений;
- мультимедиа;
- промышленность;
- системы медицинской диагностики;

- цифровое радио и телевидение.

На рис. 7 приведена структурная схема модуля ADP64HPI_PCI.

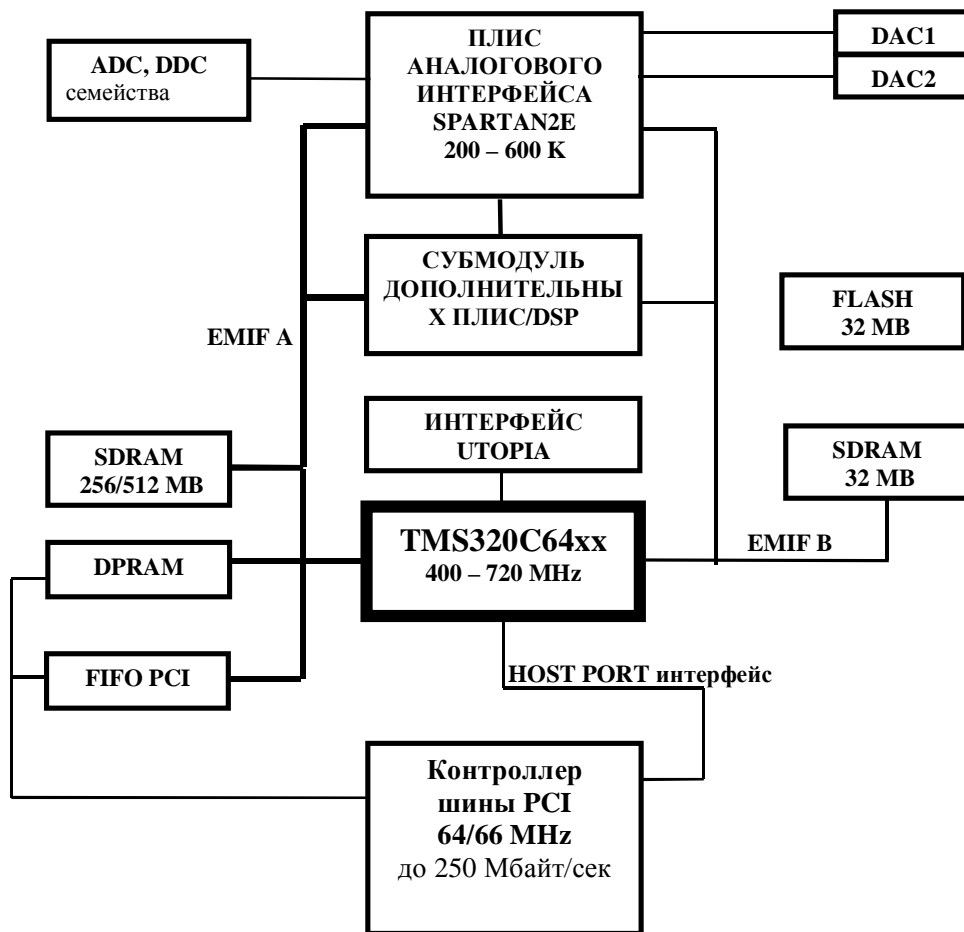


Рис. 7 Структура модуля ADP64HPI_PCI.

Фирма производитель считает основными следующие сферы применения модуля ADP64HPI_PCI:

- системы связи;
- обработка и распознавание речи;
- обработка изображений;
- мультимедиа;
- промышленность;
- системы медицинской диагностики;
- системы, требующие сверхвысокой вычислительной мощности.

Модуль ЦОС ADP64E является автономной процессорной платой со встроенными интерфейсами RS-232, IEEE1394 (до 400 Мбит/сек), USB.

Основные характеристики платы:

- Процессор TMS320C6414/C6415/C6416 на частоте 500/720 МГц;

- Память на EMIF A: SDRAM – до 256 Мбайт;
- Встроенный процессор ввода-вывода, обеспечивающий обмен с ведущей ПЭВМ через RS-232, IEEE1394, USB;
- Аналоговый интерфейс: сменные унифицированные submodule ADC и DDC с различными характеристиками;
- Управление аналоговым интерфейсом, ввод-вывод данных, обработка сигналов в ПЛИС на основе Virtex2 объемом до 8 Млн;
- Внешний интерфейс расширения на основе LVDS каналов.

Плата ADP6713PCI построена на основе нового процессора с плавающей точкой TMS320C6713 (тактовая частота процессора 225МГц, объем внутрикристалльной памяти 256 Кбайт, программная совместимость с процессорами семейств TMS320C62/67).

Некоторые характеристики платы:

- Процессор TMS320C6713 на частоте 225 МГц;
- Память SDRAM – до 128 Мбайт;
- FLASH – 32Мx8;
- Обмен с ведущей ПЭВМ через Host Port интерфейс, через двухпортовую память объемом 128/256 Кбайт, через FIFO;
- Аналоговый интерфейс: сменные унифицированные submodule ADC и DDC с различными характеристиками;
- Управление аналоговым интерфейсом, ввод-вывод данных, обработка сигналов в ПЛИС на основе Spartan2E объемом до 600К;
- Возможность установки дополнительных ПЛИС или процессоров на дополнительном модуле расширения.

Основные параметры рассмотренных модулей ЦОС фирм MicroLAB, SCAN, InSys приведены в сводной таблице 1.

Таблица 1 Сравнение модулей ЦОС на базе ЦПОС TI TMS320C64xx

| Фирма производитель | MicroLAB | SCAN Ltd | InSys |
|--|---------------------------------------|------------------------------|-------------------------|
| Модули ЦОС | TORNADO- P6414/ P6415/ P6416 | XDSP-5MC | ADP6415PCI |
| Контроллер PCI шины, внутренний/внешний | PCI 2.2 / внешний | Compact PCI 2.0 / внешний | PCI2.2 / встроенный |
| Средняя блоковая скорость обмена на шине PCI | До 80 Мбайт/с | До 50 Мбайт/с | До 80 Мбайт/с |
| АЦП, внутренний/внешний | Внешний | Внутренний | Внешний |
| Последовательные интерфейсы | SIOX rev.B x 1, SIOX | Нет | 3 встроенных канала, |

| | | | |
|---|-------------------------------|---|--|
| | rev.C x 2 (DCM) | | совместимых с протоколами T1/E1 |
| Параллельные интерфейсы | PIOX/PIOX- 16 x 1 (DCM) | Собственной разработки | ADMConnect |
| Порты тестирования | JTAG IEEE 1149.1 | JTAG IEEE 1149.1 | JTAG IEEE 1149.1 |
| Объем памяти SBSRAM | До 512Кx64 (EMIFA) | Нет | Нет |
| Объем памяти SDRAM | До 16Мx64 (EMIFA) | Нет | 16Мx64 бита (EMIFA), 2Мx16 бита (EMIFB) |
| Объем памяти SRAM | Нет | 512Кx64 150МГц (EMIFA) | 1Мx16 бит (EMIFB) |
| Объем памяти FLASH/EPROM | До 1Мx8 (EMIFB) | 16Мбайт (общая с ПЛИС, EMIFB) | до 512Кx8 (EMIFB) |
| Наличие ПЛИС | Нет | Да, (Xilinx Virtex-2 Analog Device, 12/14 разрядное 10МГц/105МГц, до 2- х каналов) | Да, Altera ACEX EP1K емкостью до 100К для управления аналоговым интерфейсом, Spartan2 до 200К для обработки сигналов) |
| Память ПЛИС | Нет | До 4-х независимых банков SSRAM 512Кx36 200МГц, FLASH 16Мбайт | |
| Возможность модульного расширения (DCM) | Да | Нет | Да, (ADM TM ADP6415PCI/ ADP6416PCI) |
| Возможность многопроцессорного расширения | Да | Нет | Нет |
| Возможность автономной работы | Да | Нет | Нет |

| | | | |
|------------------|-------------------------------|--|-------------------------------|
| Среда разработки | TI C6000 Code Composer Studio | Комплексный тестовый VHDL-проект для САПР ISE, TI C6000 Code Composer Studio | TI C6000 Code Composer Studio |
| Драйверы | Dos, Windows | Windows 98/Me/NT4.0/2000/XP, Linux | - |

Рассмотренные в таблице 1 параметры модулей ЦОС позволяют разработчику сложных комплексов по обработке и анализу сигналов сделать выбор из имеющихся на рынке предложений. Вместе с тем, универсального решения задач ЦОС ни один из перечисленных модулей предложить не может, да и такая задача при их проектировании не ставилась. Поэтому при необходимости функционального расширения возможностей модуля ЦОС (увеличение объема внешней памяти, расширение количества и скоростей интерфейсов и т.д.). разработчик комплекса или декомпозирует задачу и использует несколько имеющихся модулей, либо разрабатывает свой, «заточенный» под решаемую задачу.

2. Разработанный модуль ЦОС производства ФГУП «ВНИИ «Градиент»

С учетом вышесказанного, ФГУП «ВНИИ «Градиент» разработало и изготовило модуль цифровой обработки сигналов (МЦОС) с расширенной функциональностью. Модуль предназначен для преобразования в цифровой код амплитуды входных аналоговых сигналов с привязкой цифровых отсчетов сигналов к меткам системы единого времени (СЕВ), сохранением их в буферном ОЗУ, и передачи отсчетов непосредственно с выхода АЦП, либо из буферного ОЗУ с заданным временем СЕВ в ОЗУ ЭВМ, через шину PCI-Express или шину USB 2.0, а также для цифрового радиоприема, и спектрального анализа входных сигналов, с передачей результатов обработки в ОЗУ ЭВМ.

На рис. 8 и рис.9 приведены фотография МЦОС и его структурная схема..



Рис. 8 Внешний вид МЦОС

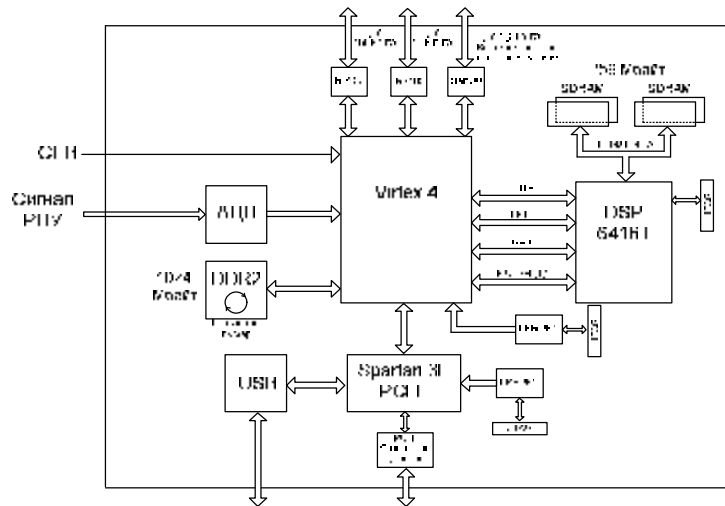


Рис. 9 Структурная схема модуля

2.1 Основные характеристики МЦОС

- количество аналоговых входов – 1;
- максимальная амплитуда сигнала на аналоговом входе ± 1 В;
- сопротивление аналоговых входов – 50 Ом $\pm 5\%$;
- полоса входных частот по аналоговому входу до 2,3 ГГц;
- частота дискретизации входных сигналов – до 500 МГц;
- количество разрядов АЦП – 12;
- уровень вносимых шумовых и паразитных составляющих в канале АЦП – не более -60дБ относительно сигнала максимального уровня;
- возможность привязки опорного генератора частоты дискретизации 500 МГц к сигналу высокостабильного опорного генератора частоты 10 МГц;
- объем буферного ОЗУ модуля DDR2 до 1024 Мбайт;
- возможность кольцевой циклической записи всего объема буферного ОЗУ, с индексацией записываемых и считываемых из него данных по времени СЕВ;
- возможность работы буферного ОЗУ в однократном режиме (старт – заполнение буфера - остановка) с сохранением когерентности при переходе от цикла к циклу. Момент запуска программируется по СЕВ так же, как адрес первого отсчета буферизированных данных в непрерывном режиме. Также обеспечена возможность программного выбора глубины заполнения буферного ОЗУ;
- БПФ реального времени размерностью 16 – 16384 точек с использованием ПЛИС или сигнального микропроцессора TMS320C6416T;
- модуль выполнен на ПЛИС Virtex 4 фирмы Xilinx ёмкостью до 56 тысяч логических ячеек;
- интерфейс с компьютером: PCI-Express x1 или USB 2.0;
- интерфейсы с внешними устройствами:
 - SerDes до 2,5 Гбит/с;
 - RS232 (3 интерфейса);
 - RS485;
- предусмотрена работа в автономном режиме без использования ЭВМ;

и программное обеспечение для анализа сигналов в реальном масштабе времени.

2.2 Описание схемотехнических решений МЦОС

Напряжение питания платы 12В.

На МЦОС установлен АЦП (ADS5463). Входная полоса АЦП 2,3 ГГц. Тактовая частота АЦП 500 МГц. Рассеиваемая мощность 2.2 Вт.

Для формирования тактового сигнала АЦП используется генератор, управляемый напряжением. Для минимизации шума генератора применяется петля ФАПЧ ADF 4110. Опорное напряжение ФАПЧ может подаваться извне или генерироваться внутренним термостатированным генератором установленным на плате.

Для деления тактовой частоты подаваемой на АЦП введен управляемый делитель частоты.

После оцифровки сигнал с АЦП передается в ПЛИС ЦОС (Virtex4) в двенадцатиразрядном двоичном коде по линиям LVDS.

Использование ПЛИС Virtex4 в модуле обусловлено наличием аппаратных модулей, интегрированных в архитектуру кристалла, таких как: процессоры PowerPC, трансиверы со скоростью передачи от 622 Мбит/с до 11.1 Мбит/с, специализированные блоки ЦОС. В автономном режиме работы конфигурация ПЛИС ЦОС хранится в EPROM1. В режиме отладки и настройки конфигурацию ПЛИС можно осуществлять через интерфейс USB 2.0 или PCI-Express.

PCI-Express (далее PCI-E) — компьютерная шина, использующая программную модель шины PCI и высокопроизводительный физический протокол, основанный на последовательной передаче данных. Шина PCI-E используется в режиме отладки и тестирования при загрузке специального программного обеспечения и рабочих заданий. Пропускная способность шины составляет 2,5 Гбит/с.

Для реализации процесса обмена данными между ПК и МЦОС по шине PCI-E, используется ПЛИС Spartan3E. Конфигурация ПЛИС хранится в памяти EPROM2. Запись битового потока конфигурации ПЛИС в EPROM2 происходит через интерфейс JTAG (Рис. 9).

Для согласования работы шины PCI-E и ПЛИС Spartan3E используется физический уровень. Под физическим уровнем понимается микросхема, преобразующая последовательные коды шины PCI-E в параллельные коды способные приниматься ПЛИС Spartan3E.

Связь с ЭВМ через USB 2.0 порт осуществляется также с использованием ПЛИС Spartan3E и USB контроллера CY7C68013A-128AXC. Пропускная способность контроллера до 460 Мбит/с.

Плата снабжена датчиком температуры ADT7461, контролирующим температуру ПЛИС ЦОС. Данные о состоянии температуры платы и ПЛИС ЦОС с датчика температуры передаются на ПЛИС Spartan 3E. В ПЛИС Spartan 3E данные с датчика обрабатываются и в зависимости от полученных значений температур формируются управляющие сигналы.

Кольцевой буфер ОЗУ DDR2 управляется непосредственно с ПЛИС ЦОС. Размер кольцевого буфера составляет 1024 Мб и предназначен для непрерывной записи в реальном времени сигнала длительностью 1,5 сек.

На плате модуле ЦОС имеются интерфейсы RS-232 и RS-485 которые предназначены для работы с внешними модулями. Скорость обмена данными по интерфейсу RS-232 до 460 Кбит/с, а по интерфейсу RS-485 до 10Мбит/с.

Высокоскоростной приемо-передатчик SerDes установленный на модуле ЦОС планируется использовать для связи с дополнительными модулями расширения.

На модуле ЦОС установлен сигнальный микропроцессор TMS320C6416T (тактовая частота 1 ГГц), который предназначен для реализации различных алгоритмов обработки сигналов.

Основные характеристики сигнального микропроцессора семейства TMS320C64xx:

- 32-х разрядный процессор с фиксированной точкой;
- Усовершенствованная архитектура VelocityTI2;
- 8 параллельных вычислительных блоков; байтовые и 16-разрядные операции;
- Удвоенное количество регистров общего назначения (64);
- Кэш программ L1 16КВ;
- Кэш данных L1 16КВ;
- Кэш L2/RAM 1024 КВ;
- Адресуемое адресное пространство – 1280 Мбайт;
- Интерфейс внешней памяти EMIF-A 64 бита; EMIF-B 16 бит (поддержка SDRAM, SBSRAM, ZBTSRAM, FIFO);
- Производительность: TMS320C64xx; 3200-5760 MIPS (на 400-720 МГц);
- 3 встроенных последовательных канала, совместимых с протоколами T1/E1;
- Встроенные каналы EDMA;
- HOST-порт 32 бита;
- Встроенный JTAG-контроллер;
- Встроенный ATM контроллер UTOPIA Level 2; 8 бит, 50 МГц (TMS320C6415/6416).

Связь между TMS320C6416T и ПЛИС ЦОС осуществляется следующими стандартными портами ввода-вывода процессора:

1. HPI (host port interface) предназначен для загрузки программного кода и инициализации. После загрузки программного кода HPI-порт может быть использован как асинхронный порт ввода-вывода;

2. EMIFB (external memory interface) – 16 битный интерфейс поддерживающий различные виды памяти. Асинхронной памяти (SRAM, EPROM), синхронной памяти (SDRAM, SBSRAM, ZBTRAM, FIFO). Данный порт используется в режиме FIFO и предназначен для передачи данных из ПЛИС ЦОС в сигнальный микропроцессор;

3. GPIO (general –purpose i/o) – 16 выводов общего назначения применяющиеся для управления и обработки сигналов прерывания;

4. MCBSP (MultiChannel Buffered Serial Ports) – мультиканальный последовательный порт. Скорость обмена данными до 60 Мбит/с.

К интерфейсу EMIFA (64 битный интерфейс) подключена память SDRAM 256 Мбайт. Эту память использует сигнальный микропроцессор для хранения промежуточных результатов вычислений и отчетов сигнала.

3. Выводы

В настоящей работе был проведен сравнительный анализ модулей цифровой обработки сигналов различных производителей (MicroLAB, SCAN и ИнСис). В качестве вычислительной платформы всех рассмотренных модулей используется процессор ЦОС TMS320C64x фирмы TI. Это объясняется простотой программирования и высокой производительностью данной серии процессоров ЦОС.

С целью повышения производительности системы ЦОС без экстенсивного масштабирования ФГУП «ВНИИ «Градиент» был разработан и изготовлен модуль ЦОС, сравнительная таблица по параметрам (Таблица 2) которого с модулем TORNADO-P6414/P6415/P6416 фирмы MicroLab приведена ниже.

Таблица 2 Сравнение МЦОС фирм MicroLAB и ФГУП «ВНИИ «Градиент»

| Фирма производитель | MicroLAB | - ФГУП «ВНИИ «Градиент» |
|--|--------------------------------------|----------------------------|
| Модули ЦОС | TORNADO-P6414/ P6415/ P6416 | Модуль ЦОС |
| Контроллер PCI шины, внутренний/внешний | PCI 2.2 / внешний | PCI-Express x1/ внешний |
| Средняя блоковая скорость обмена на шине PCI | До 80 Мбайт/с | До 250 Мбайт/с |
| USB 2.0 | - | До 460 Мбит/с |
| АЦП, внутренний/внешний | Вешний (170-210MSPS) | Внешний (15-500MSPS) |
| Последовательные интерфейсы | SIOX rev.B x 1, SIOX rev.C x 2 (DCM) | RS-232, RS-485, SerDes |
| Параллельные интерфейсы | PIOX/PIOX-16 x 1 (DCM) | - |
| Порты тестирования | JTAG IEEE 1149.1 | JTAG IEEE 1149.1 |
| Объем памяти SBSRAM | До 512Кx64 (EMIFA) | - |
| Объем памяти SDRAM | До 16Мx64 (EMIFA) | До 256Мx64 (EMIFA) |
| Объем памяти SRAM | - | - |
| Объем памяти FLASH/EPROM | До 1Мx8 (EMIFB) | - |
| Объем памяти DDR2 | - | 1024 МБайта |

| | | |
|---|----|----------------------|
| Наличие ПЛИС | - | Да |
| Память ПЛИС | - | 232 Блока по 18 Кбит |
| Возможность модульного расширения (ДСМ) | Да | - |
| Возможность многопроцессорного расширения | Да | Да |
| Возможность автономной работы | Да | Да |

Таким образом, модуль ЦОС разработки ФГУП «ВНИИ «Градиент» представляет собой многофункциональный конкурентоспособный продукт, который может быть использован как цифровой конструктор с уровнями разделения задач ЦОС между ПЛИС и процессором и возможностью проведения аналого-цифрового преобразования с последующей обработкой сигналов с полосой до 250 МГц в диапазоне до 2 ГГц. ФГУП «ВНИИ «Градиент» планирует его использование как базового цифрового широкополосного приемника прямого усиления.

УДК 621.396.96

ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ

В.Т. Лобач

*Таганрогский Технологический Институт Южного федерального университета,
rts@tsure.ru*

При радиолокационном измерении состояния взволнованной поверхности моря важнейшей задачей является определение двухмерного спектра волнения. Интерес к нему обусловлен тем, что двухмерный спектр полностью характеризует морское волнение как гауссовский процесс.

Для исследования морской поверхности требуется высокая разрешающая способность по углу азимута d_a и дальности d_r . Одним из возможных путей достижения высокого разрешения является применение радиолокационных станций бокового обзора (РЛС БО). В некогерентных РЛС БО высокая разрешающая способность по углу достигается применением вдольфюзеляжных антенн, а по дальности – использованием коротких зондирующих импульсов. Если отражающие свойства поверхности вдоль направления луча изменяются, то при достаточном разрешении РЛС амплитуда

отраженного сигнала будет следовать изменению коэффициента отражения поверхности вдоль этого направления.

Рассмотрим возможности определения спектральных характеристик на основе двухмасштабной модели поверхности. При больших углах визирования ($b_0 > 30^\circ$) основной вклад в отраженный сигнал вносит мелкая структура поверхности (рябь), расположенная на крупных гравитационных волнах [1]. При этом амплитудная модуляция отраженного сигнала наклонами крупных волн приводит к изменению удельной эффективной площади рассеяния (ЭПР) и ее анизотропности по азимутальному углу. В том случае, когда поверхность облучается при больших углах визирования короткими импульсами, и когда разрешаемое расстояние d_R намного меньше длины морских волн, имеет место “мгновенная” модуляция огибающей отраженного сигнала наклонами крупных волн.

Из результатов, полученных в [2] для одномерной поверхности, следует,

что при $d_R = \frac{ct_u}{2 \sin b_0} \ll L_{\min}$ (t_u - длительность зондирующего импульса)

$$r_{or}(Dx) \approx r'_h(Dx), \quad (1)$$

т.е. огибающая отраженного сигнала повторяет форму производной сечения поверхности.

При высокой разрешающей способности РЛС по дальности и азимутальному углу, обобщая (1) на двумерный случай и используя преобразование Фурье, для нормированных энергетических спектров двумерного сигнала и фиксированной реализации рельефа волн получаем [3]

$$S_{\dot{h}\dot{h}}(p_x, p_y) = p_x^2 S_{hi}(p_x, p_y) |S_p(p_x, p_y)|^2, \quad (2)$$

где $S_p(p_x, p_y)$ - двумерная частотная характеристика пространственного фильтра РЛС.

Согласно (2) по энергетическому спектру радиолокационного изображения морской поверхности и при известных параметрах пространственного фильтра РЛС может быть найден двумерный энергетический спектр морского волнения. Для решения этой задачи необходимо обеспечить высокую пространственную разрешающую способность РЛС. В этом случае фильтрующими свойствами РЛС как фильтра пространственных частот можно пренебречь, т.е. положить $S_p(p_x, p_y) = \text{const}$ в пределах полосы частот пространственного спектра морского волнения.

Для аппроксимации пространственного фильтра РЛС можно использовать двумерную функцию Гаусса

$$S_p(p_x, p_y) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{p_x^2}{s_1^2} + \frac{p_y^2}{s_2^2}\right)\right], \quad (3)$$

где q_a - азимутальная ширина ДНА в градусах; R_0 - наклонная дальность до

облучаемого участка поверхности; $s_1 = \left(\frac{0,425ct_u}{2\sin\beta_0} \right)^{-1}$, $s_2 = (7,4 \cdot 10^{-3} q_a R_0)^{-1}$. (4)

В работе [3] подробно рассматривались возможности определения двумерного спектра морского волнения по радиолокационным изображениям, полученным с помощью некогерентной РЛС БО. Исследования показали, что спектральный анализ дает более подробную картину состояния морской поверхности, чем исходное радиолокационное изображение. Согласно [3] по радиолокационным изображениям и спектрам, полученным с помощью РЛС БО для крупного волнения с длиной волны $\bar{L}_{\min} > 100$ м, можно определить количество систем морского волнения и их спектры, главное направление распространения каждой системы (с точностью $\pm 180^\circ$).

Пространственный фильтр РЛС ограничивает минимальную длину волны \bar{L}_{\min} , для которой возможно получение изображения. При отношении $\delta_R / \bar{\Lambda}_{\min} < 0,2$ частотную характеристику пространственного фильтра РЛС можно считать равномерной во всей полосе частот спектра волнения.

Используя (3), (4), можно получить выражение для относительной погрешности измерения, обусловленной конечной разрешающей способностью РЛС по дальности

$$\Delta_R \approx \sqrt{1 + \left(\frac{0,425c\tau_u}{l2\sin\beta_0} \right)^2} - 1, \quad (5)$$

где l - радиус корреляции поверхности ($l \approx 0,3\bar{L}_{\min}$).

При $\Delta_R \leq 5\%$ разрешаемое расстояние по координате дальности должно соответствовать условию

$$\delta_R = \frac{c\tau_u}{2\sin\beta_0} \leq 0,2\bar{\Lambda}_{\min}. \quad (6)$$

В гидроавиации для обеспечения безопасности посадки самолетов необходимо измерять параметры морского волнения средней интенсивности с длиной волны $\bar{L}_{\min} = 10 \div 150$ м. Для обеспечения погрешности не более 5% при $\bar{L}_{\min} = 20$ м длительность зондирующего импульса не должна превышать 20 нс. Выражение для погрешности, обусловленной конечной разрешающей способностью РЛС по азимутальному углу (шириной ДНА и высотой полета ЛА), имеет вид

$$\Delta_\alpha \approx \sqrt{1 + \left(\frac{7,4 \cdot 10^{-3} \theta_a R_0}{l} \right)^2} - 1. \quad (7)$$

Для обеспечения погрешности $\Delta_\alpha \leq 5\%$ должно выполняться условие

$$\delta_\alpha \approx 1,75 \cdot 10^{-2} \theta_a R_0 \leq 0,2\bar{\Lambda}_{\min}, \quad (8)$$

где δ_α - разрешаемое расстояние по азимуту.

Согласно (7) при заданной величине \bar{L}_{\min} максимально допустимая высота полета ЛА при измерениях тем больше, чем меньше ширина ДНА q_a в

азимутальной плоскости. При $\bar{L}_{\min} = 20$ м, $q_a = 0,2^\circ$ высота полета при измерениях не должна превышать 500 м. С увеличением длины измеряемых волн увеличивается допустимая максимальная высота полета при измерениях.

Достаточно высокую разрешающую способность по азимутальному углу в сантиметровом диапазоне радиоволн можно реализовать только с помощью вдольфюзеляжной антенны. Например, на $l = 3,2$ см и $q_a = 0,2^\circ$ размер раскрытия антенны составит примерно 10 м. Так, РЛС БО, работающая в трехсантиметровом радиодиапазоне, имеющая ширину луча $q_a = 0,2^\circ$ и $t_c = 0,1$ мкс, позволяет производить измерения только низкочастотной части нормированного спектра поверхности ($\bar{\Lambda}_{\min} > 70 \dots 100$ м).

Движение морской поверхности вызывает геометрические искажения изображения, что влечет за собой увеличение погрешности в определении спектра поверхности. Спектр радиолокационного изображения зависит от расстояния до наблюдаемых участков моря. Определение двумерного спектра также затрудняется изменением величины удельной ЭПР от угла визирования, зависимостью результатов измерения от высоты полета ЛА. С помощью РЛС бокового обзора затруднительно определить дисперсию ординат морских волн S_h^2 , что является существенным недостатком.

Рассмотренные выше особенности, недостатки и сложность технической реализации делают мало перспективным применение некогерентной РЛС БО для обеспечения безопасности посадки гидросамолетов на воду.

Ограничения, связанные с недостаточным азимутальным разрешением некогерентной РЛС, могут быть преодолены при использовании РЛС с синтезированием апертуры антенны (РСА), для которой азимутальное разрешаемое расстояние (вдоль линии пути) равно [4, 5]

$$\delta_\alpha = 0,5L_a, \quad (9)$$

где L_a - длина раскрытия антенны.

В общем случае, для неподвижной поверхности при конечном времени синтеза апертуры разрешаемое расстояние составляет [5]

$$d_a = \frac{lR_0}{2V_r t_c}, \quad (10)$$

где t_c - время синтеза апертуры.

Как было отмечено выше, изображение в РЛС БО с естественной апертурой антенны создается благодаря “мгновенной” модуляции ЭПР морской поверхности наклонами крупных волн и гидродинамическим взаимодействием ряби и крупных волн. Эти же механизмы образования изображения справедливы и для РСА. Возможности использования РСА для исследования морской поверхности с ЛА рассматривались в ряде работ [6, 7]. РСА являются когерентной РЛС, использующей доплеровскую информацию, поэтому необходимо учитывать влияние эффектов движения морской поверхности на формирование изображения. В РСА движение цели приводит к азимутальному (вдоль линии пути) смещению её радиолокационного изображения. Основным рассеивателем в СВЧ - диапазоне является рябь, скорость движения которой

равна [6]

$$\vec{V}_p = \vec{V}_\phi + \vec{V}_m + \vec{V}_{orb} + \vec{V}_{ec}, \quad (11)$$

где V_ϕ - фазовая скорость рассеивающей ряби; V_m - скорость течения; V_{orb} - орбитальная скорость крупных волн ($V_{orb} \approx pH/T$, высотой H и периодом T); V_{ec} - скорость ветрового сноса ($V_{ec} \approx 0,02V_g$).

Скорость движения ряби, согласно (11), в основном определяется орбитальной скоростью крупных волн V_{orb} ($V_{orb} \approx 0,04V_g^{1,5}$, м/с).

Изменение направления орбитальной скорости на крупной волне приводит к размытию изображения на величину [6]

$$D = 2R_0 \frac{V_p}{V_\Gamma}. \quad (12)$$

Это приводит к ухудшению разрешающей способности по азимутальному углу. Согласно [8] при измерениях с самолета при $V_\Gamma = 150$ м/с, $V_g = 10$ м/с максимальная величина размытия изображения поверхности составит для $R_0 = 10^3$ м, $D \geq 17$ м и для $R_0 = 10^4$, $D \geq 170$ м, что превышает характерные размеры крупных волн. Максимальная величина размытия изображения будет иметь место при движении волн в направлении, перпендикулярном направлению движения самолета. Согласно (12) при использовании РСА на космических аппаратах, вследствие большой скорости движения последних, размытие изображения будет меньше, чем при использовании на самолетах. Испытания РСА, установленной на ИСЗ "Сисат" (США) и обеспечивающей просмотр участка поверхности шириной 100 км, показали перспективность применения таких систем для измерения спектральных характеристик морского волнения. Разрешающая способность РСА составляла 25 м. Радиолокационное изображение позволяло уверенно наблюдать волны высотой более 2 м, однако измерить волны высотой около 1 м оказалось невозможным. Выполненные в [6] оценки позволяют считать, что вследствие явления размытия изображения определение спектральных характеристик волнения с помощью РСА достаточно эффективно при сравнительно малых высотах полета самолета.

Литература

1. Лобач. В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. / М.: Радио и связь, 250с.
2. Калмыков А.И., Островский И.Е., Розенберг А.Д., Фукс И.М. О влиянии структуры морской поверхности на пространственные характеристики рассеянного ею излучения // "Известия вузов. Радиофизика". 1965. Т.8. №6.
3. Загородников А.А. Радиолокационная съемка морского волнения с летательных аппаратов. -Л.: Гидрометеиздат, 1978. - 240с.
4. Буренин Н.И. РЛС с синтезированной антенной. – М.: Сов. радио, 1970. - 160с.
5. Кондратенков Г.С. Радиолокационные станции обзора Земли. - М.: Радио и связь, 1983. – 271с.
6. Калмыков А.И. Об особенностях использования радиолокационных систем с

синтезированной апертурой для исследования морской поверхности // Рассеяние электромагнитных волн. Таганрог. ТРТИ. Вып.3. 1973.

7. Иванов А.В., Мосиков А.В. О преобразовании спектра морского волнения в спектр изображения радиолокаторами с синтезированной апертурой // Исследование Земли из Космоса. 1984. №6.

8. Гарнакерьян А.А., Захаревич В.Г., Лобач В.Т., Панатов Г.С., Явкин А.В. Радиоокеанографическое, навигационное и информационное обеспечение гидроавиации. - Таганрог.: Изд-во ТРТУ, 1997.- 258 с.

УДК 621.396.96

ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В.Т. Лобач

*Таганрогский Технологический Институт Южного федерального университета,
rts@tsure.ru*

В работе [1] рассмотрена возможность определения спектральных характеристик морского волнения с помощью двухчастотного устройства при наклонном визировании поверхности под углом b_0 . При облучении поверхности на двух частотах w_1 и w_2 (волновые числа k_1 и k_2) обратное рассеяние определяется составляющими ряби, волновые числа которых p_1 и p_2 удовлетворяют условиям резонансного рассеяния ($p_1=2k_1 \sin b_0, p_2=2k_2 \sin b_0$). Амплитуды отраженных сигналов U_{m1} и U_{m2} пропорциональны амплитудам соответствующих спектральных компонент ряби и модулируются крупными гравитационными волнами. При большом разnose частот и отсутствии крупных гравитационных волн рассеянные на резонансных компонентах p_1 и p_2 сигналы $U_1=U_{m1} \exp[i(w_1 t + j_1)]$ и $U_2=U_{m2} \exp[i(w_2 t + j_2)]$ будут некоррелированы и спектральная плотность их произведения $U_1 U_2$ в окрестности разностной частоты $Dw=w_1-w_2$ будет иметь вид однородного шума. При модуляции ряби гравитационной крупной волной с волновым числом $p=p_1-p_2$ ($j \ll p_{1,2}$) в высокочастотной части спектра волнения появятся комбинационные составляющие $p_{1,2} \pm p$. Если выполняются условия $p=p_1-p_2, p=2DK \sin b_0$, где $DK=K_1-K_2=\frac{Dw}{c}$, то сигналы U_1 и U_2 будут коррелированы и в их произведении $U_1 U_2$ появятся составляющие вида $M_B^2 U_m^2 \exp[i(Dwt - F_B)]$, где M_B - глубина модуляции ряби (p_1 и p_2) крупной гравитационной волной с волновым числом p ; F_B - фаза модуляции волны.

При этом спектр мощности произведения $U_1 U_2$ будет иметь на фоне шумов от капиллярных волн всплеск на частоте $Dw=w_1-w_2$, пропорциональный квадрату глубины модуляции ряби крупной волной и ее амплитуде. Этот всплеск будет

иметь место при выполнении условия так называемого квазирезонансного рассеяния

$$p = p_1 - p_2 = 2DK \sin b_0 \quad (1)$$

При спектральной обработке произведения $U_1 U_2$ могут быть выделены составляющие спектра крупных гравитационных волн, модулирующих рябь, волновые числа которых при заданном разnose частот Dw удовлетворяют условию (1). Изменяя разнос частот Dw и производя спектральную обработку, можно по интенсивности резонансных пиков определить спектр модуляции эффективной площади рассеяния (ЭПР) поверхности, который в первом приближении пропорционален спектру возвышений крупных гравитационных волн, модулирующих мелкую рябь.

В работе [1] показано, что энергетический спектр произведения $U_1 U_2$ содержит два значащих слагаемых (исключая постоянную составляющую).

$$S(f) = n S^0 \exp\left(-\frac{p^2 f^2}{d}\right) + \frac{p S_m^2}{q V_r} S_H\left(\frac{2pf}{V_r}\right) \exp\left[\frac{\left(\frac{2pf}{V_r} - 2DK \sin b\right)^2}{b_n^2 q^2}\right], \quad (2)$$

где $S_H\left(\frac{2pf}{V_r}\right)$ - нормированный пространственный спектр вариаций ЭПР поверхности;

$$n = \frac{p^{3/2} b_n d}{\sqrt{2V_r K_1 \cos^2 b_n}}; \quad q = \sqrt{4b_n^{-4} + x^2}; \quad x^2 = \frac{DK \cos^3 b_o}{R_o}; \quad d = \frac{V_r S_n K_1^2 \cos^6 b_n}{R_n^2};$$

S^0 - удельная ЭПР поверхности в масштабах ряби; R_o - высота полета летательного аппарата (ЛА); V_r - скорость горизонтального полета ЛА; b_n - размер половины облучаемой площади поверхности в направлении движения ЛА; S_m^2 - дисперсия модуляции ЭПР поверхности крупными волнами.

Первое слагаемое в (2) описывает однородный шум, который определяется шириной диаграммы направленности антенны (ДНА) и не зависит от спектральных свойств поверхности и величины Dk . Второе слагаемое описывает квазирезонанс, оно принимает максимальное значение при выполнении условия (1). Величина максимума пропорциональна значению спектральной плотности $S_m^2 S_H\left(\frac{2pf}{V_r}\right)$ модуляции ЭПР поверхности.

Двухчастотный метод измерений можно реализовать в сантиметровом диапазоне радиоволн как при непрерывном, так и при импульсном режимах излучения. На рис. 1 приведена упрощенная структурная схема устройства с импульсным режимом излучения.

Колебания с частотой w_0 с выхода сверхвысокочастотного генератора (СВЧГ), при взаимодействии в балансном модуляторе (БМ) с сигналом генератора модулирующих частот (ГМЧ), преобразуется в два сигнала СВЧ, имеющих частоты $w_1 = w_0 - w_m$ и $w_2 = w_0 + w_m$.

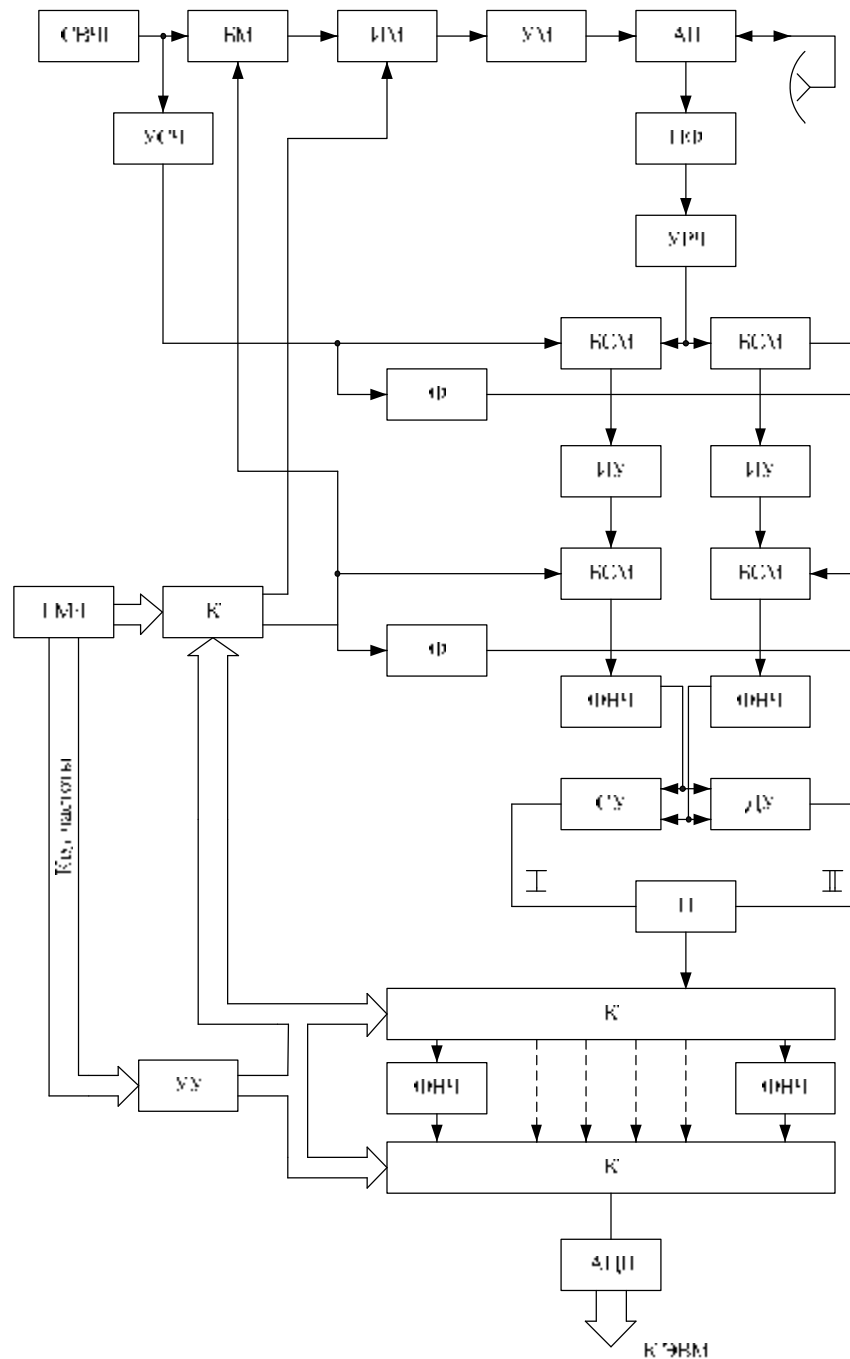


Рис.1

Полученные колебания, проходя через импульсный модулятор (ИМ), усилитель мощности (УМ) и антенный переключатель (АП), поступают в антенну (А) и излучаются в пространстве. Рассеянные морской поверхностью сигналы принимаются антенной и через антенный переключатель поступают в полосовой фильтр (ПФ), который подавляет паразитные каналы приема и ослабляет внешние помехи. Сигналы, выделенные полосовым фильтром и усиленные усилителем радиочастоты (УРЧ), поступают в два квадратурных канала, состоящие из последовательно включенных СВЧ балансного смесителя (БСМ), избирательного усилителя (ИУ), балансного смесителя модулирующей

частоты и фильтра нижних частот (ФНЧ). Гетеродинные колебания подаются в квадратурные каналы с фазовым сдвигом $p/2$, создаваемым соответствующими фазовращателями (Ф).

Гетеродинный СВЧ сигнал в случае необходимости может быть сдвинут по частоте относительно используемого при передаче на w_{co} . Это может понадобиться для предотвращения наложения спектров выходных сигналов интерферометра при малых значениях доплеровских частот (при боковом обзоре и неподвижном носителе).

Выходы квадратурных сигналов объединяются на суммирующем (СУ) и дифференциальном (ДУ) усилителях, служащих для выделения доплеровских частот каждого из рассеянных сигналов в отдельности.

$$U_{II} = U_{m2}(t) \exp[i(W_{f2}t + j_{02} - w_{co}t)] \exp\left[-i\left(\frac{j_I + j_{II}}{2} + \frac{p}{2}\right)\right],$$

$$U_{VI} = U_{m1}(t) \exp[i(W_{f1}t + j_{01} + w_{co}t)] \exp\left[-i\left(\frac{j_I + j_{II}}{2} + \frac{p}{2}\right)\right]. \quad (3)$$

где $U_{mj}(t)$ - случайная, медленно меняющаяся во времени амплитуда рассеянного сигнала с частотой w_j ; $W_{01} = 2k_j V_r$ - доплеровское смещение частоты; $k_j = \frac{c}{w_j}$ - волновое число; $j_{0j} = 2kR_0$ - среднее значение фазы принятого сигнала; R_0 - наклонная дальность, измеряемая относительно центра облучаемой площади поверхности.

Выделенные рассеянные сигналы поступают на перемножитель (П) и далее через коммутатор (К), выполняющий операцию выборки сигнала, соответствующего разноса частоты, на фильтры нижних частот (ФНЧ), выполняющие операцию усреднения полученных интерферометрических сигналов для каждого значения разноса частот.

$$S(t) = U_{m1}(t)U_{m2}(t) \exp[i(W_{f1} - W_{f2} + 2w_{co}t) + i(j_{01} - j_{02})]. \quad (4)$$

ФНЧ подавляет паразитные компоненты преобразований и осуществляет усреднение по времени. Спектр сигнала $S(t)$ на выходе ФНЧ содержит интересующий нас резонансный пик спектральной плотности произведения $U_1(t)U_2^*(t)$, перенесенный в окрестности частоты $DW = W_{f1} - W_{f2} + 2w_{co}$, если данная частота модуляции w_m соответствует резонансному соотношению (1).

В случае если в мультиплексировании частот нет необходимости, коммутаторы могут быть из схемы устранены, при этом необходимо использовать на выходе интерферометра один усредняющий фильтр нижних частот.

Выходные сигналы частотных каналов интерферометра через коммутатор и аналого-цифровой преобразователь (АЦП) поступают на устройство обработки, представляющее собой низкочастотный цифровой спектроанализатор и логическое устройство, определяющее вид выводимой информации.

Сигналы выборки для всех коммутаторов формируются устройством управления из кода частоты, вырабатываемого генератором модулирующих частот. Кроме того, генератор модулирующих частот вырабатывает модулирующий излучаемый сигнал, импульсы и сетку разностных модулирующих частот и представляет собой цифровой синтезатор сетки частот и сигналов их мультиплексирования. Следует учитывать, что устройство сдвига частоты может быть реализовано цифровым и работающим на модулирующих частотах. В этом случае его необходимо включать в цепь гетеродинного сигнала балансных смесителей модулирующей частоты.

Спектральная обработка осуществляется в ЭВМ. Изменяя разницу частот Df и производя спектральную обработку, можно определить спектр модуляции ЭПР поверхности, который в первом приближении пропорционален спектру возвышений морского волнения. Экспериментальные исследования с самолетов двухчастотного метода выполнялись в работах [2,3,4]. В процессе исследований были зарегистрированы DK резонансы и по ним были восстановлены спектры наклонов и возвышений морской поверхности. Сравнение спектров, полученных двухчастотным методом, со спектрами, полученными с помощью контактных волнографов и лазерных профилографов, показало их достаточно хорошее соответствие. В [5] исследовалась зависимость DK резонансов от высоты полета ЛА, угла визирования, размеров облучаемой площадки поверхности, направления полета ЛА. Результаты работы показали, что уровень резонансных пиков на 10...13 дБ превышает уровень шумового фона. По полученным спектрам DK -резонансов рассчитывались спектральные плотности $S(\tilde{p})$ для волновых чисел \tilde{p} удовлетворяющих условию “квазирезонансного” рассеяния $\tilde{p} = \frac{4pDf \sin b_0}{c}$.

Важно также отметить, что спектр, полученный непосредственно двухчастотным методом $S(\tilde{p})$, и спектр флюктуаций ЭПР морской поверхности $F(\tilde{p})$ связаны между собой следующим образом:

$$S(\tilde{p}) = \left(\frac{4p}{a_x a_y} \right) \left(\frac{s_m}{s^0} \right)^2 F(\tilde{p}), \quad (5)$$

где a_x и a_y - размеры антенного пятна на поверхности моря (облучаемой площадки поверхности); s^0 - среднее (в масштабах ряби) значение сечения обратного рассеяния (удельной ЭПР); s_m - дисперсия флюктуаций сечения обратного рассеяния, обусловленная крупными гравитационными волнами.

В свою очередь, связь спектра $F(\tilde{p})$ и спектра возвышений поверхности определяется выражением [6]

$$F(\tilde{p}) = \left(\frac{s_m}{s^0} \right)^2 |m(\tilde{p})|^2 \tilde{p}^2 S_h(\tilde{p}), \quad (5.26)$$

где $m(\tilde{p})$ - модуляционная передаточная функция, зависящая от \tilde{p} . В частности, для $2p/\tilde{p} \geq 6$ м можно считать, что $|m(\tilde{p})|^2 = (\tilde{p})^{-0.25}$.

Под руководством автора разработан и изготовлен двухчастотный

интерферометр, работающий в импульсном режиме. Экспериментальные исследования прибора, выполненные на самолете и корабле, показали также принципиальную возможность определения спектральных характеристик морского волнения и перспективность применения данного метода [7]. Корабельные исследования проводились при больших углах визирования ($b_0=70\div 80^\circ$) на акватории Азовского моря. Исследования с борта самолета проводились на акваториях Азовского и Черного морей при угле визирования $b_0=30^\circ$. Скорость движения судна в процессе эксперимента составляла 0,6 м/с, а самолета- 170 км/ч (47 м/с).

На рис 2 приведены нормированные спектры $S_n(f)$ выходного сигнала интерферометра, полученные в ходе эксперимента с борта корабля (Рис.2, кривые а, б) и с борта самолета (Рис 2, кривые в, г). Кривые а, в соответствуют мгновенным спектрам, а кривые б, г – спектрам, усредненным по шестнадцати реализациям. Во всех случаях разнос частот Df составил 19,5 мГц, что соответствует резонансному отражению на морских волнах длиной $L=7,8м(b_0=75^\circ)$ и $L=15,8м(b_0=30^\circ)$. На всех рисунках отчетливо выделяется резонансный пик, уменьшающийся с повышением частоты пьедестал и флуктуирующая составляющая пьедестала, наиболее заметная на мгновенных спектрах.

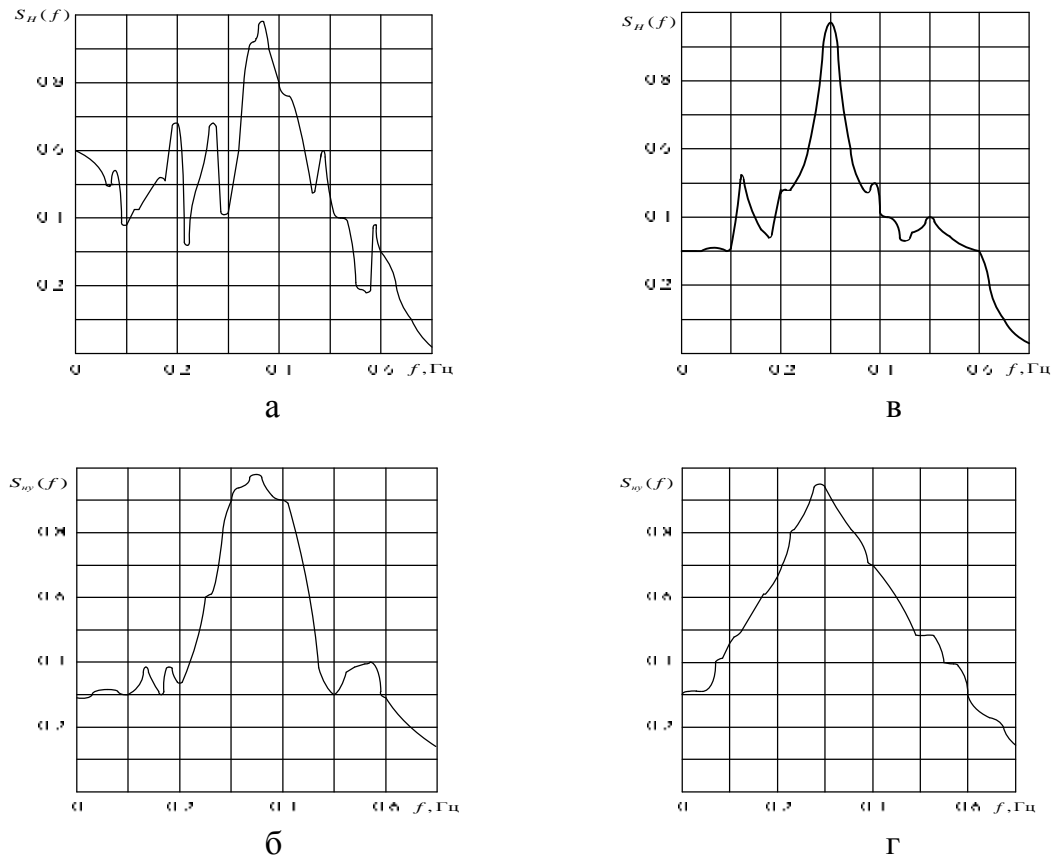


Рис. 2

Модуляционный механизм наклона крупных волн проявляется сильнее при укорочении длины излучаемой радиоволны. В связи с этим, а также с целью обеспечения сравнительно небольших габаритов антенн целесообразно использовать при реализации метода 2 - 3 см диапазоны радиоволн, которые широко применяются в авиационной радиоаппаратуре. При использовании двухчастотного метода не требуется высокая разрешающая способность по углу и дальности. При этом могут быть использованы сравнительно малогабаритные антенны “карандашного” типа с шириной ДНА $q=3 - 5^\circ$.

Двухчастотный метод является более перспективным для применения в гидроавиации по сравнению с РЛС бокового обзора с естественной и синтезированной апертурами антенны. Данный метод является наиболее экономным способом получения информации о спектральных характеристиках морского волнения, так как не требует формирования радиоизображения морской поверхности с высоким разрешением, что позволяет определить спектр волнения менее сложными техническими средствами, имеющими меньший вес и габариты.

Литература

1. Лобач В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. / М.: Радио и связь, 250с.
2. Plant W.J., Schuler D.L. Remote sensing of the sea surface using one- and two-frequency microwave techniques // Radio Science. 1980. V.15. №3. P. 605-615.
3. Schuler D.L. Remote sensing of directional gravity wave spectra and surface currents using a microwave dual-frequency radar // Radio Science. 1978. V.13. №2.
4. Булатов М.Г., Зенков С.В., Эткин В.С. и др. Двухчастотный скаттерометр для определения пространственных спектров морского волнения. - М., 1985. - 25 с. (Препринт №1041/ИКИ АН СССР).
5. Johnson J.W, Weissman D.E., Jones W.L. Measurements of ocean surface spectrum from an aircraft using the two-frequency microwave resonance technique // International Journal Remote Sensing. 1982. V.3. №4.
6. Johnson J.W, Weissman D.E. Two - frequency microwave resonance measurements from an aircraft a quantitative estimate of the directional ocean surface spectrum // Radio Science. 1984. V.19. №13.
7. Гарнакерьян А.А., Лобач В.Т., Орехов Б.И, Пономарев И.М., Скорик В.Б. Спектр выходного сигнала двухчастотного СВЧ интерферометра и его использование при измерении спектральных характеристик морского волнения // Известия СКНЦ ВШ. Серия техническая. 1992. №3-4.

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

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

КЛАССИФИКАЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ТРАНСПОРТИРОВКИ ИНФОРМАЦИИ

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

В настоящее время, в эпоху информационного взрыва, средства связи приобретают все большее значение в нашей жизни. Причем неэлектронные средства связи не выдерживают конкуренции с сетями электросвязи, главным образом из-за неизбежных временных задержек и возрастающей стоимости доставки информации. Сами информационные сети (ИС) также претерпевают существенные изменения вследствие использования новой более совершенной техники, при этом основной тенденцией их развития является интеграция обслуживания пользователей и совместное использование коммуникационных и вычислительных ресурсов.

При организации ИС одной из основных задач является распределение потоков информации по кратчайшим путям. Под такими путями понимают пути передачи информации, кратчайшие по времени передачи или протяженности, или пути с минимальными помехами, числом задействованных узлов, стоимостью и т.п. Таким образом, оптимизация путей может проводиться по различным технико-экономическим критериям.

Задача выбора оптимального пути передачи информации может быть отнесена к классу задач упорядочения. В данной работе проводится сравнительный анализ уже существующих методов оптимизации путей передачи информации.

Методы динамического программирования [1]. Задачам отыскания кратчайших путей передачи информации присущи три основных свойства динамического программирования: многоходовой выбор, аддитивность и независимость оптимального пути от предыстории. Для систем, которые могут в каждый момент времени находиться в конечном числе состояний, можно применить *метод последовательного анализа вариантов*. К таким системам могут быть отнесены сети передачи информации. Метод последовательного анализа позволяет для рассматриваемой телекоммуникационной сети (Т-сеть) найти не только искомый оптимальный путь, ведущий из начального узла, но и всю структуру оптимальных путей относительно фиксированного конечного узла этой сети.

Рассмотрим общую математическую формулировку задачи о кратчайшем пути в терминах теории динамического программирования. Пусть исследуемая Т-сеть разбита на n групп так, что к группе 1 отнесен начальный узел, к группе 2 – узлы, которые соединяются ветвями непосредственно с начальным узлом, к группе 3 – узлы, которые непосредственно соединяются ветвями с узлами группы 2, и т.п. К последней группе отнесем конечный узел сети.

Пусть A_i - множество всех узлов группы i ($i=1,2,\dots,n$), S_i - множество всех путей, ведущих из узлов группы i в узлы соседней группы $i+1$, $s_i(a_i, a_{i+1})$, длина пути между узлами $a_i \in A_i$ и $a_{i+1} \in A_{i+1}$, при этом путь $s_i \in S_i$, проходящий из некоторого узла $a_i \in A_i$ в узел $a_{i+1} \in A_{i+1}$, можно записать в виде $a_{i+1} = f(a_i, s_i)$. Таким образом, подставляя в выражение $a_{i+1} = f(a_i, s_i)$ различные s_i , будем получать различные a_{i+1} . Назовем последовательность путей $s = (s_1, s_2, \dots, s_{n-1})$, $s_i \in S_i$ допустимой, если ей будет соответствовать последовательность узлов $a = (a_1, a_2, \dots, a_n)$, $a_i \in A_i$, такая что $a_{i+1} = f(a_i, s_i)$ для $i=1,2,\dots,n-1$.

Задача динамического программирования состоит в нахождении допустимой последовательности путей Т-сети $s = (s_1, s_2, \dots, s_{n-1})$, которая минимизирует функцию $F(s) = \sum_{i=1}^{n-1} s(a_i, a_{i+1})$ при условии $a_{i+1} = f(a_i, s_i)$, $a_i \in A_i$, $s_i \in S_i$; $i=1,2,\dots,n$.

При определении кратчайших путей методом последовательного анализа по графу Т-сети производится разбиение узлов сети на n групп, затем от конечного, n -го узла многоходовым выбором определяются кратчайшие пути через промежуточные узлы до начального узла.

Метод последовательного анализа имеет определенные трудности, связанные с возрастающим объемом вычислений из-за значительного повышения сложности структуры Т-сети.

Определение кратчайшего пути методом линейного программирования – задача отыскания экстремума некоторой линейной функции, заданной линейными уравнениями и линейными неравенствами. Этот метод позволяет оптимизировать пути по какому-либо неизвестному параметру ветвей. В других методах оптимизации параметры ветвей Т-сети задаются [2].

Процесс передачи информации в сети будет оптимальным, если распределить допустимые времена передачи информации по отдельным ветвям Т-сети так, чтобы среднее время передачи информации по пути было минимальным. Для этого в качестве исходного условия положим общее время, затрачиваемое на передачу информации по каждому пути, не превысит установленного для данного пути допустимого времени t_{δ} . Процесс передачи информации по i -му пути сети при условии, что передача информации по отдельным ветвям независима, может быть описан следующим линейным алгебраическим неравенством:

$$Q_{i,1}t_1 + Q_{i,2}t_2 + \mathbf{K} + Q_{i,j}t_j + \mathbf{K} + Q_{i,n}t_n \leq t_{\delta i},$$

$P_i = \min(s_{i,j} + P_j)$. Далее, определяя последовательно ветви, удовлетворяющие условию $P_i - P_j = s_{i,j}$ для всех узлов j , можно определить оптимальную траекторию пути от узла i к фиксированному узлу a_1 . При использовании метода обратного вычитания определяются только первые кратчайшие пути, которые не содержат петель.

При определении кратчайших путей матричным методом выполняются следующие операции:

1. По графу Т-сети составляется матрица весов ветвей $S = \|s_{i,j}\|$.

2. Матрица весов $S = \|s_{i,j}\|$ преобразуется по правилам умножения матриц, но с использованием специальных операций Шимбела, в дисперсионную матрицу кратчайших путей между узлами сети, т.е.

$$S^z = \|(s_{i,j})^x\| = D = \|d_{i,j}\|.$$

3. Дисперсионная матрица $D = \|d_{i,j}\|$ затем преобразуется во вспомогательную матрицу $\Delta = \|d_{i,j}\| = D \cdot M$, где M - видоизмененная матрица весов S .

4. Значения и индексы матрицы $\Delta = \|d_{i,j}\|$ последовательно распределяются по дистанционным матрицам, определяющим длину $1, 2, \dots, k$ -го путей, и маршрутным матрицам, определяющим промежуточные узлы этих путей.

5. По специальным правилам выявляются и исключаются петли в кратчайших путях.

Матричный метод позволяет не только определить величины кратчайших путей между всеми узлами сети, но также одновременно получить длины всех возможных путей между каждой парой узлов сети. Это дает возможность использовать матричный метод для отыскания в Т-сети обходных путей. Объем вычислений при использовании матричного метода незначительно зависит от структуры сети. Метод удобен для программной реализации.

Для нахождения кратчайшего пути методом сравнения сумм весов путей необходимо по графу Т-сети отыскать все возможные пути без петель из истока в сток, просуммировать веса отдельных ветвей, образующих рассматриваемые пути без петель, и найти минимальную из сумм. Путь, имеющий минимальную сумму, и будет представлять кратчайший путь.

Метод сравнения может быть применен при небольшом числе узлов сети, так как с возрастанием числа узлов возрастает число возможных путей. В более сложных случаях начинается простой перебор.

При исследовании Т-сети сетевым методом она представляется в виде сети событий и операций. *Операцией* называется всякий элемент процесса передачи информации в Т-сети, протекающий во времени и ограниченный предшествующим и последующим событиями. *Событиями* называются начальные, промежуточные или конечные результаты, получающиеся после выполнения тех или иных операций. Событие не имеет протяженности во времени.

Основным в сетевом методе является понятие о критическом пути. *Критический путь* передачи информации представляет собой последовательность взаимосвязанных событий, имеющую наибольшую продолжительность во времени, т.е. продолжительность критического пути характеризует время передачи информации в Т-сети в целом.

Обработка Т-сети с использованием сетевого метода производится на основе информации о нагрузке и параметрах трактов сети. При обработке сети определяется критический путь передачи информации, выявляются резервы времени передачи для путей, не входящих в состав критического пути, определяются самые ранние и самые поздние сроки окончания передачи информации в сети, вероятность окончания передачи информации к заданному контрольному сроку и вероятность отсутствия резервов времени передачи на путях, близких по продолжительности к критическому. Иными словами, находится такой вариант, который обеспечивает передачу информации в сети в заданные контрольные сроки или с наименьшими экономическими затратами.

Определение основных параметров сети по рассмотренной методике является приближенным. Для большей точности его совмещают с *методом статистических испытаний* (МСИ), который позволяет в полной мере реализовать вероятностный подход к анализу сетей. МСИ предполагает многократную обработку сетевого графика при фиксированных продолжительностях операций (случайно, по какому-либо закону распределения).

Метод оптимизации Т-сетей сближением вершин и фрагментов графа сети применяется для решения задачи выбора кратчайшей связывающей сети. Кратчайшая связывающая сеть позволяет минимизировать затраты на ее создание, так как обеспечивает получение минимально возможной для данной сети общей суммы весов ветвей. Длины путей между отдельными узлами сети при этом не оптимизируются.

Программная реализация определения кратчайших связывающих сетей довольно легко реализуема. Этот метод может быть широко использован при определении минимальной протяженности радио-, радиорелейных и кабельных линий связи при организации взаимного обмена информацией между всеми узлами сети.

Проведенный анализ показал, что наиболее универсальными из рассмотренных методов являются методы линейного программирования и матричный. В методе линейного программирования могут быть использованы и другие виды целевых функций, что позволяет применить транспортную модель для оптимизации процессов передачи информации. Матричный метод хотелось бы выделить из-за имеющейся возможности отыскания обходных путей.

Кроме того, как уже подчеркивалось выше, существующие методы почти все находятся на стадии идеи и очевидно отсутствие адаптированного к Т-сети математического аппарата. Предложенная работа требует количественной оценки значимости каждого метода. Требуется переход от качественной к

количественной оценке, которая позволила бы разработать прикладные методики по динамическому управлению информационными потоками.

Литература

1. В.Н. Овчинников «Организация передачи информации в автоматизированных системах управления», 1974, 128 с.;
2. В.И. Федотов «Метод оптимизации потоков информации в управлении производством», 1970, 63 с.;
3. Л.Р. Форд, Д.Р. Фалкерсон «Потоки в сетях», 1966, 276 с.;
4. А. Shimbel «Structural Parameters of Communication networks», 1953, v.15, № 4;
5. J. Otterman «Matrix Multiplication in Search for Alternate Routes», 1963, v.38, №2;
6. Р.К. Прим «Кратчайшие связывающие сети и некоторые обобщения», 1961, вып. 2, с 95-107.

ФОРМИРОВАНИЕ ПОРОГОВЫХ УРОВНЕЙ РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ КАМ

В.А. Алехин, В.В. Шеболков

Технологический институт в г. Таганроге Южного федерального университета, кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, rts@tsure.ru (863-4)37-16-37

Одной из важных задач при проектировании демодуляторов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) является выбор пороговых уровней сигналов в решающем устройстве. При выборе рассматриваемых пороговых уровней (далее “порогов”) необходимо учитывать амплитуды элементов принимаемого КАМ-сигнала, которые являются случайными величинами как вследствие случайного чередования во времени элементов передаваемых сообщений, так и из-за временных флуктуаций характеристик канала связи, наличия тепловых шумов и помех.

Алгоритмы демодуляции КАМ-сигналов в большой мере зависят от конфигурации его “созвездия”. Для “созвездия” в форме прямоугольной решетки в координатах квадратурных составляющих u_c и u_s КАМ-сигнала алгоритмы демодуляции строятся на основе разбиения координатной плоскости $u_c u_s$ на области прямоугольной формы, каждая из которых соответствует определенному элементу “созвездия”. При демодуляции КАМ-сигнала выделяются его квадратурные составляющие u_c и u_s и определяется: в какую из указанных прямоугольных областей попадает вектор с координатами u_c и u_s . На основании этого и принимается решение о приеме соответствующего элемента [1].

Настоящая статья рассматривает задачу выбора границ (пороговых уровней) между областями координатной плоскости, соответствующими различным сигнальным точкам “созвездия”. Задача решается для КАМ-сигнала

с 16-ти позиционной модуляцией (КАМ-16). Полученные при этом результаты нетрудно распространить на сигналы с большей позиционностью кода.

На рисунке 1 изображено “созвездие” сигналов КАМ-16, в котором в качестве модуляционного кода используется код Грея.

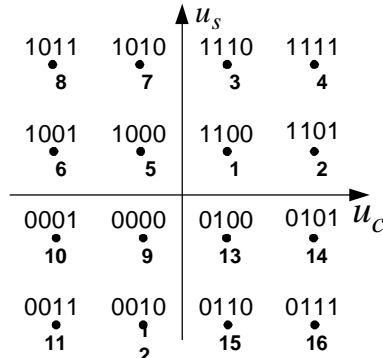


Рисунок 1

Каждой точке “созвездия” соответствует некоторый сигнал из множества сигналов КАМ-16. Представим эти сигналы соответствующими векторами \mathbf{r}_k , $k=1..16$ на координатной плоскости $u_c u_s$.

Для решения рассматриваемой задачи в силу осевой симметрии сигналов “созвездия” достаточно рассмотреть ее решение для любого из 4-х квадрантов, поэтому ограничимся лишь первым квадрантом. На рисунке 2 показан первый квадрант “созвездия” КАМ-16, причем синфазная u_c и квадратурная u_s составляющие сигнала нормированы относительно среднеквадратического значения σ аддитивного нормального шума в канале: $x = u_c/\sigma$, $y = u_s/\sigma$. Векторы сигнала \mathbf{r}_k , шума $\mathbf{r}_ш$ и их суммы \mathbf{r}_Σ так же нормированы по σ :

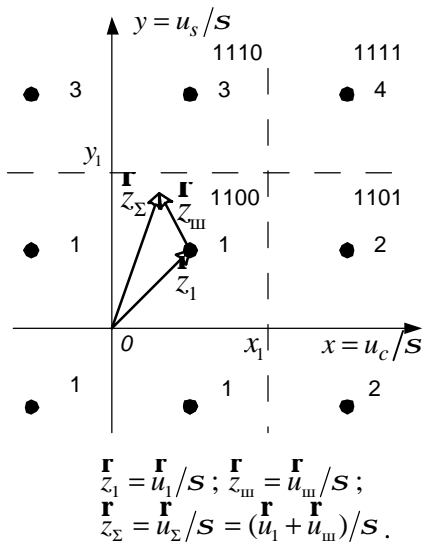


Рисунок 2

Пунктирными линиями на рисунке 2 показаны границы $x=x_1$ и $y=y_1$ прямоугольных областей, соответствующих сигнальным элементам 1, 2, 3, 4 “созвездия” КАМ-16. Эти границы представляют собой нормированные

значения пороговых уровней $u_{\text{пор1}}$ сигналов в синфазном и квадратурном каналах: $x_1 = y_1 = u_{\text{пор1}}/s$.

Точки “созвездия” КАМ-сигнала являются центрами двумерного нормального распределения шумовой составляющей сигнала $\mathbf{z}_{\text{ш}}^{\mathbf{r}} = \mathbf{u}_{\text{ш}}^{\mathbf{r}}/s$.

При нормальном стационарном шуме с независимыми квадратурными компонентами решение о приеме того или иного сигнала созвездия принимается при попадании конца вектора $\mathbf{z}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}$ в соответствующие прямоугольные области:

$$0 \leq x < x_1; \quad 0 \leq y < y_1 - \text{ для сигнала, обозначенного точкой 1;}$$

$$x_1 \leq x < \infty; \quad 0 \leq y < y_1 - \text{ для сигнала, обозначенного точкой 2;}$$

$$0 \leq x < x_1; \quad y_1 \leq y < \infty - \text{ для сигнала, обозначенного точкой 3;}$$

$$x_1 \leq x < \infty; \quad y_1 \leq y < \infty - \text{ для сигнала, обозначенного точкой 4.}$$

Аналогично определяются подобные области для других квадрантов.

Вероятности попадания конца вектора $\mathbf{z}_{\Sigma}^{\mathbf{r}}$ в каждую из указанных областей можно выразить через функцию Крампа:

$$\Phi(x) = \sqrt{2/p} \int_0^x \exp(-t^2/2) dt.$$

$$P_1 = p(0 \leq x < x_1; 0 \leq y < y_1) = \Phi^2(x_1/2);$$

$$P_2 = p(x_1 \leq x < \infty; 0 \leq y < y_1) = \Phi(y_1/2) \cdot 0,5[1 + \Phi(x_1/2)] = 0,5\Phi(y_1/2)[1 + \Phi(x_1/2)]; \quad (1)$$

$$P_3 = p(0 \leq x < x_1; y_1 \leq y < \infty) = \Phi(x_1/2) \cdot 0,5[1 + \Phi(y_1/2)] = 0,5\Phi(x_1/2)[1 + \Phi(y_1/2)];$$

$$P_4 = p(x_1 \leq x < \infty; y_1 \leq y < \infty) = 0,25[1 + \Phi(x_1/2)][1 + \Phi(y_1/2)].$$

Эти соотношения справедливы при большом отношении сигнал/шум, когда $x_1 \gg \tilde{\square}$. Величина порогового сигнала в данном случае выражается через амплитуду сигнала u_1 , соответствующего точке 1 “созвездия” КАМ-16.

При известной амплитуде сигнала u_1 пороговое напряжение

$$u_{\text{пор1}} = \sqrt{2}(u_{1\text{эфф}}\sqrt{2}) = 2u_{1\text{эфф}},$$

где $u_{1\text{эфф}}$ – эффективное значение напряжения u_1 . Пронормировав $u_{\text{пор1}}$ по \square , получим

$$x_1 = y_1 = u_{\text{пор1}}/s = 2u_{1\text{эфф}}/s = 2\sqrt{q_1}. \quad (2)$$

В этом выражении $q_1 = u_{1\text{эфф}}^2/s^2$ - отношение сигнал/шум по мощности для первой точки “созвездия”. Через q_1 можно выразить рассмотренные выше вероятности $P_1 - P_4$ (1):

$$P_1 = p(0 \leq x < x_1; 0 \leq y < y_1) = \Phi^2(q_1);$$

$$P_2 = p(x_1 \leq x < \infty; 0 \leq y < y_1) = 0,5\Phi(q_1)[1 + \Phi(q_1)];$$

$$P_3 = p(0 \leq x < x_1; y_1 \leq y < \infty) = 0,5\Phi(q_1)[1 + \Phi(q_1)];$$

$$P_4 = p(x_1 \leq x < \infty; y_1 \leq y < \infty) = 0,25[1 + \Phi(q_1)]^2.$$

Когда уровень принимаемого КАМ - сигнала неизвестен, для формирования пороговых сигналов необходимо оценивать указанный уровень. Эта оценка будет случайной величиной $u_{\text{оп}}$, распределенной в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей по нормальному закону. Среднее

значение этой оценки $\bar{u}_{\text{оп}} = U_0$ назовем опорным напряжением. Оценка среднеквадратического отклонения порогового значения от среднего $\sigma_{\text{оп}}$, зависит от времени усреднения при формировании этой оценки и отношения сигнал/шум.

По величине U_0 можно вычислить пороги x_1 и y_1 :

$$x_1 = y_1 = aU_0/s_{\text{оп}} \quad (3)$$

где a - некоторое число, зависящее от амплитуды u_1 КАМ-сигнала и отношения сигнал/шум. Из выражений (2)-(3) следует, что

$$a = u_1\sqrt{2}/U_0 = 2s\sqrt{q_1}/U_0.$$

Флюктуации $\square_u = u_{\text{оп}} - U_0$ опорного уровня $u_{\text{оп}}$ относительно среднего значения U_0 подчиняются нормальному закону

$$w(d_u) = \frac{1}{\sqrt{2p}s_{\text{оп}}} \exp\left(-\frac{d_u^2}{2s_{\text{оп}}^2}\right)$$

При этом пороги обнаружения \hat{x}_1 и \hat{y}_1 будут случайными величинами со средними значениями, определяемыми выражением (3) и среднеквадратическим отклонением от него, равным $as_{\text{оп}}/s = s_x$. Плотность вероятности нормированных по s_x флюктуаций \square порогового напряжения можно представить в следующем виде:

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2p}(as_{\text{оп}}/s)} \exp\left(-\frac{x^2}{2(as_{\text{оп}}/s)^2}\right) \quad (4)$$

Поскольку при КАМ все пороговые напряжения формируются путем умножения $u_{\text{оп}}$ на постоянные коэффициенты (например на a при КАМ-16), то их нормированные мгновенные значения \hat{x}_1 и \hat{y}_1 будут функционально связаны между собой.

Для некоторого конкретного смещения \square оценок $\hat{x}_1 = x_1 + x$, $\hat{y}_1 = y_1 + x$ вероятности правильного распознавания сигналов КАМ-16 определяются выражениями:

$$P_1(x) = p(0 \leq x < x_1 + x; 0 \leq y < y_1 + x) = 0,25[\Phi(x_1/2) + \Phi(x_1/2 + x)]^2;$$

$$P_2(x) = p(x_1 + x \leq x < \infty; 0 \leq y < y_1 + x) = 0,25[1 + \Phi(x_1/2 - x)][\Phi(y_1/2) + \Phi(y_1/2 + x)];$$

$$P_3(x) = p(0 \leq x < x_1 + x; y_1 + x \leq y < \infty) = 0,25[1 + \Phi(y_1/2 - x)][\Phi(x_1/2) + \Phi(x_1/2 + x)];$$

$$P_4(x) = p(x_1 + x \leq x < \infty; y_1 + x \leq y < \infty) = 0,25[1 + \Phi(x_1/2 - x)]^2.$$

Из этих выражений следует, что вероятности $P_2(x)$ и $P_3(x)$ равны друг другу: $P_2(x) = P_3(x)$. Поскольку параметр \square является величиной случайной, то все перечисленные вероятности должны быть усреднены по этому параметру:

$$P_i = \bar{P}_i(x) = \int_{-\infty}^{\infty} w(x)P_i(x)dx, \quad i=1,2,3,4.$$

Если $s_x = as_{\text{оп}}/s \square aU_0/s$ (что соответствует очевидному неравенству $s_{\text{оп}} \square U_0$), то результат интегрирования в бесконечных пределах в последней формуле

пренебрежимо мало отличается от точного результата. Для выполнения последнего неравенства требуется оценка величины опорного напряжения.

Литература

1.Алехин В.А., Шеболков В.В. Помехоустойчивость сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Известия ЮФУ. Технические науки.- Таганрог: Изд-во, 2009.№1 (90). –с.7.

ММО ПОВЫШАЕТ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ.

Чан Суан Тьонг

*Технологический институт Южного федерального университета,
магистрант кафедры ТОР радиотехнического факультета, Вьетнам
tuongsmash@gmail.com*

Повышение скорости передачи данных по каналам связи - актуальная сегодня научная и техническая задача. Одно из ее решений – это Multi-Input – Multi-Output (ММО - «множественный вход множественный выход») системы, позволяющие получать высокие скорости за счет параллельной передачи данных.

ММО технология передачи данных с помощью N антенн и их приёма M антеннами. Передающие и приёмные антенны разнесены настолько, чтобы достичь слабой корреляции между соседними антеннами. ММО – принцип позволяет уменьшить число ошибок при радиообмене данными (BER) без снижения скорости передачи в условиях множественных переотраженных сигналов. При этом многоэлементные антенные устройства обеспечивают :

- Расширение зоны покрытия радиосигналами и слеживание в ней мертвых зон;
- Использование нескольких путей распространения сигнала, что повышает вероятность работы по трассам, на которых меньше проблем с замираниями, переотраженными;
- Повышение спектральной эффективности и надежности соединения.

История систем ММО как специфичный объект беспроводной связи пока весьма ее продолжительна. Первый патент на использование ММО принципа в радиосвязи был зарегистрирован в 1984 году сотрудником Bell Laboratories Jack Winters. Базируясь на его исследованиях, Jack Salz из той же Bell Laboratories опубликовал в 1985 году первую статью по ММО решениям. Развитие данного направление продолжалось специалистами Bell Laboratories и другими исследователями вплоть до 1995 года. В 1996 году Greg Releigh и Gerald J.Foshini предложили новый подход к реализации ММО – системы, увеличивший ее эффективность. Впоследствии Greg Releigh, которому приписывают авторство в использовании OFDM (Orthogonal Frequency Division

Multiplexing – мультиплексирование посредством ортогональных несущих) для MIMO, основал компанию Airgo Networks, разработавшую первый MIMO – чипсет True MIMO.

Некоторые разновидности появлялись ранее MIMO. MISO (Multiple input and single output - множественный вход и одиночный выход) представляет собой вырожденный случай, когда приемник имеет только одну антенну. С одним входом и многими выходами (SIMO) является вырожденным случаем, когда передатчик имеет одну антенну. С одним входом одним выходом (SISO) является радиосистемой, в которой ни передатчика, ни приемника имеется несколько антенн.

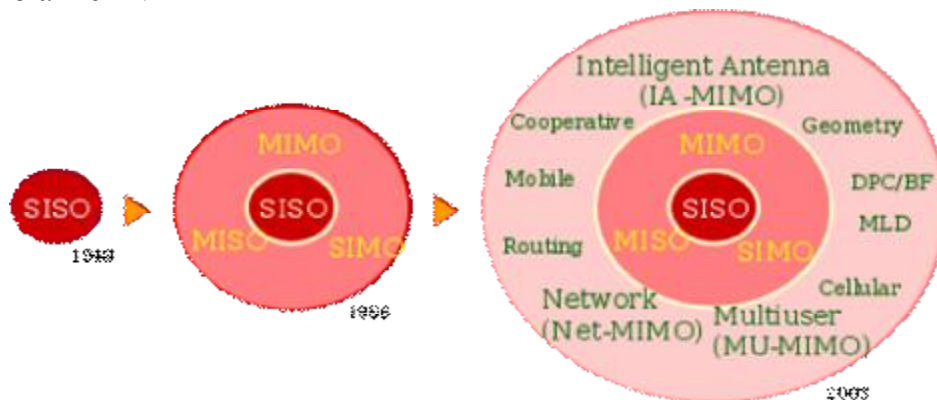


Рис 1 – историческое развитие MIMO

MIMO имеет N_T передающих элементов (Tx) и N_R приемных (Rx). Свойства канала от N_T -ного элемента к N_R -ному описываются коэффициентом передачи канала h_{nm} . Данные коэффициенты образуют матрицу \mathbf{H} размера $N_T * N_R$.

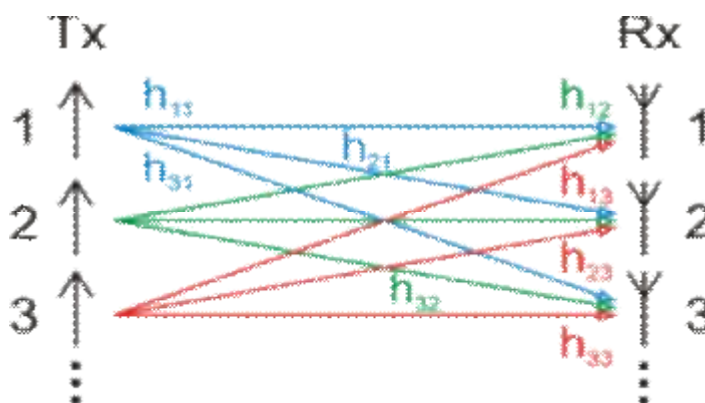


Рис 2 – система MIMO

Коэффициенты матрицы h_{nm} не являются постоянными, но зависят от случайных амплитуды и фазы, сдвиги которых обусловлены наличием многолучевого распространения сигнала:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{2N_T} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ n_{N_T} \end{bmatrix}$$

Преобразования сигналов на передающем и приемном концах выполняется специальной диаграммообразующей схемой (ДОС). Сигнал на приемной стороне записывается следующим образом:

$$y = H \cdot x + n;$$

- x - матрица передаваемых сигналов;
- n - матрица собственных шумов приемных элементов антенны;
- y - матрица принятого сообщения.

Пропускная способность по каналу определяется по теории Shanon, пропускная способность системы ММО равно сумме пропускной способности N каналов.

где σ^2 - дисперсии помех Гаусса на рисунке 2.
 коэффициент умножителя Lagrange выберется, чтобы общая мощность передатчика

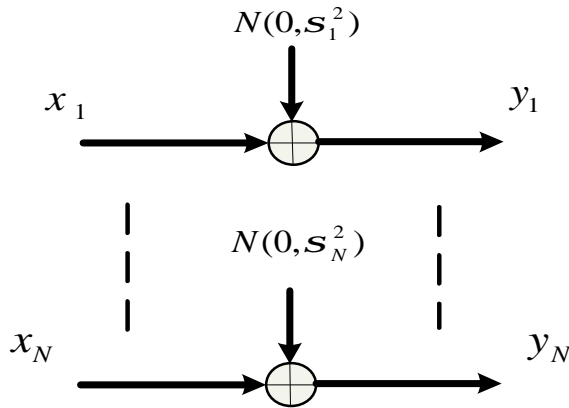


Рис 3 - Параллельный белый шум Гаусса.

Пропускная способность передающего канала зависит от матрицы H, возможно определить по методу анализа H как независимые параллельные передающие каналы $H = UDV^H$, где U и V - матрицы unitary, D - диагональная матрица с числами λ_i , соответствующими одинарные значения матрицы H ($N = \min(N_T, N_R)$). λ_i^2 - значение матрицы HH^H или $H^H H$. Следует,

можно описывать . Тогда пропускная способность определяется по формуле , размерность bit/s/Hz.

Зависимость информации состояния канала CSI (Channel State Information) на приеме-передатчике или только на приемнике, пропускная способность канала получается по разным формулам, которые зависят от распределения оптимальной мощности на передатчике по теории Waterfilling.

Если CSI известно на приеме-передатчике

Если CSI известно только на приемнике. Мощность распределяется равномерно на всех антенны $P_n = P/N_T$

$$C =$$

, где

MIMO позволяет получать высокие скорости за счет параллельной передачи данных. BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) технология является примером таких MIMO-систем. Идея, заложенная в V-BLAST-технологии, достаточно проста. На вопрос, как повысить скорость передачи данных без расширения полосы канала, существует простой ответ. Это можно сделать, если в одной полосе частот передавать несколько информационных каналов. В этом случае скорость передачи увеличится во столько раз, сколько задействовано каналов. Разумеется, такая передача осуществима, только когда на приемной стороне информационные потоки можно разделять. Поскольку частотного различия между каналами в данном случае нет, то разделять каналы можно на основе их пространственных различий. В этом состоит основная идея MIMO-систем, и в частности, V-BLAST-технологии. Алгоритм BLAST с вертикальным распределением слотов (V-BLAST) с достоинствами: отсутствие временных потерь, меньшая сложность, простая структура кодеков.

В системах MIMO для выделения сигналов может применяться пространственное мультиплексирование. Более того, можно кодировать такие сигналы, чтобы использовать их для восстановления информации. Технология, получившая название «пространственно-временного блочного кодирования» (space-time block coding, STBC), похожа на системы с контролем четности или другой схемой обнаружения и коррекции ошибок, которые, повышая надежность передачи информации, улучшают пропускную способность.

В 2005 году Airgo Networks разработала IEEE 802.11 n версию, основанную на их патенты на MIMO. После этого в 2006 году, несколько компаний (в том числе по крайней мере Broadcom, Intel, Marvell) имеет направить MIMO-OFDM решение на основе предварительного стандарта IEEE

802.11n Wi-Fi. Речь идет о так называемом многолучевом распространении, которое используется для передачи большего объема данных по радиоканалу. Средство MIMO по радиоканалу на 54 Мбит/с можно вести передачу с фактической скоростью 108 Мбит/с. Кроме того, в 2006 году несколько компаний (компании Veeva Communications, Samsung, Runcom технологий и др.) были разработаны OFDMA MIMO-решения для IEEE 802.16e WiMAX широкополосного мобильного стандарта. Все предстоящие 4G поколение также будет использовать технологию MIMO. Несколько исследовательских групп продемонстрировали более 1 Гбит / с прототипами.

Литература

1. <http://en.wikipedia.org/wiki/MIMO>.
2. В.Джиган. Алгоритмические основы технологии V-BLAST для беспроводной передачи данных. .
3. Стандарт IEEE 802.11n.
4. I.Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels.
5. В.Слюсар. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов.
6. http://www.osp.ru/cw/2006/15/035_1.htm

УДК 681.581.54:519.246

ВЫБОР ОЦЕНОЧНОГО КРИТЕРИЯ ЗНАЧИМОСТИ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ СЛАБОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ОБЪЕКТОВ

С.В. Кузьменко*, А.П. Самойленко**

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

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

Определение технического состояния технологических объектов (ТО) – одна из наиболее сложных задач. Как правило, наиболее трудоемкая часть работы заключается в выполнении работ по проверке исправности, работоспособности, правильности функционирования ТО, а также поиску возникающих в них неисправностей. Наибольшая часть времени простоя ТО при устранении отказов приходится на выявление (поиск) неисправного элемента в отказавшей системе. Это является следствием того, что до настоящего времени при проектировании ТО не производилось глубокой проработки вопросов организации эффективных процедур определения технического состояния, в связи с чем при эксплуатации ТО часто приходится пользоваться интуитивными методами и ручными способами определения технического состояния.

Применение таких методов в условиях непрерывного усложнения конструкции ТО и повышения интенсивности их использования не может гарантировать получение объективной информации о фактическом состоянии объектов. Успешное решение этой задачи может быть получено только на основе применения современных научных методов технической диагностики, представляющих собой отрасль знаний, которая исследует техническое состояние ТО диагностирования и проявления [1]

В настоящее время увеличение сложности ТО приводит к появлению большого количества различных видов отказов и необходимости контроля множества диагностических параметров, характеризующихся различной ценностью и затратами на их контроль, что, естественно, служит причиной усложнения и удорожания средств обслуживания [2].

Основные особенности мониторинга контролируемых параметров сложных ТО в нештатных режимах состоят в следующем:

- Сложные технологические процессы, происходящие в промышленных производствах, опытных научно-исследовательских установках, на различных испытательных стендах и моделях, требуют проведения мониторинга многих десятков, сотен и тысяч коррелированных параметров различной физической природы, причем затраты на мониторинг возрастают с увеличением количества контролируемых параметров.
- Иерархичность и многоуровневость создаваемых ТО приводят к повышению количества возможных видов отказов и дефектов, в том числе и скрытых, а, следовательно, усложняется задача создания эффективных способов их своевременного выявления и локализации.
- Для осуществления эффективной процедуры анализа состояния ТО и диагностики неисправностей приходится использовать параметры, значимость которых для диагностики отказа неодинакова, а сложные взаимозависимости протекающих в ТО процессов и различные показатели качества контроля (такие как точность, достоверность, быстродействие, стоимость и др.) зачастую не позволяют по имеющейся информации сделать однозначное заключение об относительной важности параметров для диагностики сложного ТО.
- Динамика протекающих во времени в ТО процессов, которые, кроме того, всегда подвергаются действию случайных возмущающих факторов, обуславливает случайный характер значений контролируемых величин [3], следовательно, наиболее адекватными являются статистические методы оценки состояния ТО.

Определение множества наиболее значимых признаков влияет непосредственно на постановку задачи, выбор алгоритма идентификации состояния ТО, а также на все важнейшие характеристики процесса контроля работоспособности: полноту контроля работоспособности, достоверность, точность, быстродействие. Покажем это.

1. Полнота контроля - величина, показывающая, в какой мере контроль работоспособности ТО по выбранной совокупности параметров отличается от полного, если сама система контроля является идеальной.

2. Достоверность контроля - есть мера определенности решений, принимаемых при контроле, зависит от точности измерения параметров и от объема контроля [4].

3. Точность контроля рассматривается [4] учитывает как точность измерения контролируемых параметров, так и полноту контроля.

4. Быстродействие - время, затрачиваемое на измерение контролируемых параметров, оценку состояния ТО и установление при необходимости места отказавшего элемента

5. Стоимость контроля

Изменение структурных параметров является случайным процессом $X(t)$, протекающим под воздействием широкого спектра эксплуатационных факторов. Известно, что наиболее полным описанием случайной функции является n -мерный закон или n -мерная плотность распределения $f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, t_1, t_2, t_3, \dots, t_n)$ случайной функции $X(t)$. Зная эту плотность распределения, можно достаточно точно решать задачи надежности, диагностики и профилактики. Однако на практике строгое решение задач с использованием n -мерных ($n > 2$) часто связано с математическими трудностями [1].

Определение множества контролируемых параметров является одной из наиболее сложных инженерных задач, в наименьшей степени поддается формализации и требует оригинального подхода в каждом конкретном случае. Результатом решения этой задачи является получение набора параметров $\{X_1, \dots, X_N\}$ объекта, относительно которого можно утверждать, что он исчерпывающим образом (в общем случае с избыточностью) описывает состояние ТО [6].

Классификация существующих методов оценки значимости параметров приведена на рисунке 1.

Сравнительный анализ методов позволяет отметить следующие их особенности, препятствующие практическому применению при формировании множества сложных слабоструктурированных ТО:

- Большинство сложностей, возникающих при организации контроля работоспособности многомерного объекта, является следствием стохастических связей, объективно существующих между его физическими параметрами. Используемые на практике алгоритмы не учитывают связи между параметрами и рассматривают их как независимые. Такое пренебрежение объективно существующими связями между параметрами неизбежно приводит к ошибкам.
- При практической реализации методов оценки значимости, ориентированных на независимые составляющие, учет существующих корреляционных зависимостей между параметрами требует дополнительной операции ортогонализации исходного множества параметров.
- При очевидном вероятностном характере задачи большинство методов (в частности, методы, основывающихся на структурных схемах ТО) носят детерминированный характер и не учитывают случайный характер изменения выходного диагностирующего параметра и погрешности его измерения.

- Топологические методы применимы лишь в случае, когда имеется структурная схема ТО, которая не всегда известна для сложных ТО; при известной структурной схеме различные топологические методы даже для одного ТО не обнаруживают единства вычисленной величины ранга, на основании которого производится оценка значимости контролируемого параметра; неизвестно, как оценивать элементы, обладающие нулевым рангом.

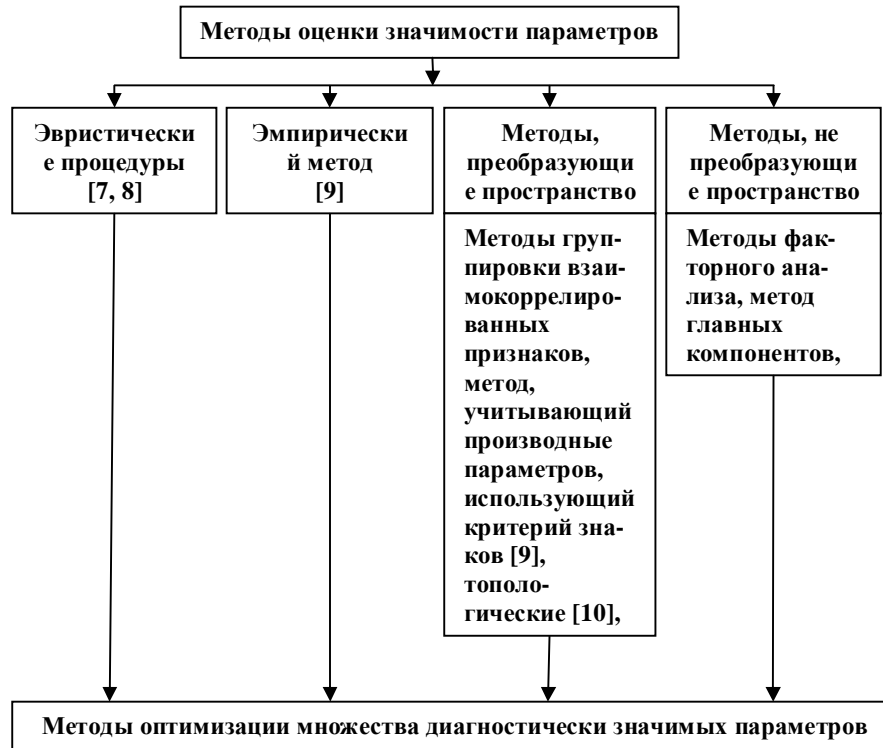


Рисунок 1 - Методы оценки значимости параметров ТО

- Достоинство логико-вероятностного метода состоит в том, что он учитывает функциональную взаимосвязь отдельных элементов и влияние отказа любого из элементов на безотказную работу всей системы. Однако ранги элементов, рассчитанные данным методом, приблизительно равны, что вызывает «недоверие» к методу.

- Модель аналитической группировки является частной моделью математического описания функции регрессии. Эффективность методов на основе указанной модели снижается за счет того, что оценивание ими функции регрессии производится не по всей области изменения признаков, а лишь в отдельных точках пространства оценивающих признаков. Данный метод не позволяет распространять полученные характеристики действия факторов на вновь вводимые их значения. Используемые меры связи - эвристические конструкции, интерпретация и математико-статистическое обоснование которых недостаточны, что приводит к зависимости качества классификации от выбранной меры расстояния [5].

- Наиболее перспективными являются теоретико-информационные методы, основанные на вычислении количества информации. Контроль с информационной точки зрения позволяет снять неопределенность состояния объекта с целью обеспечения полной наблюдаемости. Такой подход позволяет разрабатывать методы оценки значимости параметров, инвариантные к степени сложности ТО и его конкретной реализации и учитывающие вероятностный характер изменения выходных параметров.

В связи с вышеперечисленными особенностями существующих методов оценки диагностической значимости параметров в качестве критерия выбора контролируемых параметров сложных ТО в нештатных режимах предлагается использовать корреляционную зависимость между параметрами, поскольку такой критерий обладает следующими преимуществами:

- вероятностная постановка задачи учитывает случайный характер изменения выходного диагностирующего параметра и погрешности его измерения;
- непосредственно вычисляется стохастическая зависимость параметров, объективно существующих между физическими параметрами многомерного объекта;
- не требуется знание структурной схемы диагностируемого ТО;
- с позиций теоретико-информационного подхода наибольшей значимостью обладает наиболее связанный параметр, что оценивается величиной корреляционного момента;
- не требуется преобразование пространства признаков ТО.

Множество диагностических параметров, полученное на основе оценки корреляционной зависимости, позволяет при необходимости восстанавливать значения остальных параметров ТО.

В результате анализа по формированию множества контролируемых параметров на основе оценки их диагностической значимости были получены следующие основные выводы:

1. Рациональный выбор совокупности диагностически значимых параметров сложного ТО в нештатных режимах является определяющим фактором для обеспечения всех основных характеристик процесса контроля и диагностики.
2. В качестве критерия оценки диагностической значимости контролируемых параметров предлагается использовать коэффициент корреляционной зависимости между ними, что позволяет оценить значимость параметров без знания структурной схемы ТО, а также учесть стохастическую природу изменения значений параметров без преобразования пространства признаков.
3. Выявлена необходимость разработки метода формирования множества диагностических параметров на основе графовой интерпретации задачи, позволяющие учитывать стохастические связи между параметрами без существенных усложнений алгоритмов; метод должен легко формализоваться и достаточно просто реализовываться на ЭВМ, с использованием матричного аппарата.
4. Необходим способ определения значимости однородных независимых параметров ТО, преимуществом которого должно являться динамическое

изменение фактической значимости параметров в зависимости от состояния ТО, с высокой разрешающей способностью и быстродействием.

Литература

1. Смирнов Н.Н., Ицкович А.А. Обслуживание и ремонт авиационной техники по состоянию, М.: Транспорт, 1987. – 72 с.
2. Пашковский Г.С. Задачи оптимального обнаружения и поиска отказов в РЭА. - М.: Радио и связь, 1981. - 280 с.
3. Ицкович Э.Л. Контроль производства с помощью вычислительных машин. - М.: Энергия, 1975. - 416 с.
4. Евланов Л.Г. Контроль динамических систем. - М.: Наука, 1979. - 432 с.
5. Елисеева И.И., Рукавишников В.О. Группировка, корреляция, распознавание образов (Статистические методы классификации и измерения связей). - М.: Статистика, 1977. – 144 с.
6. Гузик В.Ф., Кидалов В.И., Самойленко А.П. Статистическая диагностика неравновесных объектов при критических малых объемах данных контролируемых параметров, 2007, - 37с.
7. Дмитриев А.К., Мальцев П.А. Основы теории построения и контроля сложных систем. - Л.: Энергоатомиздат, 1988. - 192 с.
8. Основы построения автоматизированных систем контроля сложных объектов / Под ред. П.И. Кузнецова. - М.: Энергия, 1969. - 479 с.
9. Гаскаров Д.В., Голинкевич Т.А., Мозгалевский А.В. Прогнозирование технического состояния и надежности радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1974. – 224 с.
10. Прохоренко В.А., Смирнов А.Н. Прогнозирование качества систем. - Минск: Наука и техника, 1976. - 200 с.
11. Кудрицкий В.Д., Сеница М.А., Чинаев П.И. Автоматизация контроля радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Советское радио, 1977. - 256 с.
12. Биргер И.А. Техническая диагностика. - М.: Машиностроение, 1978. - 240 с.
13. Глудкин О.П., Гуров А.И., Коробов А.И. и др. Управление качеством электронных средств / Под ред. О.П. Глудкина. - М.: Высшая школа, 1994. - 414 с.

СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

Session 4: COMPLEX SYSTEMS of ANTI INTRUSION And OBJECTS SECURITY

МИКРОСЕКМЕНТНЫЙ АНАЛИЗ АУДИОСИГНАЛА В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ РЕЧЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.В.Рудаков*, В.Г.Рудаков*, В.М.Федоров**, П.Ю.Юрков**

*«Техинформсервис», Украина, Житомир, rvg-1938@mail.ru,

**Таганрогский технологический институт Южного федерального университета, Россия, Таганрог, vladmih@rambler.ru

В статье по результатам анализа осциллограмм вокализованных звуков на микросегментном уровне описывается подход к нахождению соизмеримой с периодом основного тона дискретной единицы звука, существование которой подтверждено компьютерным моделированием в формате 11025 Гц, 16 бит, моно. Такие дискретные единицы, по мнению авторов, можно считать первичными речеобразующими элементами, так как позволяют моделировать синтез звуков с произвольными параметрами и деформировать естественные звуки в широких пределах.

Введение

При анализе речевого сигнала можно выделить ряд основных составляющих элементов, а именно:

- смысловых составляющих, обеспечивающих различение речи человеком,
- индивидуальных составляющих, обеспечивающих идентификацию диктора по голосу,
- шумовых и других составляющих.

Поэтому первоочередную важность имеют построение и адаптация простых в вычислении и исследовании методов распознавания, а также адекватных, но простых моделей распознавания, синтеза и сжатия речи, что позволит более эффективно решать задачи преобразования из речи в текст, синтез речи, передачи речи по узкополосным каналам связи и ряд других актуальных задач.

Кроме того, в связи с массовым вытеснением аналоговых средств звуко- и видеозаписывающей техники компактными цифровыми устройствами стала актуальной задача их идентификации, а также подтверждения подлинности получаемых с их помощью образов. Как известно аналоговые и цифровые образы, полученные при помощи любого устройства записи, несут в себе набор особенностей, сформированных различными узлами тракта записи, что

позволяет (при наличии предполагаемого устройства записи) во многих случаях однозначно установить принадлежность ему образа. Актуальной задачей, таким образом, является создание синтезаторов звука для тестирования цифровых записывающих аудиоустройств.

Одним из таких подходов к синтезу речи является разработанный авторами микросегментный анализ звукового сигнала. Под микросегментом в данном случае, понимается участок речевого сигнала, содержащий один участок периода основного тона с максимальным значением экстремума и не менее одного колебания с локальным экстремумом того же характера. По мнению авторов микросегментный синтез речи может способствовать получению общих закономерностей об объективных признаках звуков, типичных для данных фонем.

Предполагаемое решение

Алгоритм выделения микросегментов [1,2] непосредственно из осциллограмм вокализованных звуков излагается на примере фрагмента безударного «о» из слова УТРОМ. Фрагмент приведен на рис.1. Различные значения интенсивности осциллограммы выглядят в виде чередования экстремумов нескольких уровней значимости по уровню сигнала.

Назовем экстремумами 1-го порядка такие значения, что находящиеся слева и справа соседние экстремумы были бы по величине меньше, чем рассматриваемые.

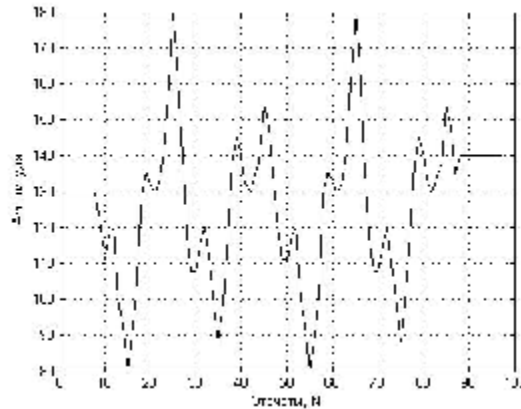


Рис.1 Фрагмент фонемы «о» в слове «утро»

Таковыми экстремумами являются отсчеты 16, 26 и 35. Как видно из рисунка, экстремум, аналогичный экстремуму с максимумом в 26 отсчете является экстремум с максимумом в 65 отсчете. Временной интервал между ними определяет длительность микросегмента T_m . Полученная длительность соизмерима с длительностью периода основного тона $T_{от}$, при данных параметрах записи звука (частота дискретизации равна 11025 Гц) $T_{от}=3,9$ мсек, что соответствует частоте основного тона $F_{от}=250$ Гц.

Анализ речевого сигнала показал, что определенный данным методом период основного тона колеблется в пределах 3,9-4,1 мсек.

Экспериментально установлено, что в конце любого микросегмента некоторое число отсчётов интенсивности можно заменять нулевыми значениями. Эта процедура в некоторых пределах не приводит к искажению звука, как в изолированном звучании, так и совместно с другими. Кроме того, полученный результат даёт возможность, во-первых, без искажений один или несколько микросегментов изымать из одной части звука и переставлять либо в другую, либо в другой звук. Другими словами можно, например, увеличить в 2 раза длительность звука путём дублирования по одному разу каждый $T_{от}$, состоящий из одного или нескольких $T_{м}$. В этом состоит возможность изменять длительность звука, а также выполнять стыковку звуков с минимальными искажениями.

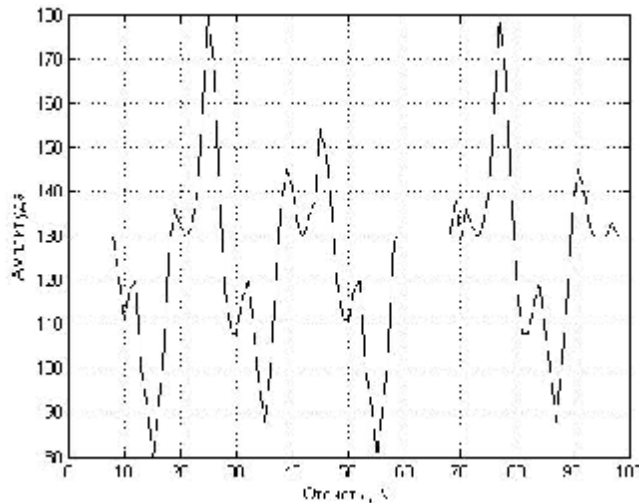


Рис. 2 Увеличенное звучание звука «о»

Во-вторых, можно изменять длительности микросегментов путём уменьшения или увеличения в районе их окончаний некоторого числа отсчётов с нулевой интенсивностью. При этом, очевидно, будет изменяться и $T_{от}$, что позволяет получать любую динамику высоты звучания.

На рис.2 изображён увеличенный на 1 мс звук «о». После увеличения длительности на некоторую постоянную величину во всех микросегментах в речевом сообщении получается его существенная деформация. В основном это вызвано разрушением естественной корреляции между образованным $T_{от}$ и сохранившимися параметрами колебаний в начале каждых $T_{м}$. При неизменной длительности $T_{м}$ путём постепенного обнуления отсчётов от конца к началу можно определить остатки микросегментов, воспроизведение которых не приводят к заметному искажению звучания, т.е. указать их наиболее информативные области. Такая область для безударного звука «о» показана на рис.3 с 18 по 37 отсчёты в виде колебаний соответствующей формы.

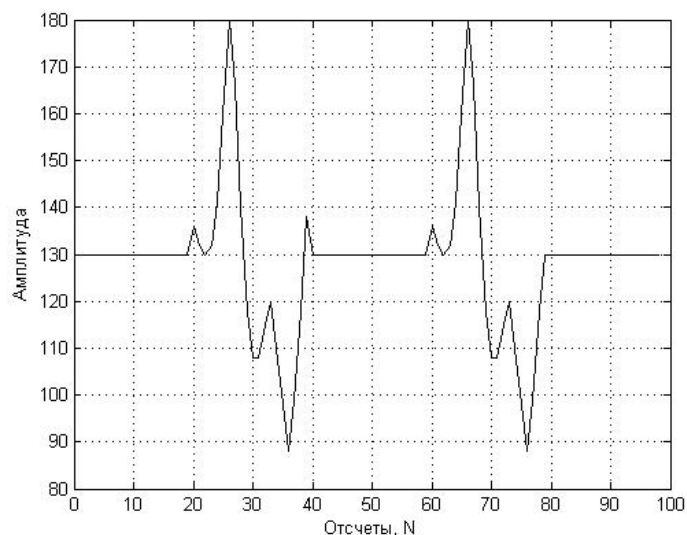


Рис.3 Информативная область звука «о»

Таким образом, приведенные результаты позволяют, на наш взгляд, отдельно выделенные микросегменты считать дискретными единицами звуков. С помощью всего одной такой единицы можно смоделировать синтез звука требуемой продолжительности и высоты звучания с желаемой динамикой $T_{от}$. Для этого достаточно выбрать из естественного звука один микросегмент, сформировать его исходную длительность в виде соответствующего колебания со значимым экстремумом и некоторого числа отсчетов с нулевой интенсивностью. Для образования динамики $T_{от}$ длительность T_m следует изменять в выбранных пределах при каждом следующем повторении исходного микросегмента. Близкое к естественному звучание дополняется модуляцией интенсивности как всей полученной последовательности, так и каждой дискретной единицы в отдельности.

Полученные результаты

Предложенный метод позволяет моделировать фонетический образ звука в пределах одного значимого колебания путём изменения его формы на протяжении нескольких дискрет времени. В процессе моделирования некоторых звуков из одного микросегмента изменение интенсивности отдельных участков микросегмента приводило к получению другого фонетического образа. Дальнейшее развитие данного метода позволит синтезировать речь данного конкретного диктора и моделировать ее изменение для различных эмоциональных состояний.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 08-07-00253-а

Литература

1. В.Г.Рудаков, В.Н.Трунин-Донской. Микросегменты как основные элементы первичной сегментации речевых сигналов. В Трудах XI МКФН. Таллинн 1987. Том 5, с. 378-380

2. В.Г.Рудаков, Н.И.Павленко, А.С.Чубинский. Алгоритм измерения частоты основного тона. Сборник научных трудов "Автоматическое распознавание и синтез речевых сигналов". ИК АН УССР. Киев 1989. с. 145-149

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛА ПОВОРОТА ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РАДОНА

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

ТТИ ЮФУ, кафедра БИТ, Россия, г. Таганрог, 8(86344)37-19-05,
vladmih@tsure.ru

В работе предлагается способ определения угла поворота изображения, полученного байеровской интерполяцией при помощи преобразования Радона, в частности

Особенность проблемы защиты информации состоит в ее многогранности. Одной из актуальных задач защиты информации является разработка методов защиты от копирования мультимедийных данных и предотвращения использования аппаратуры цифровой записи для производства контрафактной продукции. С цифровым представлением аналоговых сигналов и отсутствием деградации при копировании связаны сложности установления авторства и подлинности цифровых образов. Применение ЦВЗ для установления подлинности и защиты мультимедиа-контента от модификаций не всегда является необходимым, т.к. в устройстве записи параметры аналоговых узлов тракта записи находятся в пределах заданных допусков [1]. Сочетание параметров узлов конкретного экземпляра устройства уникальны, что даёт возможность идентификации устройства. В большинстве случаев встречающихся на практике требуется установить принадлежность изображения конкретной фотокамере, при этом изображение доступно, как правило, только в формате компрессии с потерей качества [2]. Изображение на светочувствительной матрице формируется после прохождения света через объектив и фильтр низких частот. В большинстве цифровых фотокамер для формирования цветного изображения используется метод Байера [3]. При этом используется только один светочувствительный сенсор, перед которым размещен решетчатый цветовой фильтр, в английской терминологии “color filter array” (CFA). Такая решетка Байера использует расположение фильтров трех цветов согласно схеме, показанной на рисунке 1, где R, G и B соответственно фильтры красного, зеленого и синего цветов. Существуют также вариации данной схемы с дополнительным цветом и иным расположением светофильтров.

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| G | R | G | R | G |
| B | G | B | G | B |
| G | R | G | R | G |
| B | G | B | G | B |
| G | R | G | R | G |

Рисунок 1 — Схема матрицы Байера

Идентификация камеры, при помощи которой были получены изображения производится по признакам модуля светочувствительной матрицы. Сигнал $s(x, y)$, получаемый с отдельного светочувствительного элемента матрицы, может быть представлен упрощённо в виде:

$$s(x, y) = B(x, y) + tD(x, y) + tG(x, y)I(x, y) + n,$$

где $B(x, y)$ — ток смещения,

$D(x, y)$ — темновой ток,

$G(x, y)$ — чувствительность элемента,

$I(x, y)$ — световой поток на элементе,

n — неучтённые шумовые составляющие.

Компенсация тока смещения и темнового тока пикселя $B(x, y)$ и $D(x, y)$ осуществляется при внутренней постобработке. Некомпенсированной является компонента $G(x, y)$, которая отражает неодинаковую светочувствительность элементов и вносит, таким образом, мультипликативную неоднородность [4]. Ввиду мультипликативного характера неоднородности, вносимой компонентой $G(x, y)$ получение карты распределения неоднородностей при идентификации производится усреднением на множестве кадров. Снижение количества кадров, необходимых для получения усреднённых значений неоднородностей пикселей может быть достигнуто предварительным выделением из изображения высокочастотной составляющей [5]. Для идентифицируемой камеры находится усреднённое значение неоднородностей W_{apprx} чувствительностей пикселей. Идентификация камеры по имеющемуся изображению I_q производится по значению коэффициента корреляции яркостной составляющей изображения и W_{apprx} .

Идентификации на основе значений коэффициента двумерной корреляции при любых изменениях анализируемого снимка относительно исходного будет неэффективна вследствие ошибки синхронизации. Следовательно, перед идентификацией снимка необходимо установить факт применения и обратить операции поворота и масштабирования.

Ввиду зависимости структуры матричных неоднородностей и неоднородностей, вносимых при интерполяции цветовых составляющих алгоритмами дебайеризации при возможном повороте изображения будут

изменяться частотные характеристики проекций строк и столбцов изображения. Данный факт может быть использован для установления угла поворота в общем случае с кратностью 45 градусам.

Для определения угла поворота к выделенной ВЧ-составляющей изображения может быть применено преобразование Радона и последующий анализ проекции при помощи Фурье-преобразования. Преобразование Радона можно определить следующим образом. Пусть дана функция $f(x, y)$, которая определена в некоторой области D . Рассмотрим некоторую прямую L на плоскости x, y , пересекающую область D . Тогда, интегрируя функцию $f(x, y)$ вдоль линии L , получаем проекцию или линейный интеграл функции f . Интегрирование вдоль всех возможных линий L на плоскости позволяет определить преобразование Радона:

$$f^* = Rf = \int_L f(x, y) ds$$

где ds — приращение длины вдоль прямой L .

Для минимизации влияния краевых эффектов анализируемой области ВЧ-составляющей изображения выполнение преобразования Радона необходимо выполнять над его круговым фрагментом со сглаженными границами. Выделение фрагмента из изображения и сглаживание его границ осуществлялось нормированным двумерным окном (гауссов НЧ-фильтр), представляющим собой поверхность вращения, показанную на рисунке 2.

Уточнение до угла поворота, кратного 180 градусам возможно произвести при наличии на изображении следов некомпенсированного явления “бандинга”, заключающегося в неоднородной яркостной составляющей столбцов изображения, получаемых как при помощи ПЗС-, так и КМОП-матриц. Следствием данного явления будет являться неодинаковый уровень максимумов спектра результата преобразования, что позволяет создать для этапа идентификации только два изображения. Пример спектрограмм столбцов матрицы преобразованной по Радону ВЧ-составляющей фрагмента изображения размерностью 1024x1024 пикселя приведён на рисунке 3.

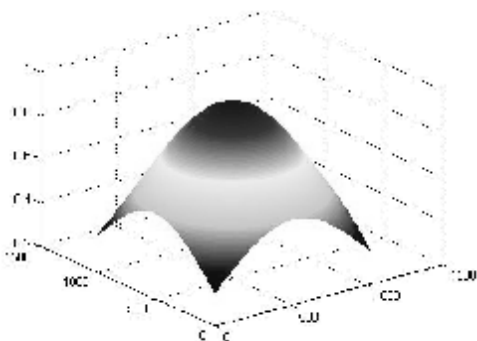


Рисунок 2 — Нормированное двумерное гауссово окно для выделения фрагмента изображения

На рисунке видны максимумы при значениях углов поворота ВЧ-составляющей, кратных 90°. При переходе от угла 89° к углу 90° наблюдается

появление максимумов в амплитудном спектре, а при дальнейшем изменении угла от 90° к 91° их пропадание. Подобное изменение характера амплитудного спектра даёт возможность установить значение угла поворота изображения.

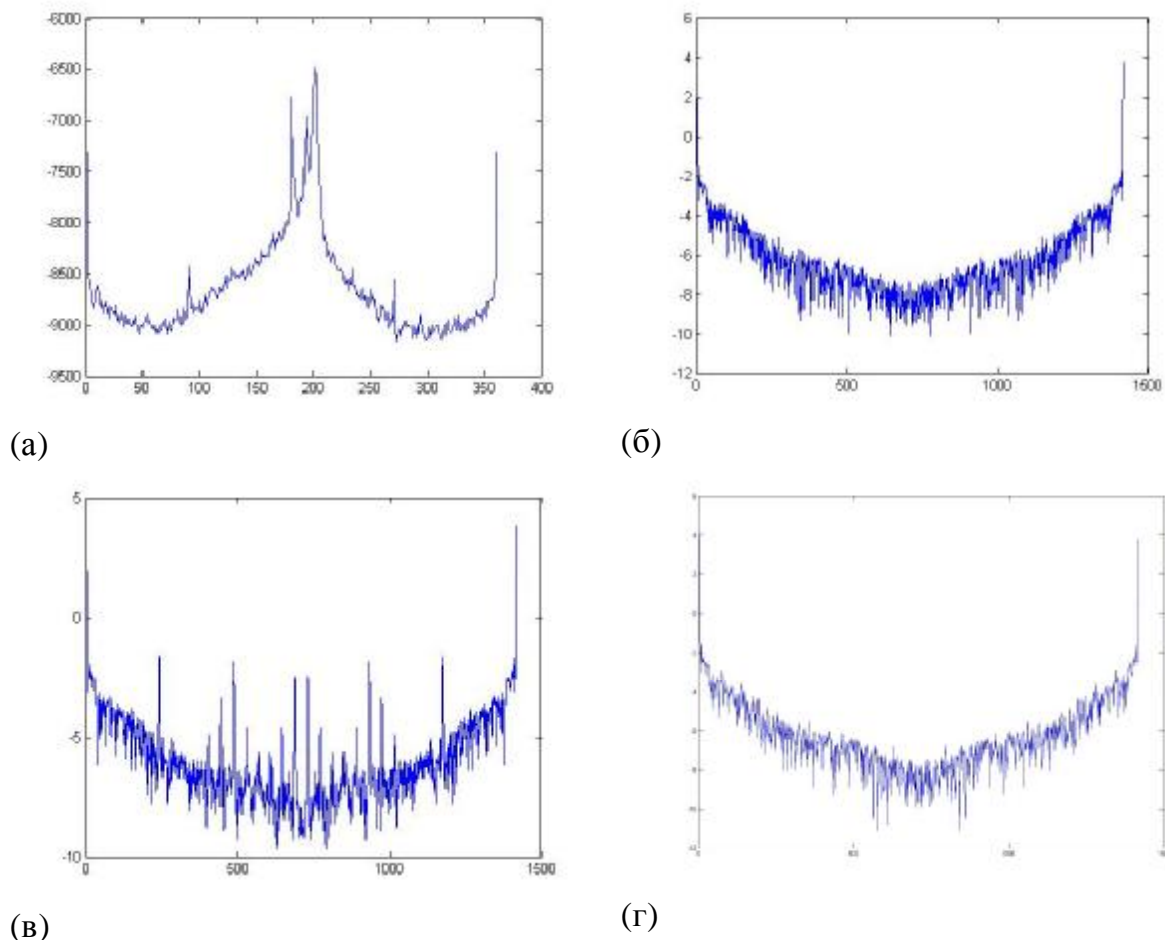


Рисунок 3 — Средние спектрограммы проекций Радона (а) и спектрограммы проекций, соответствующих углам поворота 89° , 90° и 91° (б-г) для фрагмента изображения 1024×1024 пикселя.

Результат (среднее амплитудного спектра для преобразованного по Радону изображения, имеющего начальный угол поворота от 0 до 360 с шагом 10) приведён на рисунке 4.

Для определения влияния изменения размера изображения (операция т.н. “ресайза”) было также исследовано влияние коэффициента ресайза, определяемого как отношение линейных размеров исходного изображения к результирующему на возможность определения угла поворота изображения при помощи преобразования Радона.

На рисунке 5 приведён двумерный график зависимости среднего, вычисленного для амплитудного спектра от выбранной проекции преобразования Радона, применённого к изображению с начальным углом поворота в 10° и от коэффициента масштабирования изображения (меняющегося от 1 до 0,1 с шагом 0,1) при бикубическом алгоритме.

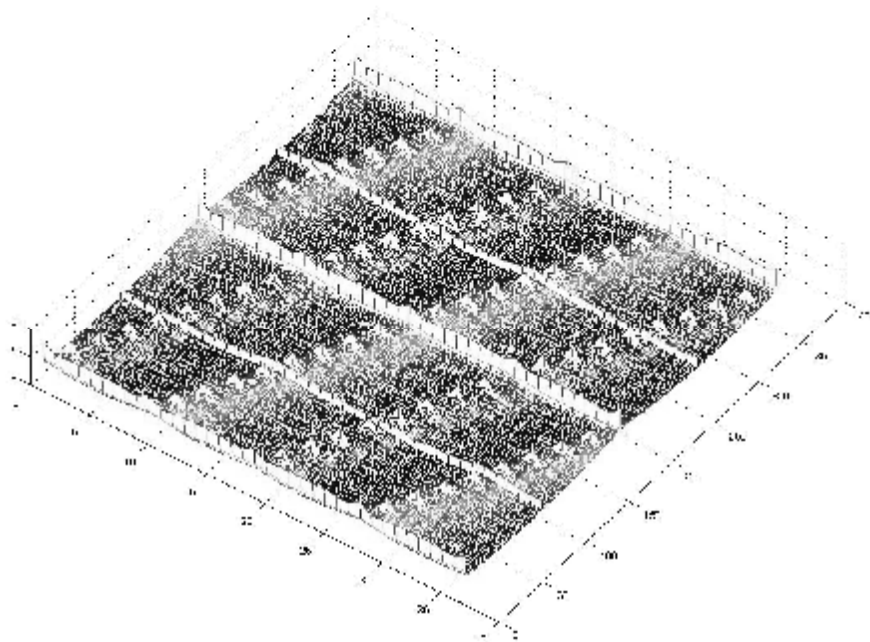


Рисунок 4 — Среднее спектра мощности преобразования Радона (от 0° до 180° с шагом $0,5^\circ$) при изменении угла поворота от 0° до 360° с шагом 10° . Одиночные максимумы соответствуют обнаруженному углу поворота изображения

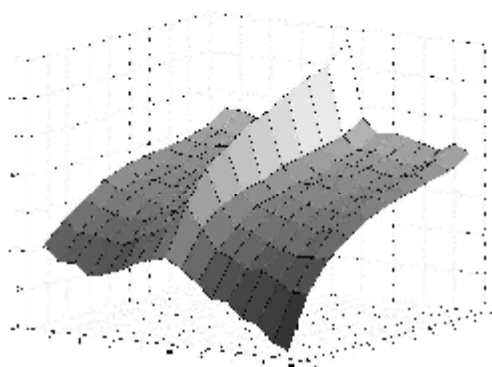


Рисунок 5 — Зависимость выраженности максимума от коэффициента масштабирования (“ресайза”) изображения и угла поворота

Исследования метода проводились на основе выборок изображений, полученных с 5 камер. Каждая выборка была сформирована 50 различными изображениями, полученными с одной фотокамеры в максимальном разрешении без постобработки. Для выборки изображений, полученных с каждой камеры, были сформированы массивы изображений с углами поворота от 0° до 45° с дискретностью 5° . Ввиду различной разрешающей способности фотокамер для идентификации поворота использовался центральный участок

кадра размером 1024x1024 пикселя. Идентификация максимума осуществлялась по превышению порога:

$$sm_i = med(S(i:i+e)),$$

$$sv_i = s([S(i:i+\lfloor e/2-width/2 \rfloor), S(i+\lfloor e/2+width/2 \rfloor:i+e)]),$$

$$value(i) = sm_i + 3sv_i,$$

$$value(i) = value(i+e/2:end),$$

$$\begin{cases} value(i) < S(i) : i \in peaks \\ value(i) \geq S(i) : i \notin peaks \end{cases}$$

где *med* — операция медианной фильтрации столбцов массива,
s — среднеквадратичное отклонение;
e — ширина скользящего окна;
width — ширина единичного пика (зависит от шага формирования проекций);
peaks — массив индексов максимумов графика.

В ходе экспериментов было установлено, что при помощи данного метода возможно корректное определение углов поворота изображения в диапазоне [5°, 90°].

Литература

1. Д.П. Рублёв, А.Б.Чумаченко, О.Б.Макаревич, В.М. Фёдоров, Идентификация цифровых микрофонов по неидеальностям тракта записи, Известия ЮФУ. Технические науки, Тематический выпуск “Информационная безопасность”, Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2007, №1(76) с. 84-92.
2. Lukáš J., Fridrich J., and Goljan M.: “Determining Digital Image Origin Using Sensor Imperfections”, Proc.SPIE Electronic Imaging, Image and Video Communication and Processing, San Jose, California, January 16–20, 2005, pp.249–260
3. В. Е. Bayer, Color imaging array, U.S. Patent, No. 3,971,065, 1976.
4. Д.П. Рублёв, А.Б.Чумаченко Идентификация цифровых фотокамер по карте светочувствительности матрицы. XIII Всероссийская научно-практическая конференция “Проблемы информационной безопасности в системе высшей школы”, МИФИ, 2007, с 78-79.
5. Kharrazi, M., Sencar, H. T., and Memon, N.: “Blind Source Camera Identification”, Proc. ICIP’ 04, Singapore, October 24–27, 2004.

ЦЕПОЧНЫЙ МЕТОД ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КЛАВИАТУРНОГО ПОЧЕРКА

Ю.А. Брюхомицкий
 ТТИ ЮФУ, bya@tsure.ru

Предлагается новый, цепочный метод представления биометрических параметров личности, предназначенный для реализации процедуры

непрерывной аутентификации пользователя компьютерной системы по характеру клавиатурного набора произвольных текстов. Предлагаемый метод направлен на повышение точности представления клавиатурных параметров пользователя и, как следствие, - точности аутентификации, достигаемой в классических системах. Идея метода состоит в использовании дополнительной информации о корреляционных зависимостях смежных событий клавиатуры.

В системах непрерывной клавиатурной аутентификации пользователей компьютерных систем, работающих на произвольных текстах, решающее значение имеют характеристики точности и скорости определения личности фактически работающего пользователя. Построение систем непрерывной аутентификации, удовлетворяющих этим требованиям, тесно связано со способами представления биометрических параметров пользователей и способами классификации этих параметров.

Наиболее простым и распространенным способом представления клавиатурных биометрических параметров пользователя является прямое измерение временных характеристик клавиатурного ввода [1]. Как правило, контролируются три типа временных параметров элементарных событий клавиатуры: время удержания контролируемых клавиш, время пауз между очередными удержаниями клавиш и время возможного перекрытия в удержании смежных клавиш набираемого текста. Последний параметр удобно интерпретировать как отрицательное значение паузы между удержаниями смежных клавиш. В этом случае можно говорить только о двух типах временных параметров элементарных событий клавиатуры, принимаемых во внимание при анализе клавиатурного почерка (КП). При этом постулируется, что для конкретного пользователя эти события являются независимыми, а распределение вероятностей появления определенных значений временных параметров для каждого события носит гауссовский характер с единственным центром распределения. При таком подходе в качестве индивидуальных характеристик КП пользователя выступают усредненные значения временных параметров элементарных событий клавиатуры.

Если обозначить:

- τ_i – значение времени удержания клавиши i ;
- τ_{ij} – алгебраическое значение времени паузы между удержаниями клавиш i и j ,

то в классическом методе представления клавиатурных биометрических параметров [1] результат регистрации времен удержания всех контролируемых клавиш $i = 1, 2, \dots, n$ отображается одномерной матрицей-строкой

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

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

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

Матрицы (1) и (2) предоставляют всю доступную в рамках классического метода информацию об индивидуальных особенностях КП конкретного пользователя.

На этапе аутентификации текущие значения клавиатурных параметров работающего пользователя сравниваются с эталонными значениями, предварительно сформированными для данного пользователя [1]. Аутентификационное решение о принадлежности работающего пользователя к одному из двух классов «свой» или «чужой» принимается по определенной совокупности произведенных сравнений.

Недостатком такого подхода является низкая точность аутентификации, обусловленная, в первую очередь, недостаточной информативностью принятого представления клавиатурных биометрических параметров личности.

Последующие исследования в этой области показали, что статистические оценки временных параметров одних и тех же событий клавиатуры, наступающих в различных сочетаниях, заметно отличаются, что свидетельствует о корреляционных зависимостях смежных событий клавиатуры. На основании этого был предложен метод многосвязного представления клавиатурных параметров [2, 3], направленный на повышение точности систем клавиатурной биометрической аутентификации. В данной работе для учета корреляционных зависимостей смежных событий клавиатуры предлагается иной, существенно отличающийся в реализации – цепочный метод представления параметров клавиатурного почерка.

Предлагаемый метод направлен на получение и непосредственное использование дополнительной статистической информации о характеристиках КП личности с целью повышения точности представления клавиатурных параметров, а в конечном итоге, – точности аутентификации личности. Для его изложения удобно воспользоваться некоторыми понятиями из теории формальных грамматик.

В системе непрерывной биометрической аутентификации в процессе клавиатурного набора регистрируются, по существу, два вида последовательно идущих событий клавиатуры: наличие одной удерживаемой клавиши из n клавиш и отсутствие удерживаемых клавиш. Ситуация наличия отрицательной паузы порождается двумя одновременно удерживаемыми клавишами и может быть условно отнесена ко второму виду событий. Обозначим первую совокупность событий клавиатуры как множество A_x , а вторую совокупность событий как множество $A_y = \bar{A}_x$. Тогда множество $A = A_x \cup A_y$ можно рассматривать как алфавит A всех возможных событий клавиатуры.

Ограниченные последовательности событий клавиатуры, ориентированные слева направо, начинающиеся и оканчивающиеся событиями из множества A_x , будем рассматривать как цепочки событий, построенные из

элементов алфавита A . Цепочки событий будем обозначать T_{i_1, i_2, \dots, i_q} , $i_1, i_2, \dots, i_q = 1, 2, \dots, n$. Длиной цепочки r будем называть общее число событий алфавита A , входящих в эту цепочку: $|T_{i_1, i_2, \dots, i_q}| = r$. В каждой цепочке длины r будет содержаться q событий множества A_x и $p = q - 1$ событий множества A_y . Т.е. $r = q + p = 2q - 1$.

Суть предлагаемого цепочного метода в терминах формальных грамматик состоит в формировании всех возможных цепочек событий алфавита A заданной длины r в многомерном пространстве размерности n^q .

Рассмотрим вначале простейший вариант цепочного метода, когда все цепочки событий алфавита A имеют минимальную (для цепочного метода) фиксированную длину $r = 3$. В каждой такой цепочке будет содержаться 3 события алфавита A , из которых – 2 события множества A_x ($q = 2$) и 1 событие множества A_y : ($p = 1$). Т.е. в ориентированной слева направо цепочке будут последовательно наступать три события:

- 1 – удержание клавиши i ;
- 2 – пауза между удержанием клавиш i и j ;
- 3 – удержание клавиши j .

Сопоставим указанные события алфавита A с временными параметрами КП. Для этого зададим в поле действительных чисел R двумерную матрицу T_{ij}^2 , состоящую из n^2 элементов T_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, n$):

$$T_{ij}^2 = \parallel T_{ij} \parallel, \quad i, j = 1, 2, \dots, n, \quad q = 2.$$

Каждый элемент T_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, n$) матрицы T_{ij}^2 будем представлять цепочкой длины $r = 2q - 1 = 3$, содержащей три временных параметра из числового поля R :

- 1 – время τ_i – удержания клавиши i ;
- 2 – время τ_{ij} – паузы между удержаниями клавиш i и j (может принимать как положительные, так и отрицательные значения);
- 3 – время τ_j – удержания клавиши j .

Матрица T_{ij}^2 , содержащая все цепочки длины $r = 3$ из алфавита A , будет иметь вид

$$T_{ij}^2 = \parallel \begin{array}{cccc} \tau_1 \tau_{11} \tau_1 & \tau_1 \tau_{12} \tau_2 & \dots & \tau_1 \tau_{1n} \tau_n \\ \tau_2 \tau_{21} \tau_1 & \tau_2 \tau_{22} \tau_2 & \dots & \tau_2 \tau_{2n} \tau_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tau_n \tau_{n1} \tau_1 & \tau_n \tau_{n2} \tau_2 & \dots & \tau_n \tau_{nn} \tau_n \end{array} \parallel \quad (3)$$

или, с учетом обозначения $T_{ij} = \tau_i \tau_{ij} \tau_j$:

$$T_{ij}^2 = \parallel T_{ij} \parallel = \parallel \begin{array}{cccc} T_{11} & T_{12} & \dots & T_{1n} \\ T_{21} & T_{22} & \dots & T_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_{n1} & T_{n2} & \dots & T_{nn} \end{array} \parallel. \quad (4)$$

Следующий по сложности вариант цепочного метода соответствует ситуации, когда все цепочки алфавита A имеют фиксированную длину $r = 5$. В

каждой такой цепочке теперь будет содержаться пять событий алфавита A , из которых – три события множества A_x ($q = 3$) и два события множества A_y : ($p = 2$). Т.е. в ориентированной слева направо цепочке будут последовательно наступать следующие события:

- 1 – удержание клавиши i ;
- 2 – пауза между удержанием клавиш i и j ;
- 3 – удержание клавиши j ;
- 4 – пауза между удержанием клавиш j и k ;
- 5 – удержание клавиши k .

Сопоставим указанные события алфавита A с временными параметрами КП. Для этого зададим в поле действительных чисел P трехмерную (пространственную) матрицу \mathbf{T}_{ijk}^3 , состоящую из n^3 элементов T_{ijk} ($i, j, k = 1, 2, \dots, n$) [4]:

$$\mathbf{T}_{ijk}^3 = \|\|T_{ijk}\|\|, \quad i, j, k = 1, 2, \dots, n, \quad q = 3.$$

Каждый элемент T_{ijk} ($i, j, k = 1, 2, \dots, n$) матрицы \mathbf{T}_{ijk}^3 будем представлять цепочкой длины $r = 5$, содержащей пять временных параметров из числового поля P :

- 1 – время τ_i – удержания клавиши i ;
- 2 – время τ_{ij} – паузы между удержаниями клавиш i и j ;
- 3 – время τ_j – удержания клавиши j ;
- 4 – время τ_{jk} – паузы между удержаниями клавиш j и k ;
- 5 – время τ_k – удержания клавиши k .

Рассмотрим первое сечение трехмерной матрицы \mathbf{T}_{ijk}^3 ориентации (i): \mathbf{T}_{1jk}^3 , содержащее совокупность элементов трехмерной матрицы \mathbf{T}_{ijk}^3 с первым фиксированным значением первого индекса $i = 1$. Такое сечение представляет собой двумерную матрицу, которая с учетом обозначения $T_{ijk} = \tau_i \tau_{ij} \tau_j \tau_{jk} \tau_k$, имеет вид

$$\mathbf{T}_{1jk}^3 = \|\|T_{1jk}\|\| = \begin{vmatrix} T_{111} & T_{112} & \dots & T_{11n} \\ T_{121} & T_{122} & \dots & T_{12n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_{1n1} & T_{1n2} & \dots & T_{1nn} \end{vmatrix}.$$

Второе сечение трехмерной матрицы \mathbf{T}_{ijk}^3 ориентации (i): \mathbf{T}_{2jk}^3 со вторым фиксированным значением первого индекса $i = 2$ дает вторую двумерную матрицу:

$$\mathbf{T}_{2jk}^3 = \|\|T_{2jk}\|\| = \begin{vmatrix} T_{211} & T_{212} & \dots & T_{21n} \\ T_{221} & T_{222} & \dots & T_{22n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_{2n1} & T_{2n2} & \dots & T_{2nn} \end{vmatrix}.$$

Продолжим и далее процедуру последовательного получения сечений ориентаций ($i = 3, 4, \dots, n$). Последнее сечение матрицы \mathbf{T}_{ijk}^3 ориентации (i): \mathbf{T}_{njk}^3 с n -ым фиксированным значением первого индекса $i = n$, которое дает n -ую двумерную матрицу:

$$\mathbf{T}_{njk}^3 = \|\mathbf{T}_{njk}\| = \begin{vmatrix} T_{n11} & T_{n12} & \dots & T_{n1n} \\ T_{n21} & T_{n22} & \dots & T_{n2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_{nn1} & T_{nn2} & \dots & T_{nnn} \end{vmatrix}.$$

Все n параллельных сечений ориентации (i):

$$\mathbf{T}_{1jk}^3, \mathbf{T}_{2jk}^3, \dots, \mathbf{T}_{njk}^3 \quad (5)$$

полностью описывают трехмерную матрицу $\mathbf{T}_{ijk}^2 = \|\mathbf{T}_{ijk}\|$, $i, j, k = 1, 2, \dots, n$, $q = 3$.

По описанной схеме можно сформировать пространственные матрицы и большей размерности n^4, n^5, \dots, n^q , содержащих в качестве своих элементов цепочки длины: $r = 7, 9, \dots (2q - 1)$ с соответствующим числом r временных параметров из числового поля P .

В общем случае, для представления событий алфавита A временными параметрами КМ в поле действительных чисел P необходимо задать пространственную матрицу мерности n^q :

$$\mathbf{T}_{i_1 i_2 \dots i_q}^q = \|\mathbf{T}_{i_1 i_2 \dots i_q}\|, \quad i_1, i_2, \dots, i_q = 1, 2, \dots, n,$$

состоящую из n^q элементов, представленных цепочками длины $r = 2q - 1$. При этом мерность пространства n^q определяется длиной формируемых цепочек коррелированных событий $q = (r + 1) / 2$. Другими словами, в цепочном методе используется многомерное представление событий клавиатуры, при котором каждой координате многомерного пространства поставлено в соответствие одно из событий подмножества A_x . $i, j, k = 1, 2, \dots, n$.

Получение достоверных статистических оценок значений клавиатурных параметров данного пользователя связано с необходимостью проведения многих измерений $l = 1, 2, \dots$ каждого параметра в матрицах $\mathbf{T}_{i_1 i_2 \dots i_q}^q$, на основании которых формируется биометрический (клавиатурный) эталон пользователя. Для его получения используются два известных способа. Выбор одного из них определяется числом проведенных измерений l .

При малом числе измерений l эталон строится путем прямой фиксации минимального и максимального значений каждого контролируемого параметра. Например, при $r = 3$ содержимое цепочек T_{ij} матрицы \mathbf{T}_{ij}^2 представляется в виде:

$$T_{ij} = (\min_i \tau_i, \max_i \tau_i), (\min_j \tau_j, \max_j \tau_j), (\min_{ij} \tau_{ij}, \max_{ij} \tau_{ij}). \quad (6)$$

При большом числе измерений l используются статистические оценки распределения контролируемых параметров: математические ожидания $m(\tau)$ и дисперсии $\sigma(\tau)$. При обработке биометрических данных рассматриваются распределения только выборочных статистик, поэтому их следует задавать на основе t -распределения Стьюдента, учитывающего ошибку «своего»

пользователя. В этом случае интервалы изменения каждого параметра τ вычисляются по формулам

$$\min_i \tau = m(\tau) - t[l, (1 - P_1)] \cdot \sigma(\tau),$$

$$\max_i \tau = m(\tau) + t[l, (1 - P_1)] \cdot \sigma(\tau),$$
(7)

где P_1 – ошибка первого рода, которая выбирается для некоторого «обобщенного своего» пользователя;

t – коэффициенты Стьюдента, получаемые из соответствующих таблиц по заданным значениям l и P_1 .

Поскольку каждый тип временного параметра в эталоне пользователя представлен двумя предельными значениями (\min и \max), то каждый элемент матриц $\mathbf{T}_{i_1 i_2 \dots i_q}^q$ должен быть представлен парой цепочек общей длиной $R = 2r = 2(2q-1) = 4q-2$.

Метрические показатели многомерных матриц $\mathbf{T}_{i_1 i_2 \dots i_q}^q$ сведены в таблицу.

| Число символов q | Число пауз p | Длина цепочки r | Полная длина пары цепочек R | Число элементов матриц |
|--------------------|----------------|-------------------|-------------------------------|------------------------|
| 2 | 1 | 3 | 6 | n^2 |
| 3 | 2 | 5 | 10 | n^3 |
| 4 | 3 | 7 | 14 | n^4 |
| ... | ... | ... | ... | ... |
| q | $p=q-1$ | $r=q+p=2q-1$ | $R=2r=4q-2$ | $m = n^q$ |

Изложенный метод представления клавиатурных биометрических параметров личности отличается от классического тем, что использует при анализе существенно больший объем информации об индивидуальных особенностях клавиатурного почерка данной личности. Использование метода позволяет реализовать существенно более качественную процедуру непрерывной клавиатурной аутентификации пользователей компьютерных систем, являющуюся неотъемлемой частью современных средств автоматизированного контроля безопасности.

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

Литература

1. Широчин В.П., Кулик А.В., Марченко В.В. Динамическая аутентификация на основе анализа клавиатурного почерка. // http://www.masters.donntu.edu.ua/2002/fvti/aslamov/files/bio_authentication.htm.

2. Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н. Система скрытного клавиатурного мониторинга / Известия ТРТУ. Специальный выпуск. Технические науки. Материалы ЛП научно-технической конференции. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. № 9(64). – С. 153-154.
3. Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н. Методы многосвязного представления клавиатурного почерка / Материалы III Международной конференции «Нелокальные краевые задачи и родственные проблемы математической биологии, информатики и физики. – Нальчик, 5-8 декабря 2006 г. – С. 68-69.
4. Соколов Н.П. Пространственные матрицы. – М.: Изд-во физ.-мат. литературы, 1960. – 299 с.

УДК 654.924

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ОБЪЕКТА КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОПРЕДЕЛЕННОМ МАРШРУТЕ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ

С.А.Детистов*, В.Т.Корниенко**

*ОАО ЦТД «Диаскан», г.Москва,

**ТТИ ЮФУ, Таганрог

Одной из мер по предотвращению некомпетентных или преднамеренных действий персонала и несанкционированного доступа на объект внешних нарушителей является функция запрета повторного прохода, обеспечиваемая подсистемой контроля доступа интегрированных систем охраны [1].

Немаловажной является задача оценки эффективности системы защиты на том или ином определенном маршруте злоумышленников. В лабораторных целях учебного заведения реализовать физически такой эксперимент затруднительно с использованием реальных систем охраны, но он может быть успешно решен с использованием программной модели.

В рамках работы, разработана программа, предназначенную для оценки эффективности системы физической защиты на том или ином определенном маршруте злоумышленников с учетом определенных характеристик угроз с учетом определенных условий функционирования системы. Модель позволяет рассчитать вероятность перехвата диверсантов посредством анализа взаимодействия факторов обнаружения, задержки, развертывания сил ответного противодействия и установления связи, оценить возможность и целесообразность внедрения данной модели на предприятии.

Математическая модель EASI. Метод EASI позволяет рассчитать вероятность прерывания последовательности действий диверсантов, цель которых является хищение или совершение акции саботажа, то есть вероятности извещения сил ответного действия об обнаружении диверсантов в тот момент, когда у них остается достаточно времени для развертывания до завершения последовательности действий диверсантов. Извещение происходит после передачи сигнала тревоги, а вероятность передачи сигнала тревоги $P(A)$ рассчитывается как:

$$P(A) = P(D)P(C),$$

где $P(D)$ – вероятность обнаружения;
 $P(C)$ – вероятность установления связи с силами ответного действия.

Если на маршруте продвижения диверсантов установлено одно средство обнаружения, вероятность прерывания действия диверсантов рассчитывается как:

$$P(I) = P(R/A)P(C),$$

где $P(R/A)$ – вероятность развертывания сил ответного действия до завершения действий диверсантов, при условии своевременной передачи сигнала тревоги.

Действия диверсантов осуществляется на маршруте, включающем отправную точку (точку начала отсчета времени), последовательность датчиков обнаружения, сегментов перехода и элементов задержки (заграждений), а также конечную точку (цель). Преодоление сегментов перехода и заграждений можно рассматривать как задачи, которые должны быть выполнены диверсантами. Допускается, что датчики обнаружения установлены только в тех точках, где начинается выполнение таких задач.

Если t_a – время, остающееся до момента достижения диверсантами конечной точки маршрута после срабатывания датчика обнаружения, а t_r – время, уходящее на развертывание сил ответного действия, то для перехвата диверсантов, необходимо, чтобы

$$t_a - t_r \geq 0$$

Допускается, что случайные переменные t_a и t_r независимы и нормально распределены таким образом, что случайная переменная

$$x = t_a - t_r,$$

нормально распределяется со средним значением $m_x = E(t_a - t_r) = E(t_a) - E(t_r)$ и дисперсией

$$s_x^2 = \text{var}(t_a - t_r) = \text{var}(t_a) - \text{var}(t_r)$$

причем

$$P(R/A) = P(x \geq 0) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi s_x^2}} \exp\left[-\frac{(x - m_x)^2}{2s_x^2}\right] dx$$

В модели EASI $P(R/A)$ приближенно выражаются как

$$P(R/A) \cong \frac{\exp\left(1.7 \frac{m_x}{s_x}\right)}{1 + \exp\left(1.7 \frac{m_x}{s_x}\right)}$$

Так как метод применяется с учетом времени, остающегося до завершения последовательности действий диверсантов, оценка $E(t_a)$ и $\text{var}(t_a)$ в интересующей нас точке маршрута p должна осуществляться по отношению к конечной точке маршрута. Время преодоления заграждений и время перехода между заграждениями принимаются в качестве случайных переменных,

значения которых соответствуют уровню возможностей диверсантов. Таким образом, ожидаемая продолжительность времени, проходящего от момента достижения диверсантами любой точки p до момента достижения ими конечной точки n составляет

$$E(t_a) \text{ в точке}$$

$$p = \sum_{i=p+1}^n E(t_i),$$

где

$E(t_i)$ – ожидаемое время выполнения задачи i .

Допустим, что каждая из задач выполняется независимо от других. Тогда дисперсия значения времени, проходящего с момента достижения точки маршрута p до момента достижения конечной точки n

$$\text{var}(t_a) \text{ в точке}$$

$$p = \sum_{i=p+1}^n E(t_i) \text{var}(t_i).$$

Для двух или более датчиков обнаружения условная вероятность своевременного развертывания сил ответного действия $P(R/A)$ будет рассчитываться для каждого отдельного датчика приведенным выше способом. Затем интегральная вероятность прерывания последовательности действий диверсантов на данном маршруте при их продвижении из исходной точки рассчитывается как

$$P(I) = P(R/A_1)P(A_1) + \sum_{i=2}^n P(R/A_i) \prod_{j=1}^{i-1} Q(A_j),$$

где

$$Q(A_j) = 1 - P(A_j).$$

Описание программы. Программа обладает высокоуровневым, интуитивным интерфейсом Windows приложения. Что делает работу с ней достаточно простой, и не требуется от пользователя знаний специфических знаний по работе алгоритма EASI. Данная программа позволяет дать оценку адекватности системе физической защиты на определенном маршруте продвижения диверсантов и при определенной последовательности действий диверсантов. Для работы с программой необходимо ввести следующие входные данные:

- Значение вероятности обнаружения для каждого отдельного датчика, установленных на маршруте продвижения диверсантов;
- Значение вероятности установления связи с охранной;
- Время развертывания сил ответного действия и среднее квадратическое отклонение для этого значения;
- Значение времени задержки для каждого элемента задержки и среднее квадратическое отклонение для каждого из элементов для этого значения.

После ввода входных данных происходит программная обработка этих данных в соответствии математической моделью EASI. Результатом работы

программы будет значение вероятности перехвата диверсантов, силами службы безопасности на каком либо определенном маршруте.

На рисунке 1 изображен алгоритм работы программы, реализующий модель EASI.

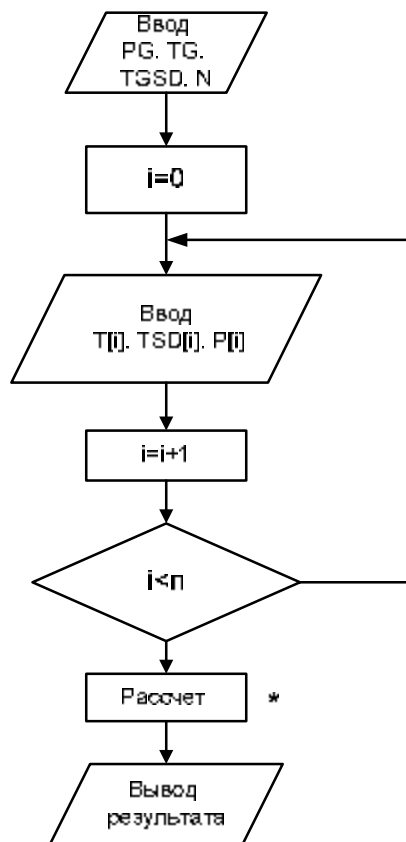


Рисунок 1 - Блок схема алгоритма работы программы реализующий модель EASI

Средство разработки программного обеспечения. Язык С# – это универсальный язык программирования, для которого характерны экономичность выражения, современный поток управления и структуры данных, богатый набор операторов. В качестве среды программирования был выбран Borland С#, так как он является мощной системой разработки, имеет множество функций, расширяющих возможности языка С#, облегчает и убыстряет процесс программирования с помощью визуального подхода, позволяет создавать 32-битные приложения для работы в современных многозадачных операционных системах Windows NT и Windows 9x. Borland С#, позволяет в полной мере реализовать необходимые потребности в работе с базами данных. Базой данных для хранения информации, была выбрана база данных Paradox 7.0, предоставляющая достаточный спектр возможностей для реализации требуемой программной системы. Технология связи данной системы с базой данных, является BDE технология, позволяющая получить доступ к базе данных Paradox.

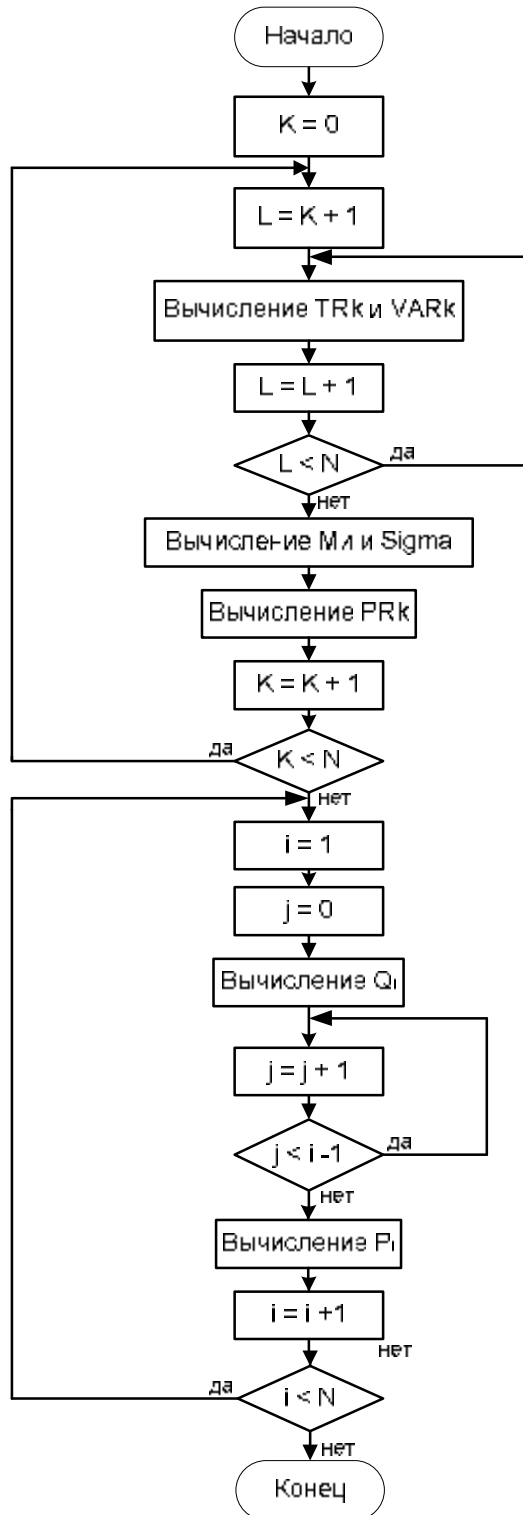


Рисунок 2 - Подробный алгоритм блока «Расчет»

Используя BDE, можно получить доступ ко всем локальным стандартным базам данных компьютера, к источникам данных ODBC и к SQL серверам баз данных в архитектуре сетевой связи клиент/сервер.

Пример использования программы EASI. В качестве демонстрации возможностей работы программы покажем принцип работы системы на примере предприятия ОАО ЦТД «Диаскан».

Для примера предположим, что диверсанты намереваются совершить акцию саботажа на критическом участке объекта показанном на рисунке 3. Диверсанты стремятся преодолеть ограждения, взломать дверь, перейти к критическому участку, взломать вторую дверь и попасть в определенное помещение.

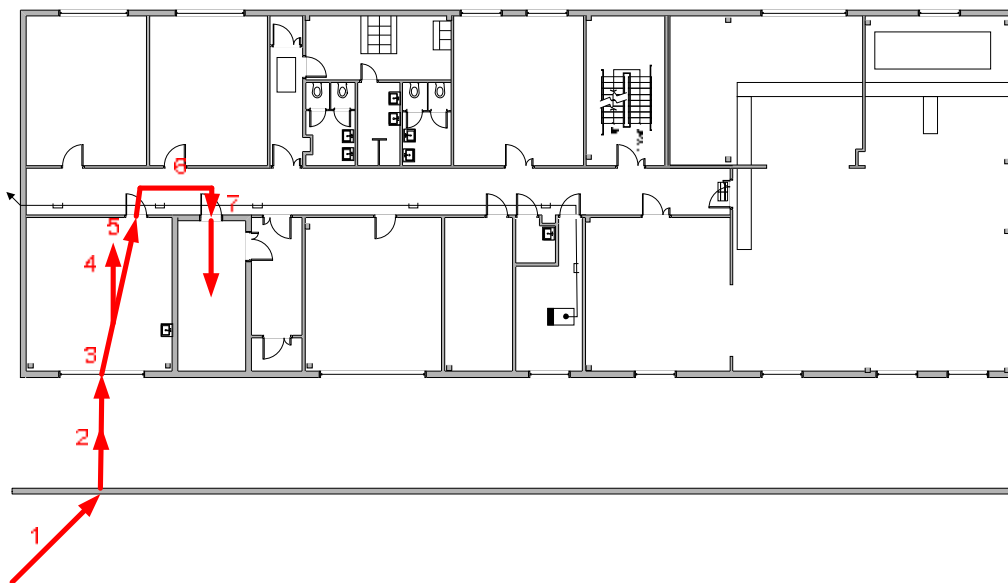


Рисунок 3 - Возможный маршрут проникновения диверсантов на объект

Для достижения своей цели, диверсантам необходимо, проследовать по определенному маршруту, выполняя определенные действия, направленные на преодоление препятствий, находящихся по маршруту их движения. Причем для каждого такого препятствия существует время необходимое для его преодоления - время задержки; среднее квадратическое отклонение от времени задержки; вероятность обнаружения – вероятность регистрации попытки преодоления данного препятствия.

Так же у любой системы физической охраны можно выделить постоянные факторы влияющие на её эффективность: вероятность установления связи с охранной – вероятность что сигнал тревоги дойдет до оператора охраны; время развертывания сил ответного реагирования; среднее квадратическое отклонение значения времени развертывания.

Основные параметры вводятся при начале работы с программой. Вкладка «Основные параметры», показана на рисунке 4. Для рассматриваемой системы физической защиты основные параметры равны следующим значениям:

- Вероятность установления связи с охранной имеет значение 0.9;
- Время развёртывания сил ответного реагирования имеет значения 10 сек;
- Средне квадратическое отклонение от времени развёртывания сил ответного реагирования составляет 1.5 сек.

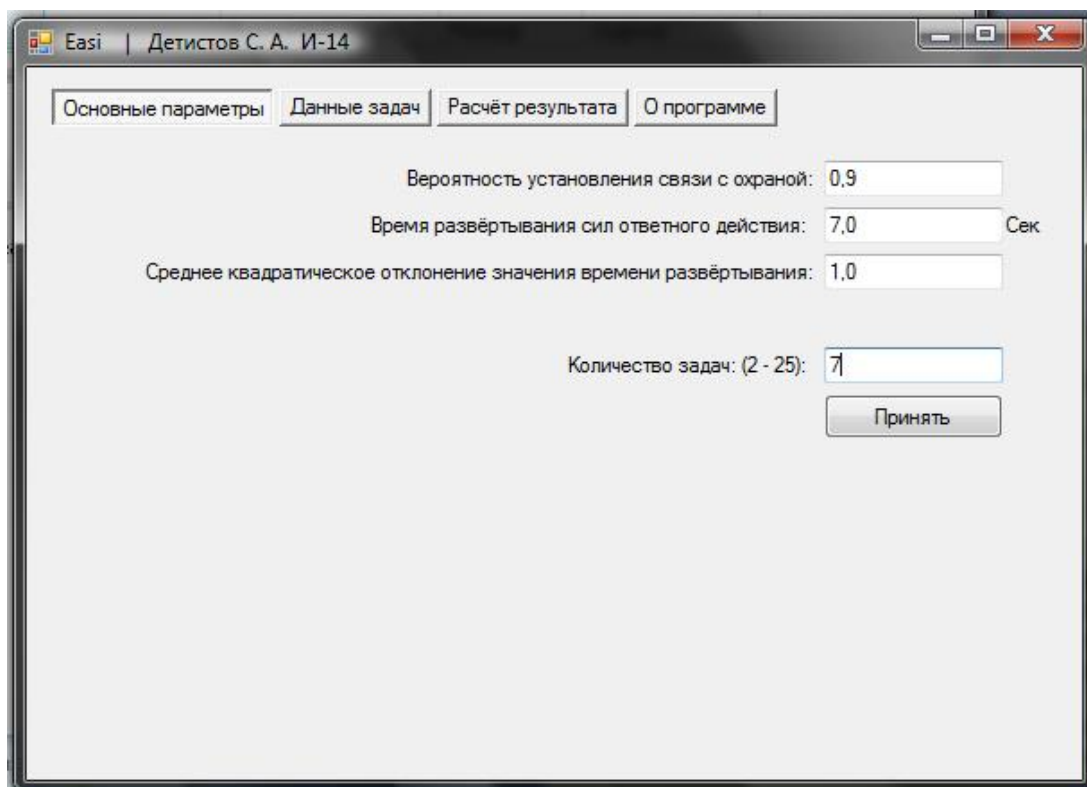


Рисунок 4 - Вкладка «Основные параметры»

Для достижения своих целей, диверсантом на анализируемом маршруте, необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- преодолеть забор огораживающий периметр;
- преодолеть расстояние от забора до здания;
- проникнуть в окно второго этажа;
- преодолеть расстояние в комнате от окна до двери;
- вскрыть дверь;
- преодолеть расстояния в коридоре от одной двери к другой;
- вскрыть дверь.

Таким образом маршрут злоумышленников можно разбить на отдельные действия, на выполнения которых у них уйдет определенной время, и в зависимости в какой зоне они выполняют эти действия, имеется вероятность их обнаружения.

Последовательность действий записывается в поле «Количество задач». На анализируемом маршруте и можно выделить 7 действий.

Кроме времени задержки, каждое из выполняемых действий характеризуется: средним квадратическим отклонением от времени задержки и вероятностью обнаружения выполнения этого действия. Для каждой из задач эти значения вычисляются опытным путем.

В программе эти данные вводятся на вкладке «Данные задач». Данная вкладка показана на рисунке 5.

После ввода данных всех задач, переходим на вкладку «Расчет результата», и нажимаем на кнопку «Рассчитать». Результаты расчетов будут выведены на вкладке «Расчёт результатов». Вкладка «Расчёт результатов» представлена на рисунке 6

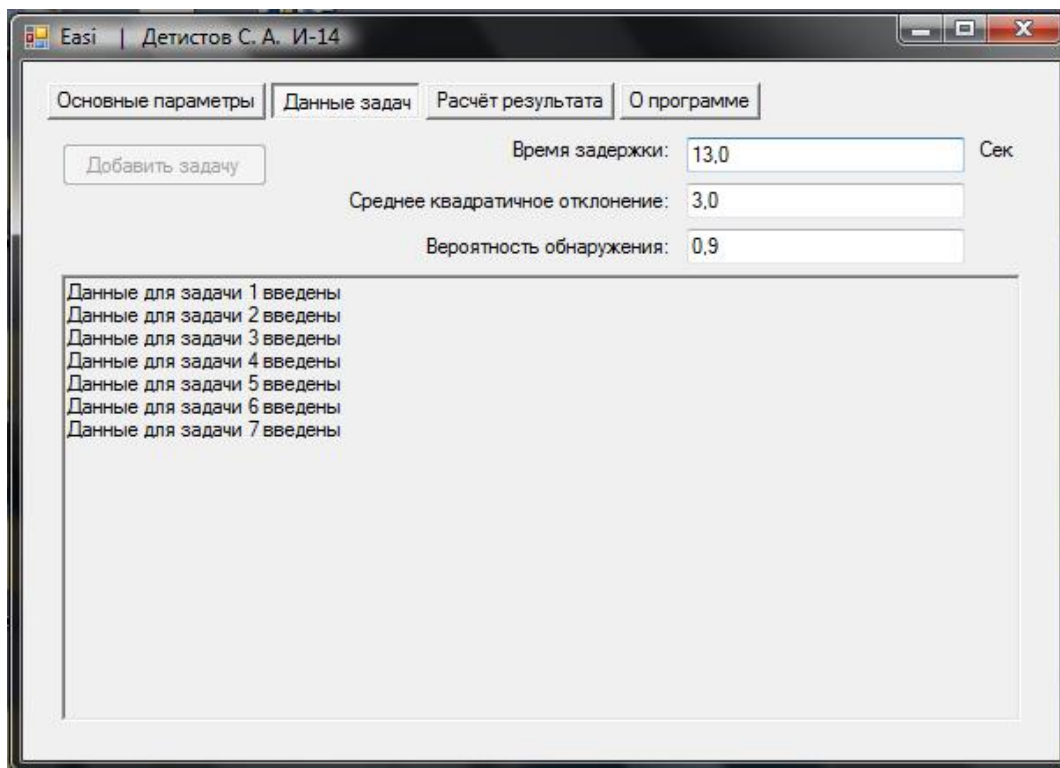


Рисунок 5 - Вкладка «Данные задач»

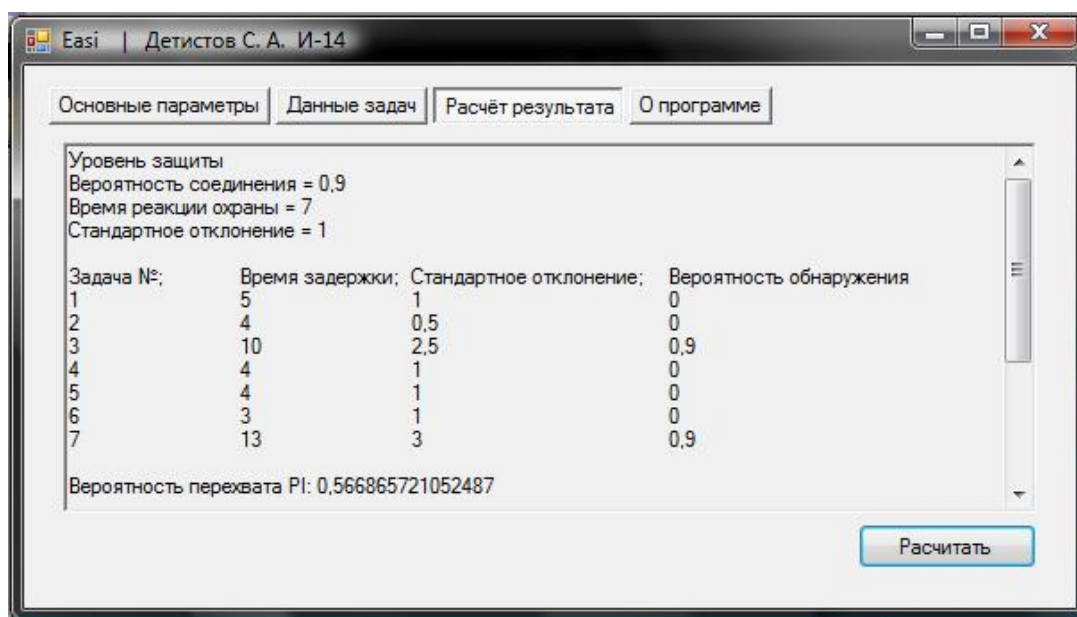


Рисунок 6 - Вкладка «Расчет результатов»

Результатом работы программы является данные о вероятности перехвата диверсантом. В данном примере такая вероятность составляет 0.6 или 60 процентов. Если аналитик по информационной безопасности считает такой результат не достаточным, то он может проанализировав входные данные предложить определенным изменения в структуру системы физической защиты для повышения вероятности перехвата. Это могут быть как организационные методы, направленные на уменьшение времени развертывания сил ответного реагирования, так и технические меры, приводящие к увеличению количеству технических средств охраны, тем самым увеличивая вероятность обнаружения действий диверсантов на каждом определенном маршруте.

Литература

1. К.Б.Воронцов, В.С.Королев, Л.П.Лебедев Математическая модель функции «антипасбэк» в системах контроля и управления доступом. Специальная техника. №5, 2006 г.
2. С.А. Детистов. Анализ модели запрета повторного прохода охраняемой зоны в системах контроля доступа. Материалы I Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов «РОЛЬ СИСТЕМОТЕХНИКИ В ИНЖЕНЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ» - Таганрог, ТТИ ЮФУ, 2007 г.

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ОХРАННО-ПОЖАРНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ

Ю. В. Зачиняев

ТТИ ЮФУ, Некрасовский 44, 89044411988, yuri@bizexpert.ru

В настоящее время, в виду изменившейся социально-политической обстановки, заметно вырос уровень преступности в стране, что требует необходимость принятия и осуществления комплекса мер совершенствования служб вневедомственной охраны, создания эффективного противодействия преступным посягательствам.

Несмотря на то, что проводные системы передачи тревожных сообщений занимают ведущее место в системах централизованного наблюдения, остается большое число объектов, для которых данные системы охраны непригодны.

Так, у большинства существующих проводных систем охранной сигнализации существует ряд недостатков:

- § большое число соединительных линий и шлейфов; проблемы возникают как при их монтаже, так и эксплуатации: их протяженность велика, а возможности замены и модернизации ограничены;
- § низкий уровень физической защищенности проводных систем сигнализации.

Учитывая также изменение экономической ситуации на рынке кабельной продукции, наиболее перспективным и экономически выгодным является использование радиоканала для связи с системой централизованного наблюдения. Среди многочисленных устройств и систем охранно-пожарной сигнализации данные системы занимают особое место. Это обусловлено, с одной стороны важными дополнительными преимуществами, такими, как отсутствие соединительных проводов и быстрота установки, с другой, возникновение ряда специфических особенностей, связанных с надежностью канала связи, помехоустойчивостью, ресурсом источников питания и другими особенностями [1].

Принимая во внимание указанные недостатки проводных систем охранно-пожарной сигнализации (далее ОПС), а также аспекты использования существующих беспроводных систем охраны, целесообразным видится применение в беспроводных системах охраны принципов кодового разделения каналов.

Принципы кодового разделения каналов связи основаны на использовании шумоподобных сигналов (ШПС), ширина спектра которых значительно превышает полосу частот, необходимую для обычной передачи сообщений, например, в узкополосных системах с частотным разделением каналов [2].

Постановка задачи. Согласно ГОСТ Р 50775-95 «Системы тревожной сигнализации» основные функциональные требования, предъявляемые к охранно-пожарной сигнализации, заключаются в следующем:

- § обнаруживать саботажные действия нарушителя и выдавать извещение о несанкционированном доступе;
- § выдавать извещение о неисправности при отказе технических средств охранной, охранно-пожарной сигнализации;
- § сохранять исправное состояние при воздействии влияющих факторов окружающей среды;
- § восстанавливать работоспособное состояние после воздействия опасных факторов окружающей среды;
- § быть устойчивым к любым, установленным в стандартах на системы конкретного вида повреждениям какой-либо своей части и не вызывать других повреждений в системе или не приводить к косвенной опасности вне ее;
- § использовать датчики разных фирм и разных типов в одной системе, что позволит удешевить процесс модернизации существующей охранно-пожарной системы [3].

Использование в охранных системах принципов кодового разделения канала позволило бы решить большую часть рассмотренных задач и требований. Однако в то же время система должна быть экономична, проста в эксплуатации. Учитывая эти условия, предлагается разработать систему ОПС, удовлетворяющую вышеперечисленным требованиям.

Решение задачи. Разрабатываемую систему ОПС можно представить как сочетание проводных и беспроводных подсистем. Пусть имеется M защищаемых зданий (помещений). В каждом здании (помещении) имеется N групп извещателей, состоящей из K извещателей, связанных проводным шлейфом с концентратором-радиопередатчиком. Очевидно, что число концентраторов равно M . Передатчики по радиоканалу передают информацию от концентраторов на приемно-контрольный прибор [4].

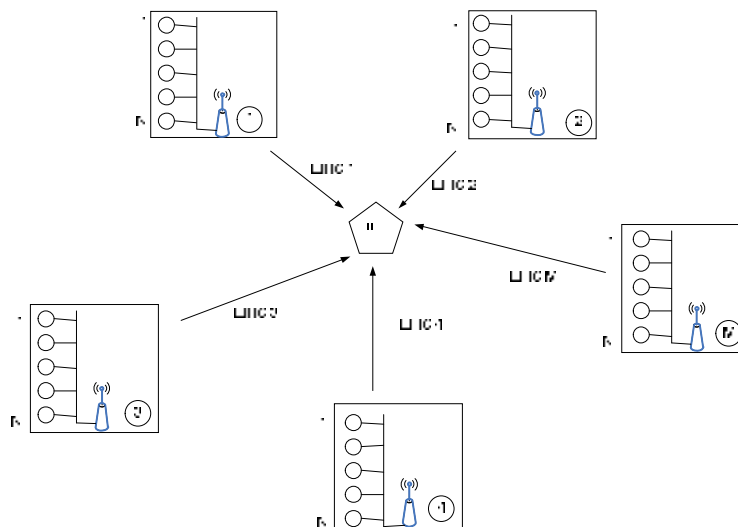


Рис.1. Структура системы ОПС в общем виде

Таким образом, число беспроводных подсистем равно числу концентраторов и соответственно равно M . Концентраторы в системе осуществляют функции сбора информации от извещателей, их опроса и передачи полученной информации на приемно-контрольный прибор. Извещатели в группе подключены параллельно, и при срабатывании одного из извещателей, тревожный сигнал поступает от всей группы.

Система ОПС делится на передающую и приемную части. Передающая часть состоит из извещателей, которые по шлейфовой системе передают информацию на концентраторы, которые в свою очередь производят селекцию сигналов, поступивших от извещателей, и их первичную обработку. Концентраторы включают в себя радиопередающие устройства, которые передают информацию на приемно-контрольный прибор.

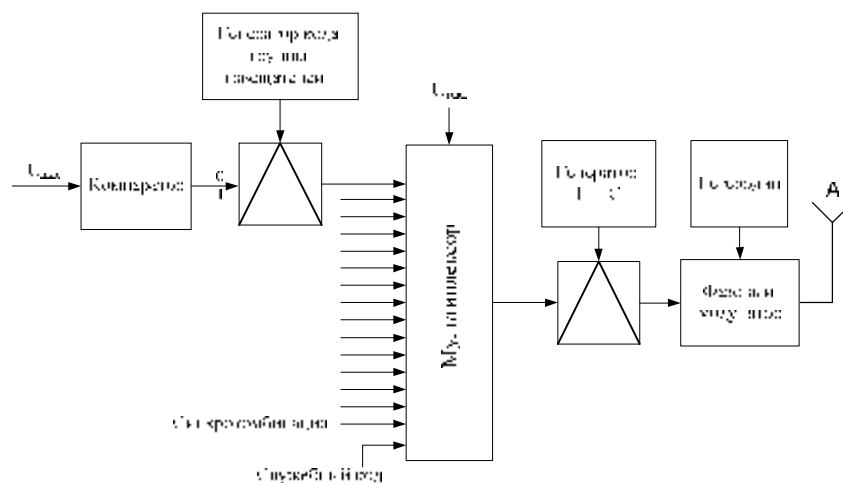


Рис. 2. Упрощенная схема передающей части системы ОПС

К выходу каждой из N групп параллельно подключенных извещателей подсоединяется компаратор, который сравнивает выходное напряжение извещателя с эталоном и в зависимости от того, сработал извещатель или нет, выдает либо логическую единицу, либо логический ноль соответственно. Каждой группе извещателей присвоен уникальный 4-битный код, вырабатываемый генератором кода группы извещателей.

Цифровой сигнал от каждой группы датчиков («0» либо «1») умножается на k -битный повторяющийся идентификационный код группы датчиков, который при приеме позволит определить сработавшую группу.

Далее в мультиплексоре производится преобразование данных с групп извещателей в последовательную форму. С выхода мультиплексора код подается на модулятор и модулирует n -битную ПСП, вырабатываемый генератором ШПС. Благодаря этому расширяется спектр сигнала и создаются условия для разделения сигналов на приемном конце по структуре кода.

Результирующая последовательность поступает на вход фазового манипулятора, который манипулирует фазу несущего радиокосебания ($f_{\text{нес}}=873$ МГц). Результирующий сигнал через антенну излучается в пространство.

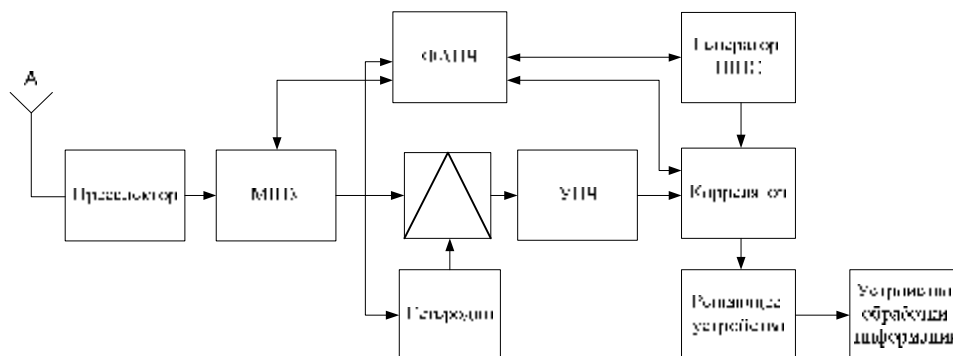


Рис.3. Упрощенная схема приемной части системы ОПС

Приемная часть содержит радиоприемное устройство для приема поступающей от концентраторов информации, содержащее преселектор,

малозумящий усилитель для предварительной обработки поступающего сигнала, узел переноса сигнала на промежуточную частоту, включающий перемножитель и гетеродин, тракт усиления промежуточной частоты, коррелятор и генератор ШПС для обработки сложного сигнала и разделения каналов, устройства обработки информации, включающие решающее устройство и УОИ. Узлы схемы синхронизируются при помощи блока ФАПЧ. Важно отметить, что генератор ШПС на приемной стороне динамический, то есть с определенной периодичностью, коды ШПС перестраиваются по заданному закону, тем самым «опрашивая» каждую группу датчиков. В противном случае, в приемнике пришлось бы размещать M корреляторов, что технически трудно реализуемо.

В качестве системы ПСП, обеспечивающей удовлетворительные корреляционные характеристики и имеющей достаточно большой объем, предлагается использовать большую производно-циклическую систему Касами (БПЦСК) [5].

Большие производно-циклические системы основаны на посимвольном сложении производящей последовательности $\{V\}$ на последовательность Уолша $\{W_k\}$ и на циклическую последовательность Касами $\{K_n\}$. В качестве производящей последовательности выбран код Рудина-Шапиро (как обладающий лучшими корреляционными характеристиками из рассматривавшихся аналогов и имеющий произвольную длину кода).

Таблица 1. Характеристики большой производно-циклической системы Касами для $N=65$.

| Система | $R_{a\max}$ | $R_{b\max}$ | D_{Ra} | D_{Rb} | V | s | B_0 |
|---------|-------------|-------------|----------|----------|------|------|--------|
| БПЦСК | 15 | 22 | 0.22 | 0.4 | 4225 | 0.23 | 0.0158 |

Здесь $R_{a\max}$ - максимальный боковой пик АКФ, $R_{b\max}$ - максимальный боковой пик ВКФ, D_{Ra} - дисперсия боковых лепестков АКФ, D_{Rb} - дисперсия боковых лепестков ВКФ, V - объем системы, s - пик-фактор АКФ, B_0 - коэффициент баланса нулей.

Проведенное в пакете MATLAB моделирование показало, что использование данной системы ПСП позволяет организовать до 4225 одновременно работающих в одной полосе каналов связи, при этом система связи устойчиво работает при отношении сигнал/шум в канале связи не хуже - 8.9 дБ [5].

Заключение. Таким образом, внедрение разработанной системы ОПС позволит совершенствовать технологии и уровень охраны обширных производственных и складских площадей, где монтаж проводных систем был бы затруднителен.

Использование сложных широкополосных сигналов и технологии кодового разделения каналов позволит использовать данную систему совместно с другими радиоэлектронными средствами этого диапазона.

Система позволяет использовать любые типы датчиков, что упрощает монтаж, обслуживание и модернизацию системы.

Литература

1. В. В. Волхонский Устройства охранной сигнализации. 2 изд., доп. и перераб. – СПб.: Экополис и культура, 2000 г. – 312с.
2. Л. Е. Варакин. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и Связь, 1985 г.
3. ГОСТ Р 50775-95 «Системы тревожной сигнализации»
4. Ю. В. Зачиняев. Приемник системы охранно-пожарной сигнализации.
5. Бакалаврская работа. – Таганрог: ТРТУ, 2007. 78 с.
6. Ю. В. Зачиняев. Исследование характеристик производного ансамбля квазиортогональных ПСП Касами и аспектов его применения в системах связи с кодовым разделением каналов. Магистерская диссертация. – Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2009. 93 с.

УДК 681.3.067:621.396.2

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ НАСТРОЙКИ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ СИСТЕМЫ КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИИ QPN 5505

Я.С. Розова

кафедра Радиоэлектронных средств защиты и сервиса факультета информационной безопасности Технологического Института Южного Федерального Университета в г. Таганроге,

Целью работы является реализация программного комплекса позволяющего автоматизировать настройку мощности передающего модуля системы квантовой криптографии для обеспечения заданного уровня защищённости формируемого ключа. Реализация программного комплекса проводится исходя из результатов исследования системы квантовой криптографии QPN 5505 производства фирмы MagiQ [1].

Введение. Квантовая криптография представляет собой новое направление в развитии средств конфиденциальной передачи информации [2-4]. Использование методов квантовой криптографии позволяет обеспечить пространственно разделённых пользователей секретными ключевыми последовательностями. При этом защищённость сформированного ключа определяется запретами квантовой механики [5].

Постановка задачи. Для обеспечения защищённости процесса квантового распределения ключей мощность информационного сигнала не должна превышать однофотонный уровень. Тем не менее, процесс формирования ключевых последовательностей аппаратно реализуется с

помощью схем Plug&Play [6], которые в качестве источника излучения используют маломощный лазер. Мощность такого источника превышает мощность одного фотона. Использование лазера в схемах Plug&Play обусловлено необходимостью передачи сигнала в направлении кодирующей станции Алиса. Выбор уровня мощности определяется условиями окружающей среды и протяжённостью канала связи. В программном обеспечении системы QPN 5505 мощность передающего модуля устанавливается по средствам изменения длительности импульсов управляющего тока.

Импульсы, излучённые лазером и прошедшие ВОЛС, попадают в станцию Алиса. В станции Алиса в каждый излучённый импульс вводится фазовый сдвиг соответствующий биту формируемого ключа, после чего сигнал отражается обратно в канал связи. Сигнал на выходе станции Алиса – информационный сигнал – уже несёт информацию о битах ключа. Для обеспечения защищённости квантово-криптографического процесса, мощность информационного сигнала не должна превышать однофотонный уровень.

Для установления необходимого уровня мощности информационного сигнала в схемах Plug&Play используются перестраиваемые оптические аттенуаторы (ПОА). В системе QPN 5505 число ПОА равно двум: первый расположен в станции Боб, второй – в станции Алиса. Перед появлением информационного сигнала на выходе станции Алиса оптические потери излучения будут обусловлены однократным прохождением ПОА станции Боб и двукратным прохождением ПОА станции Алиса. Наряду с ПОА в сигнал получает затухание при прохождении оптических компонентов обеих станций.

Таким образом, необходимо реализовать математическую модель позволяющую производить расчёт суммарного затухания, вносимого ПОА системы QPN 5505, в зависимости от длительности импульсов тока используемых для управления мощностью лазера при заданном уровне защищённости ключа. Под уровнем защищённости понимается среднее число фотонов m в импульсе информационного сигнала. При значениях m равных более 0,5, вероятность появления импульсов с содержанием двух и более фотонов превышает 0,1, что увеличивает риск снятия информации с канала связи [7].

Разработанная математическая модель является основой алгоритма программного комплекса реализованного на языке объектно-ориентированного программирования Borland C++ Builder.

Решение задачи. Решение поставленной задачи осуществляется в несколько этапов.

Первым этапом является проведение экспериментальных исследований передающего модуля системы. Исследования проводятся с целью получения значений напряжения смещения U_{bias} , а так же значений напряжения U_{cont} между выводами лазера, на которые подаются управляющие импульсы тока от выставяемой длительности этих импульсов (рисунок 1).

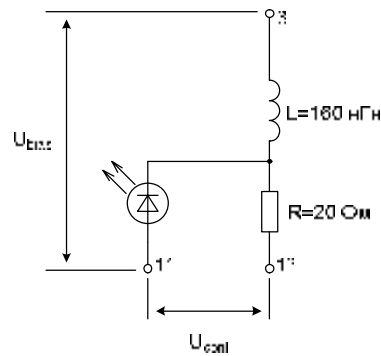


Рисунок 1 – Схема лазера

Результаты проведённых экспериментов сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Зависимость управляющего напряжения и напряжения смещения от длительности импульсов

| Длительность импульсов T_0 , пс | U_{bias} , мВ | U_{cont} , В |
|-----------------------------------|-----------------|----------------|
| 10000 | 975,0 | 3,010 |
| 9000 | 951,7 | 3,008 |
| 8000 | 933,16 | 3,007 |
| 7000 | 912,8 | 3,005 |
| 6000 | 895,5 | 3,01 |
| 5000 | 875,2 | 3,009 |
| 4000 | 854,1 | 3,015 |
| 3000 | 832,3 | 3,008 |
| 2000 | 800,4 | 2,578 |
| 1000 | 732,75 | 1,816 |
| 900 | 729,28 | 1,718 |
| 800 | 725,98 | 1,598 |
| 700 | 723,82 | 1,507 |
| 600 | 720,28 | 1,410 |
| 500 | 716,41 | 1,273 |
| 400 | 714,0 | 1,158 |
| 300 | 708,0 | 0,953 |

Второй этап заключается в схемотехническом моделировании работы лазера в пакете Micro Cap 9.0. Целью моделирования является получение амплитуды управляющих импульсов тока при изменении их длительности. Входными сигналами для цепи (рисунок 2) являются значения напряжений полученные по результатам экспериментальных исследований.

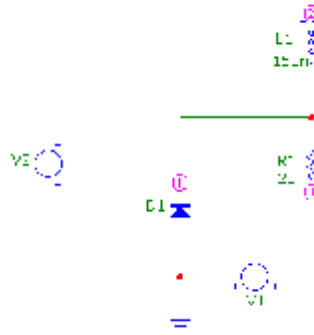


Рисунок 2 – Схема лазера, реализованная в пакете Micro Cap 9.0

Выражение, описывающее зависимость амплитуды импульсов тока протекающих через диод от длительности импульсов, полученное по результатам схемотехнического моделирования имеет вид

$$Tok(T0)[A] = 0,2967 \cdot 10^{40} T0^5 - 0,1294 \cdot 10^{33} T0^4 + 0,2158 \cdot 10^{25} T0^3 - 17,11 \cdot 10^{15} T0^2 + 65,964 \cdot 10^6 T0 - 0,0124. \quad (1)$$

Третий этап построения математической модели для реализации алгоритма программного комплекса включает в себя аппроксимацию зависимости оптической мощности лазера от амплитуды импульсов тока протекающих через диод.

$$Ld(Id) = \begin{cases} 0, & \text{при } 0 \leq Id < 10 \cdot 10^{-3} \\ 0,224 \cdot Id - 2,368 \cdot 10^{-3}, & \text{при } 10 \cdot 10^{-3} \leq Id < 100 \cdot 10^{-3} \end{cases} \quad (2)$$

Описанная характеристика получена из данных приведённых в паспорте лазера.

Таким образом, зависимость пиковой оптической мощности от длительности импульсов управляющего тока имеет вид

$$Prik(T0)[Bm] = Ld(Tok(T0)). \quad (3)$$

Четвёртый этап включает получение выражения для расчёта затухания, которое вносится в излучённый сигнал, прошедший оптические компоненты станции Боб, ВОЛС, и дважды прошедший оптические компоненты станции Алиса. Описанное выражение имеет вид

$$a_{com}[\text{дБ}] = 28,807 + sum_{att}. \quad (4)$$

где $a_{AB} = 28,807$ – суммарное затухание вносимое компонентами системы квантового распределения ключей QPN 5505 без учета влияния ПОА, sum_{att} – суммарное затухание вносимое ПОА.

При этом энергия импульса на выходе станции Алиса определяется как

$$E_{Alice}(T0)[Дж] = Prik(T0)[Bm] \cdot T0[c] \cdot 10^{-a_{com}[\text{дБ}]/10}. \quad (5)$$

На завершающем этапе через формулу для расчёта среднего числа фотонов в импульсе

$$m(T0) = \frac{Prik(T0)[Bm] \cdot T0[c] \cdot 10^{-a_{com}[\text{дБ}]/10}}{E_{1ph}[Дж]}$$

выводится зависимость суммарного затухания вносимого ПОА системы от длительности импульсов. Тогда при заданном среднем числе фотонов в импульсе m , и исходя из значения энергии одного фотона E_{1ph} , распространяющегося на длине волны равной рабочей длине волны системы QPN 5505, искомая зависимость имеет вид

$$sum_{att}(T0)[дБ] = -10 \cdot \log\left(\frac{m \cdot E_{1ph}[Дж]}{P_{pik}(T0)[Вт] \cdot T0[с]}\right) - a_{AB}[дБ]. \quad (6)$$

При проведении моделирования одним из наиболее важных условий определяющих выбор методики исследования стало отсутствие деструктивного воздействия на компоненты системы QPN 5505.

Полученные результаты. Результаты математического моделирования являются основой для разработки алгоритма программного комплекса.

Для проведения расчёта разработанной математической модели с помощью программного комплекса, необходимо задать значения параметров оптических компонентов, вводимых в <Главном окне> программы. На рисунке 3 приведён внешний вид <Главного окна> программы с заданными типовыми значениями.

После расчёта модели, в нижней части окна выводятся окончательные результаты моделирования. Кроме искомой величины затухания обеспечиваемого ПОА станций при заданном числе фотонов в импульсе, выводятся дополнительные данные необходимые при настройке системы QPN 5505, такие как энергия сигнала на выходе лазера и вероятность появления импульсов с содержанием двух и более фотонов. Для удобства проведения оценки полученных результатов, энергия сигнала на выходе лазера приводится в эВ.

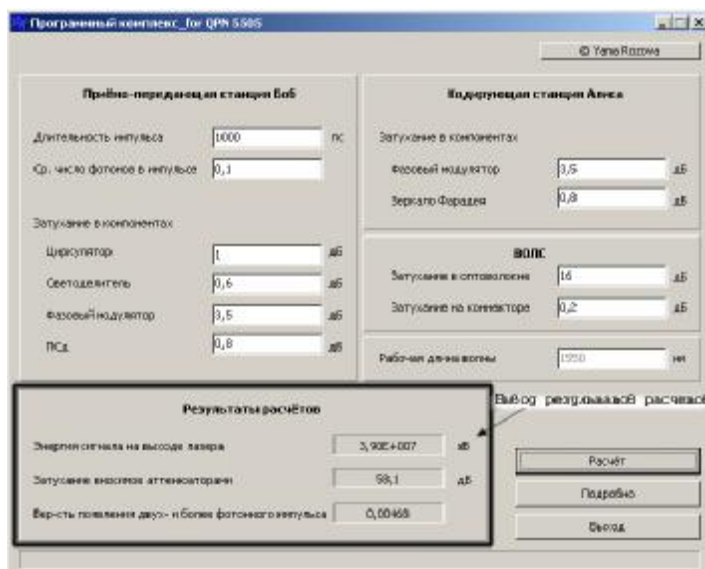


Рисунок 3 – Интерфейс <Главного окна> программной модели

Окно <Подробно>, вызываемое нажатием кнопки «Подробно» <Главного окна>, является вспомогательным и служит для отображения зависимостей

используемых при получении суммарного затухания вносимого ПОА системы, а так же позволяет отследить процесс проведения расчётов.

Интерфейс окна разбит на три части (рисунок 4). В левой части окна производится выбор характеристики системы QPN 5505, которая будет построена. Выбор осуществляется путем установления флажка соответствующего необходимой зависимости. По умолчанию осуществляется выбор флажка соответствующего построению зависимости затухания обеспечиваемого ПОА от длительности импульсов (6). В правой части окна производится графическое построение выбранной характеристики. Единицы величин откладываемых по осям графика приведены в левой части окна в квадратных скобках. Внизу окна выводится значение характеристики при заданной длительности импульсов. Вывод рассчитанных значений осуществляется после нажатия кнопки «Вывести».

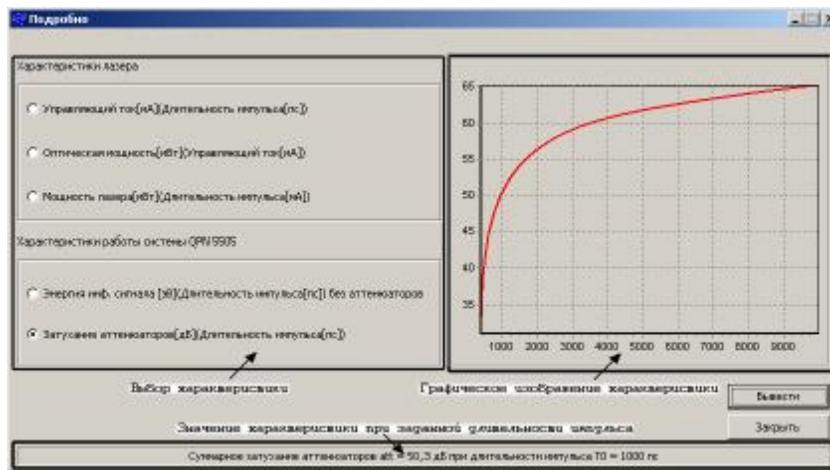


Рисунок 4 – Окно <Подробно> при выборе флажка *Затухание аттенюаторов [дБ] (Длительность импульса [нс])*

В окне <Подробно> так же осуществляется построение характеристик (1) – (3) и (5) при $sum_{att} = 0$ дБ при выборе соответствующего флажка.

Разработанная программа позволяет в автоматическом режиме рассчитывать затухание, вносимое ПОА системы, требуемое для обеспечения заданной мощности информационного сигнала распространяемого в системе QPN 5505, получать промежуточные данные необходимые при настройке системы, а так же контролировать уровень обеспечиваемой безопасности. Выводимые графики исследуемых зависимостей позволяют судить о соответствии математической модели и реализованной программы.

Литература

1. Quantum key distribution system MagiQ QPN 5505, MagiQ Technologies, 2004, p. 1 – 50.

2. Физика квантовой информации: Квантовая криптография. Квантовая телепортация. Квантовые вычисления /Под ред. Д.Боумейстера, А.Экерта, А.Цайлингера; Пер. с англ. С.П.Кулика, Е.А.Шапиро. М.: Постмаркет, 2002. 375 с.
3. Ribordy G., Gautier J.D., Gisin N., Guinnard O., Zbinder H. // Electronics Letters. 1998. V.34. P.2116-2117.
4. Тарасов Л.В. Введение в квантовую оптику: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1987. 304 с.
5. Голубчиков Д.М., Румянцев К.Е. Квантовая криптография: принципы, протоколы, системы. // Всероссийский конкурсный отбор обзорно-аналитических статей по приоритетному направлению "Информационно-телекоммуникационные системы", 2008. 37 с.
6. Martinelli M., A universal compensator for polarization changes induced by birefringence on a retracting beam. Opt. Commun., 1989, vol. 72, pp. 341-344
7. Розова Я.С. Исследование методов съема информации с каналов квантового распределения ключа. //Международная научно-практическая конференция «Инфоком-2008». Труды конференции. Ростов-на-Дону: 6-7 мая 2008 г. – С.28 – 33.

УДК 621.383:621.391.63

РЕГИСТРАЦИЯ СЛАБЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ЗАЩИЩЁННЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Т.В. Соколова, А.В. Горбунов

*Технологический институт Южного федерального университета в г.Таганроге,
tatjana-viktorovna@yandex.ru*

Предложен способ регистрации слабых оптических сигналов в волоконно-оптических системах передачи, рассмотрены характеристики лавинных фотодиодов, влияющие на эффективность регистрации и скорость работы.

В настоящее время волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) являются наиболее предпочтительной коммуникационной средой для передачи больших потоков информации. Это обусловлено тем, что они в значительной степени превосходят проводные линии связи по таким показателям, как помехозащищённость, пропускная способность, длина регенерационного участка.

Для регистрации излучения, передаваемого по ВОЛС, используются детекторы, преобразующие оптический сигнал в электрический. В ряде случаев при детектировании оптических сигналов может потребоваться обеспечение высокой чувствительности приёмного модуля – порядка нескольких фотонов – например, для построения защищённых волоконно-оптических систем передачи информации (ВОСП), использующих слабые оптические сигналы с

целью уменьшения вероятности несанкционированного съёма информации. В таких системах передаваемый сигнал необходимо ослаблять до уровня порядка $-70\dots-50$ дБм [1]. Это позволит, с одной стороны, сделать невозможным работу устройств съёма информации на основе типовых фотоприёмных модулей (с чувствительностью порядка $-30\dots-20$ дБм), а с другой стороны – не потребует использования сверхдорогостоящего и более «медленного» оборудования систем квантовой связи и квантовой криптографии.

При построении приёмных узлов таких защищённых ВОСП необходимо решить следующие задачи:

1. Выбрать детектор, обладающий требуемой чувствительностью и разрешающей способностью.

2. Разработать эффективный способ регистрации слабых оптических сигналов, позволяющий снизить вероятность ошибок.

Для реализации предельных характеристик работы ВОСП и обеспечения высокой точности регистрации оптического излучения фотоприёмный модуль должен работать в одноэлектронном режиме, разделяя каждый акт преобразования фотонов в фотоэлектрон. Последнее предполагает применение в качестве фотоприёмной аппаратуры высокочувствительных фотоэлектронных счетчиков [2]. Одним из направлений в области регистрации одиночных фотонов является применение метода счёта фотонов. Данный метод эквивалентен так называемому энергетическому приёму, который основан на измерении и фиксации элементарных порций энергии, заключенных в сигнале [3].

Для регистрации оптических сигналов наиболее совершенными фотоприёмниками являются лавинные фотодиоды (ЛФД), имеющие ряд преимуществ перед другими типами регистраторов [4,5]:

- за счёт внутреннего усиления обладают высоким соотношением сигнал/шум;

- имеют более высокую квантовую эффективность по сравнению с фотоэлектронными умножителями;

- вследствие малой глубины зоны обеднения обладают высоким временным разрешением, а следовательно, и высокой скоростью счёта.

В современных ВОЛС передача информации производится в области длин волн 1550 нм, в которой достигается наименьшее затухание оптического сигнала при его распространении по волокну. Наиболее чувствительными для детектирования фотонов в данном диапазоне являются лавинные фотодиоды на основе InGaAs, ширина запрещённой зоны которых обеспечивает работу на длинах волн 1300...1600 нм [6].

Для детектирования слабых оптических сигналов с применением ЛФД преимущественно используется режим Гейгера. В таком режиме при приёме фотонов на фотодиод подаётся постоянное напряжение смещения, большее, чем напряжение пробоя. Ток лавинного умножения, возникающий в результате попадания фотона на чувствительную поверхность ЛФД, позволяет зарегистрировать фотон. Существует два способа увеличения эффективности

данного режима – стробирование и дополнительное использование активных цепей гашения лавины.

Работу детектора в режиме стробирования можно описать следующим образом. В течение импульса стробирования, формируемого в наиболее вероятный интервал времени прихода фотона, на ЛФД подаётся напряжение смещения, превышающее по модулю напряжение пробоя. При этом фотодиод находится в метастабильном состоянии до тех пор, пока на его фоточувствительную поверхность не попадёт хотя бы один фотон. Энергия этого фотона создаёт электронно-дырочную пару. Сталкиваясь с нейтральными атомами в зоне сильного электрического поля, носители заряда вследствие ударной ионизации вызывают возрастающее в геометрической прогрессии возникновение электронов и дырок. Появление лавины носителей приводит к значительному росту тока через фотодиод, что позволяет зарегистрировать наличие фотона на чувствительной поверхности фотодиода. После регистрации фотона необходимо ограничить значение тока, протекающего через фотодиод, и погасить лавину для предотвращения его разрушения, а также для уменьшения числа ложных срабатываний. Через некоторое время после окончания действия стробирующего импульса напряжение смещения восстанавливается до своего прежнего значения, и лавинный фотодиод снова готов к регистрации фотона [7, 8].

Основной проблемой при детектировании оптических сигналов является генерация темновых носителей заряда (носителей заряда, которые возникают при отсутствии фотонов на чувствительной поверхности ЛФД), приводящая к запуску процесса лавинного умножения заряда (темновому току) и последующей ложной регистрации. В однофотонном ЛФД существует четыре механизма появления темновых носителей заряда [9]:

1. Первичные темновые носители заряда, инжектированные или сгенерированные внутри области лавинного умножения во время импульса стробирования (рис. 1,а).

2. Темновые носители заряда, сгенерированные до момента подачи импульса стробирования (рис. 1,б).

3. Темновые носители заряда, возникающие вследствие освобождения захваченных ранее носителей заряда во время импульса стробирования (рис. 1,в). Такой эффект называется «остаточным импульсом» («afterpulse»).

4. Носители заряда, освобождённые из ловушек до импульса стробирования, остающиеся в области лавинного умножения во время прихода импульса стробирования (рис. 1в).

Режим стробирования позволяет уменьшить вероятность появления ошибок в результате регистрации темновых носителей заряда, так же, как и снизить вероятность появления остаточного импульса (но не исключить полностью). Остаточный импульс является одним из основных факторов, ограничивающих разрешающую способность однофотонных фотодетекторов. Вероятность появления остаточного импульса может быть уменьшена путём уменьшения напряжения смещения и, следовательно, величины лавинного

умножения. Однако, это приводит к тому, что при малых значениях лавинного умножения чувствительность детектора значительно ухудшается.

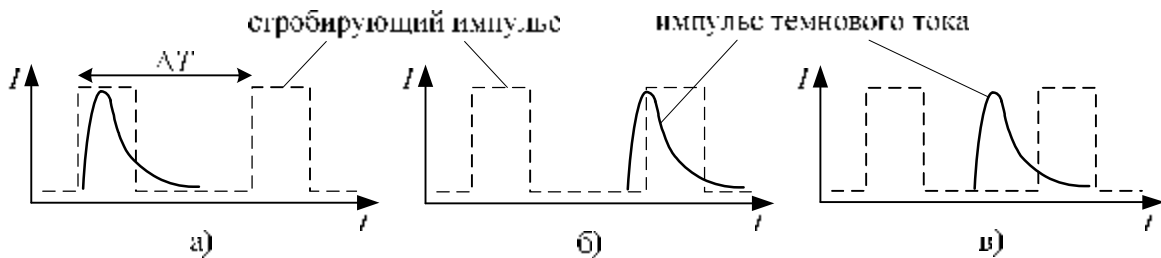


Рисунок 1 – Регистрация импульсов тока, вызванных темновыми носителями заряда:

а) регистрация первичных темновых носителей заряда, б) регистрация темновых носителей заряда, сгенерированных до момента подачи импульса стробирования, в) регистрация темновых носителей заряда вследствие эффекта остаточного импульса

Основываясь на принципе работы ЛФД в режиме Гейгера, для снижения вероятности ошибок вследствие генерации импульсов темнового тока можно предложить следующий способ регистрации слабых оптических сигналов в защищённых ВОСП.

Пусть передаваемый сигнал представляет собой последовательность двоичных символов, где «0» кодируется отсутствием оптического излучения, а «1» — его наличием (рис. 2,а). Выбираем частоту стробирования детектора в несколько раз больше тактовой частоты регистрируемого сигнала. Таким образом, на детекторе в течение каждого интервала стробирования происходит регистрация фотонов, если передаётся «1», и не происходит регистрации, если передаётся «0». В результате во время приёма «1» на выходе детектора получаем некоторое количество импульсов (рис. 2,б), определяемое соотношением тактовой частоты сигнала и частоты стробирования.

Восстановление информационного сигнала из импульсов, имеющих на выходе детектора одиночных фотонов, в простейшем случае может осуществляться при помощи фильтра нижних частот (ФНЧ) и компаратора. Сигнал с выхода детектора подается на ФНЧ, назначением которого является подавления высокочастотной составляющей сигнала, обусловленной частотой стробирования детектора, и выделение более низкочастотной огибающей (рис. 2,в). После ФНЧ сигнал поступает на компаратор, в котором происходит окончательное восстановление формы исходного сигнала (рис. 2,г).

Наличие темновых носителей заряда будет приводить к ложной регистрации при отсутствии фотонов на фоточувствительной поверхности, а отличная от стопроцентной квантовая эффективность ЛФД – к пропуску, то есть нерегистрации, фотона (см. рис. 2б). Однако за счёт того, что частота стробирования в несколько раз превышает тактовую частоту сигнала, а также за счёт использования ФНЧ форма исходного сигнала при правильном выборе порогового уровня компаратора может быть восстановлена с низкой вероятностью ошибки.

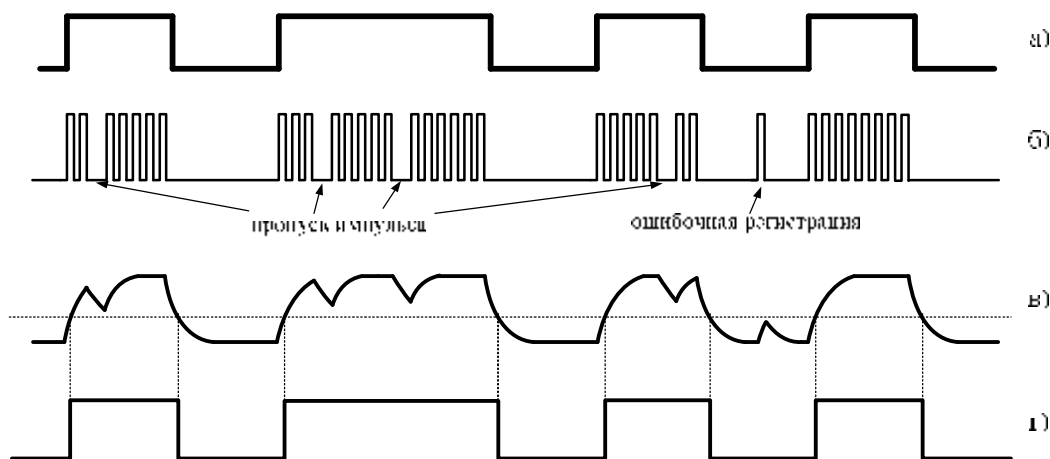


Рисунок 2 – Регистрация слабых оптических сигналов:
 а) исходный сигнал, б) сигнал на выходе детектора, в) сигнал на выходе ФНЧ,
 г) восстановленный сигнал

Недостатком предложенного способа регистрации является необходимость стробирования ЛФД сигналом с частотой, в несколько раз превышающей тактовую частоту передаваемого сигнала.

Для снижения частоты стробирования при обеспечении неизменной скорости регистрации фотонов можно предложить использование нескольких параллельно включенных фотодетекторов, выходные сигналы которых объединяются перед подачей их на ФНЧ.

Для увеличения максимальной рабочей частоты однофотонных фотодетекторов в работе [10] предлагается включение ЛФД по схеме, представленной на рисунке 3.

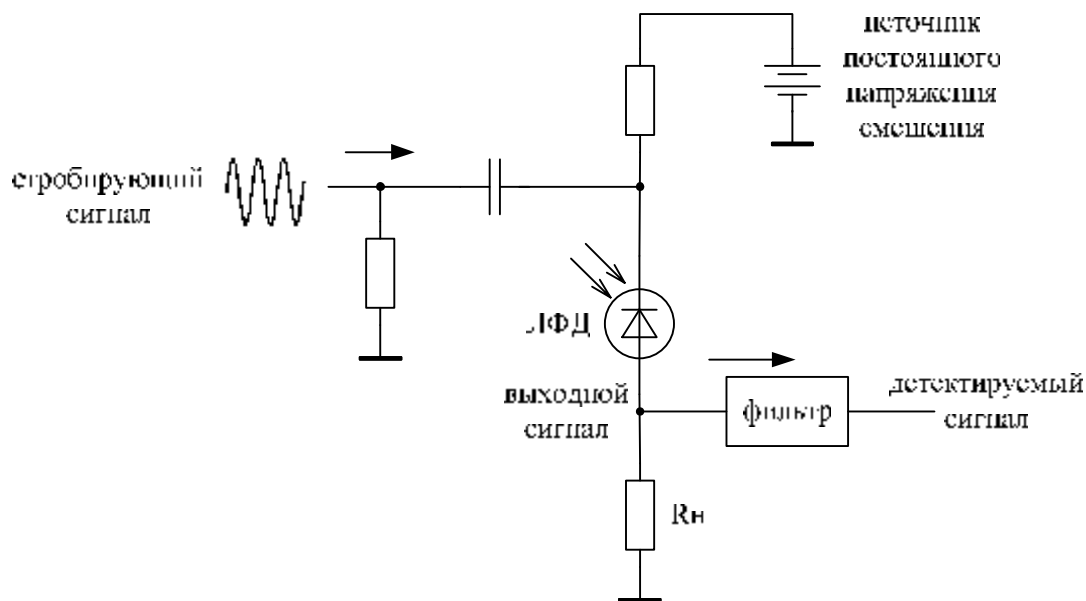


Рисунок 3 – Высокоскоростной детектор слабых оптических сигналов

На ЛФД подаётся постоянное напряжение смещения, меньшее чем напряжение пробоя. Напряжение синусоидального стробирующего сигнала складывается с напряжением смещения, в результате чего суммарное напряжение превышает напряжение пробоя. Во время подачи стробирующего импульса обеспечивается максимальная чувствительность ЛФД. Использование синусоидальной формы стробирующего сигнала позволяет не только формировать напряжение смещения ЛФД, превышающее напряжение пробоя (как и в классических схемах стробирования), но и значительно снижать вероятность появления остаточного импульса за счёт уменьшения напряжения смещения во время отрицательных полуциклов синусоидального сигнала.

Преимуществом данного решения по сравнению с традиционными схемами включения ЛФД является увеличение максимальной частоты работы фотодетектора в 5 раз (до 0,5 ГГц) за счёт снижения вероятности остаточного импульса до 6% при одновременном улучшении чувствительности. Указанные значения получены при квантовой эффективности ЛФД равной 10 % и рабочей температуре -35°C [10].

Таким образом, при использовании предлагаемого метода регистрации слабых сигналов возможно обеспечить работу с уровнем оптического излучения, эквивалентным наличию нескольких десятков фотонов в импульсе с тактовыми частотами передачи порядка нескольких сотен мегагерц.

Предложенный способ регистрации слабых сигналов в ВОСП проверен в лабораторных условиях, и на имеющемся оборудовании доказана его практическая реализуемость при работе с сигналами мощностью около -55 дБм ($\sim 3,16$ нВт) при тактовой частоте передачи 2 МГц.

Дальнейшие исследования в области регистрации слабых оптических сигналов в ВОСП с помощью ЛФД будут направлены на разработку статистической модели процесса регистрации слабых оптических сигналов однофотонными детекторами при различных режимах работы детектора. Такая модель позволит определить предельно достижимые количественные характеристики описанного способа регистрации, а также выработать рекомендации по установке оптимального режима работы ЛФД. Кроме того, необходимо изучить вопросы защиты традиционных цифровых волоконно-оптических систем передач от несанкционированного съёма информации, основанного на предлагаемом способе регистрации слабых сигналов.

Литература

1. Соколова Т.В. Оценка минимальной регистрируемой мощности при осуществлении съёма информации с ВОЛС. // Материалы I Всеросс. молодежной конф. по проблемам инф. безопасности «Перспектива-2009». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 239-243.
2. Хайров И.Е. Исследование амплитудных методов селекции одноэлектронных импульсов в оптических информационных системах, работающих в режиме счета фотонов: Дис. ... канд. техн. наук: 05.13.13 / Таганрогский государственный радиотехнический университет. – Таганрог, 2003. – 180 с.

3. Артемьев В.В. Фотоэлектронные счетчики фотонов: Обзор // Оптико-механическая промышленность. – 1974. – №1. – С. 62-68.
4. Perkins M.L. at al. Review of tradeoffs for quenched avalanche photodiode sensors for imaging turbid media // Microelectronics Journal. – 2000. – Volume 31, Issue 7. – P. 605-610.
5. Обзор отечественных радиометрических и спектрометрических систем, которые могут быть использованы для целей учета и контроля ядерных материалов [электронный ресурс]. – <http://www.vniia.ru/rgamo/informob/doc/obzorrus.pdf>.
6. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи. – М: Изд-во «Техносфера», 2003. – 447 с.
7. Single photon detection module application note [электронный ресурс]. – <http://www.idquantique.com/products/files/id200-appnote.pdf>.
8. Иванов А. В. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Сайрус Системс, 1999. – 658 с.
9. Kang Y., Lu H. X., Y.-H. Lo Dark count probability and quantum efficiency of avalanche photodiodes for single-photon detection // Applied Physics Letters. – 2003. – Volume 83, Number 14. – P. 2955-2957.
10. Inoue S. at al. High-speed single-photon detector in telecommunication wavelength band. Patent Application Publication US 2009/00392737 A1. Оpubл. 12.02.2009.

СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ ПО ОСОБЕННОСТЯМ СТРУКТУРЫ ИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ

А.А. Крылов

Технологический институт Южного федерального университета, E-mail: rts@tsure.ru

Современные системы идентификации объектов основываются на различии определенных физиологических параметров. В качестве одного из таких методов можно использовать характерные изменения параметров СВЧ-колебаний при их взаимодействии с биологическими тканями. Такие изменения носят индивидуальный характер для объектов. Как показали исследования, различия во внутренней структуре биологических тканей оказывает значительное влияние на условия прохождения зондирующих колебаний.

Предлагаемый для идентификации объектов метод, использующий поляризацию электромагнитных волн в СВЧ-диапазоне имеет ряд особенностей, совокупность которых позволяет успешно использовать его в этой области. К таким особенностям относятся:

1. Способность обнаруживать различия в регулярности структуры тканей объектов идентификации, используя свойства поперечной электромагнитной волны изменять поляризацию при прохождении через слоистые диэлектрики с резистивными включениями.

2. Высокая разрешающая способность.
3. Прохождение, в отличие от ультразвука, электромагнитных волн через воздух, кости, мягкие ткани и т.д.
4. Минимальная опасность для пациента, так как электромагнитная волна не вызывает ионизацию в биологических тканях, что имеет место при рентгеновском излучении.
5. Относительная дешевизна аппаратуры.

Используемый метод активного СВЧ-излучения для системы идентификации, связанный со структурным различием ткани организма, представляет собой предельно упрощенную методику, которая не ставит своей задачей получение точных данных о пространственном распределении электрофизических свойств биологического вещества, а позволяет лишь зафиксировать характерные изменения параметров СВЧ-колебаний при их взаимодействии с тканью различных объектов распознавания. Как показали исследования, при таком подходе целесообразнее всего извлекать диагностическую информацию неинвазивным путем, из анализа модуля и фазы коэффициентов прохождения электромагнитной волны (ЭМВ) через биологическую среду. В тех случаях, когда ткань хорошо структурирована (мышцы, легкие и т.п.), может наблюдаться явление деполяризации из-за различия электрофизических свойств среды по разным направлениям. При этом измерения следует проводить как на согласованной, так и на кроссовой поляризациях, что существенно увеличивает объем получаемой информации и повышает ценность результатов. Многофакторность взаимодействия зондирующего поля с биологической средой приводит к тому, что чисто экспериментальное решение задач диагностики на основе сбора обширных статистических данных трудноосуществимо, а в ряде случаев и невозможно. Незаменимым подспорьем при использовании существующих систем и базой для грамотной разработки новых аппаратно-программных средств системы идентификации является электродинамическое моделирование воздействия ЭМВ на биологическую ткань.

В зависимости от целей исследования, условий проведения измерений и требуемой степени адекватности возможно построение самых различных моделей реальных биологических тканей. В целом ряде случаев удовлетворительные результаты (имеющие, тем не менее, ключевое значение для понимания физики процесса прохождения волны через биологический объект) дает применение модели в виде плоскостойкой среды. Основные допущения при этом таковы:

- предполагается, что длина волны СВЧ-излучения гораздо меньше радиусов кривизны границ раздела слоев с различными диэлектрическими свойствами;
- считается, что ткань в пределах каждого слоя является изотропной средой с постоянными диэлектрическими параметрами;
- толщина слоев может быть произвольной, однако в целом размеры образца ткани достаточно велики, чтобы можно было не учитывать краевых эффектов.

В отличие от эксперимента, теоретическое исследование такой модели позволяет не только проанализировать зависимости коэффициентов

прохождения и отражения волны от геометрических и диэлектрических параметров слоев, но и изучить распределение электромагнитного поля в объеме биологической среды, что имеет первостепенное значение при определении максимальных доз облучения (например, при облучении головного мозга, когда есть риск подвергнуть перегреву хрусталик глаза). Особую ценность результаты таких исследований позволяют прогнозировать, контролировать и обеспечивать нужные законы изменения температуры, как по объему организма, так и во времени. Наконец, исследование указанной модели позволит дать рекомендации по наиболее эффективному вводу СВЧ-энергии в биологическую ткань, а также провести сравнительный анализ полноты диагностической информации, содержащейся в коэффициентах отражения и прохождения ЭМВ.

Создание адекватной электродинамической модели биологической ткани для идентификации личности с использованием СВЧ-колебаний связано с необходимостью решения задачи о возбуждении электромагнитной волны в среде с резко меняющимися параметрами (кожа, мышцы, кости, жировая ткань). При этом характерные неоднородности оказываются соизмеримыми с длиной волны или меньше её, из-за чего применение ряда приближенных асимптотических методов решения соответствующих модельных задач оказывается практически невозможным. Строгий расчет поля внутри человека можно выполнить только на основе трехмерного моделирования биологической среды с произвольными параметрами диэлектрической проницаемости ϵ и проводимости σ , что лежит на пределе возможностей самой современной вычислительной техники.

Более реальным является провести исследования для упрощенных электродинамических моделей биологической ткани, в частности, в виде многослойной среды с плоскими слоями, для определения области их возможного использования.

Для целей автоматической идентификации личности изучена трехслойная структура, состоящая из последовательного наложения слоев мышечной (1 см) жировой (толщина изменяется от 0 см до 1 см) и снова мышечной ткани (общая толщина второго и третьего слоя поддерживается постоянной и равной 3 см). На рис.1 приведены зависимости модулей коэффициентов отражения R (рис.1а) и прохождения T (рис.1б) от толщины жировой прослойки.

Видно, что увеличение толщины этого слоя приводит к изменению модуля коэффициента отражения на частоте 2450 МГц всего на 1 дБ, а фаза при этом изменяется всего на восемь градусов. Аналогичные кривые получены для модуля и фазы коэффициентов прохождения. При этом максимальное изменение модуля коэффициента прохождения составляет не более 3дБ, зато набег фазы гораздо более значителен - около 100° . На рис.2 приведены зависимости модуля и фазы коэффициентов отражения и прохождения для этой же двухслойной структуры на частоте 915 МГц. Видно, что снижение частоты зондирующих колебаний уменьшило диапазон изменения показателей, но качественные результаты остались теми же: основная информация о наличии инородной прослойки содержится в фазе коэффициента прохождения.

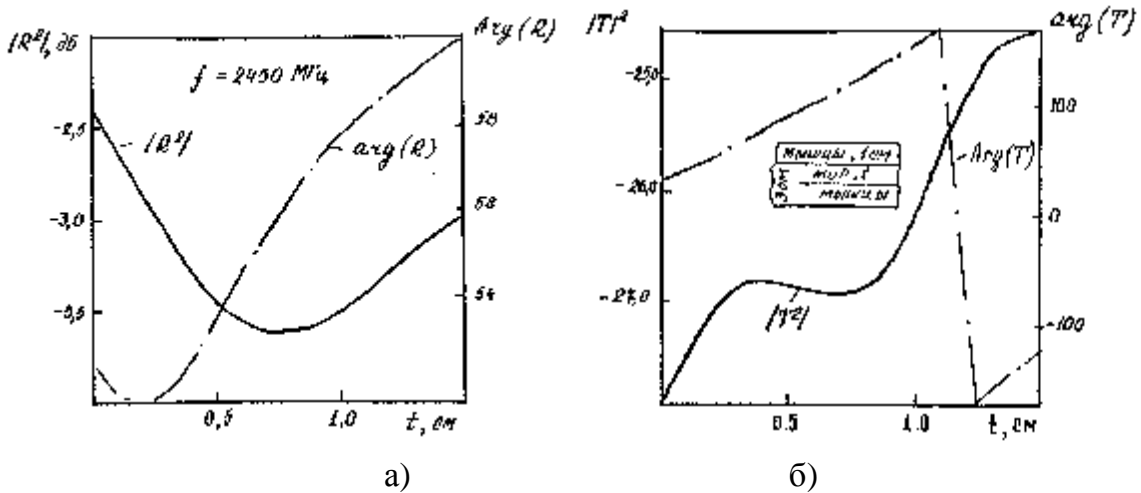


Рис. 1. Зависимости модулей и фаз коэффициентов отражения (а) и прохождения (б) от толщины прослойки с небольшим содержанием воды ($f = 2450$ МГц)

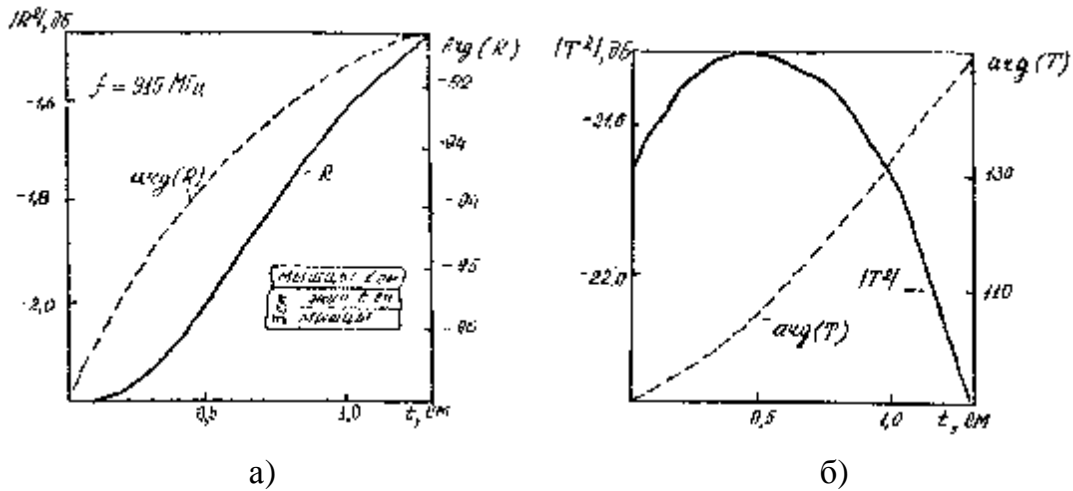


Рис. 2. Зависимости модулей и фаз коэффициентов отражения (а) и прохождения (б) от толщины прослойки с небольшим содержанием воды ($f = 915$ МГц)

Из приведенных данных видно, что исследование коэффициентов прохождения волны сквозь биологическую среду может быть использовано для первичной идентификации лишь с известными оговорками. Достаточно информативным параметром является только фаза коэффициента прохождения, в какой-то степени можно использовать и его модуль.

Таким образом, наличие в плоскостной структуре участков с высоким содержанием воды легче определить по изменению модуля и фазы коэффициента прохождения плоской ЭМВ, хотя и коэффициент отражения держит определенную информацию. При этом обеспечивается большая достоверность заключений, чем при диагностике прослойки жира в мышечном слое.

Литература:

1. Х.П. Шван, К.Р. Фортер, «Воздействие высокочастотных полей на биологические системы. Электрические свойства и биофизические механизмы», ТИИЭР, т.68, №1, январь 1980г.
2. Джонсон, Гай, «Воздействие неионизирующего электромагнитного излучения на биологические среды и системы», ТИИЭР, №6.
3. Лин Д.С. Оптимизация частоты при СВЧ–визуализации биологических тканей. ТИИЭР №2, том 73. 1985г.
4. Отчет о выполнении НИОКР «Использование локационных методов для разработки новых алгоритмов функционирования технических средств контроля объектов» государственный контракт №6363р/8870 (промежуточный). Таганрог, 2009.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СОВРЕМЕННЫХ МОДЕЛЕЙ НЕЛИНЕЙНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ

Е.А.Щеткина, А.С.Кириллов

Руководитель доц. Корниенко В.Т.

*кафедра Безопасности информационных технологий факультета
информационной безопасности Технологического института Южного
Федерального Университета в г.Таганроге*

Рассмотрены вопросы, связанные с применением современных НРЛ для поиска ЗУ. Приведена сравнительная характеристика по основным техническим параметрам. Показаны результаты анализа моделей NJE-4000, NR-900EM, Родник 23К.

Борьба с внедренными на охраняемые объекты устройствами несанкционированного перехвата информации является одним из самых приоритетных и ответственных направлений деятельности служб безопасности. Важнейшую роль в этом играет применение современных поисковых технических средств. Нелинейный радиолокатор (НРЛ) является одним из наиболее «уважаемых» видов поисковой техники. Это обусловлено его неповторимой и уникальной способностью обнаружения любых радиоэлектронных устройств, имеющих в своем составе полупроводники, в строительных конструкциях, предметах интерьера и т.д., что делает НРЛ абсолютно незаменимым при проведении поисковых мероприятий.

Рассмотрим основные технические характеристики современных НРЛ, приведенные в таблице.1, и их особенности с точки зрения тактики применения локаторов.

Влияние частоты на работу НРЛ. Как известно, большинство НРЛ работают на одной частоте или имеют небольшой частотный диапазон для перестройки. Это создает как минимум три проблемы:

- эффект «нулевого расстояния» при работе НРЛ на одной частоте;
- многие устройства могут давать различный отклик в зависимости от излучаемой частоты НРЛ;

- при работе на одной частоте возможно обнаружение различных помех, создаваемых широко применяемыми беспроводными устройствами. Итак, чем шире частотный диапазон, тем эффективнее работа прибора [1].

Таблица.1 Сравнительная характеристика нелинейных локоаторов

| Тип локоатора | Orion | NR-900EM | Родник 23к |
|--|--------------------------|------------|-------------------------|
| <i>Передатчик</i> | | | |
| Частота излучения, МГц | 850-1005, с шагом 200КГц | 860 | 980-1020 |
| Вид излучения | импульсный, непрерывный | импульсный | непрерывный, импульсный |
| Мощность излучения, Вт | $14 \cdot 10^{-3} - 1.4$ | 200 | 2 |
| <i>Приемник</i> | | | |
| Частота 2-й гармоники, МГц | 1700-2010 | 1720 | 1960-2040 |
| Частота 3-й гармоники, МГц | 2640-3015 | 2580 | 2940-3060 |
| Чувствительность | -130 | -123 | -145 |
| <i>Антенна</i> | | | |
| Тип поляризации | круговая | круговая | круговая, линейная |
| коэф.усиления источника | 7 | 8 | 2 |
| коэф.усилен.прием. | 6 | 6 | 6.3 |
| <i>Др. характеристики</i> | | | |
| Возможность прослушивания демод. сигн. гармоники | есть | нет | есть |

Влияние мощности излучения. От мощности излучения локоатора зависит глубина проникновения электромагнитной волны. Очевидно, что чем выше мощность, тем больше вероятность и дальность обнаружения помещенной в укрытие закладки. Но в связи с тем, что большинство НЛР работает в диапазоне СВЧ, большая мощность излучения может оказывать вредное воздействие на оператора.

Виды излучения. Для увеличения дальности действия НРЛ и эффективного осуществления работы прибора по локализации ЗУ в современных видах НРЛ применяют режимы с непрерывным и импульсным излучением. Учитывая, что эффективность преобразования определяется пиковым

значением мощности излучения, дальность действия локаторов, работающих в импульсном режиме, оказывается выше, чем у приборов, работающих с непрерывным излучением.

Анализ на основе гармоник. НРЛ обнаруживает нелинейные свойства полупроводников (ПП), имеющих в составе любых радиоэлектронных закладных устройств (ЗУ). Как известно, НРЛ может обнаруживать и определять местоположение любого электронного устройства независимо от того, включено оно или нет. При работе НРЛ излучает ВЧ сигнал, который легко проникает во многие материалы. Приемник НРЛ принимает кратные гармоники отраженного сигнала ($2f$, $3f$). Появление в отраженном сигнале этих гармоник обусловлено нелинейностью характеристик ПП, входящих в ЗУ. Амплитуды гармоник во многом зависят от характера нелинейности электрорадиоэлементов, входящих в состав ЗУ, и мощности излученного электромагнитного поля. Затруднение при обнаружении вызывает то, что нелинейность характерна не только для ПП радиоэлектронных средств, но и для так называемых МОМ-диодов (металл – окисел – металл).

Для ПП - соединений характерны достаточно однородные свойства, и в отличие от МОМ-диодов их характеристики описываются достаточно «строгой» математической моделью. Приведенная ниже формула описывает вольт - амперные характеристики (ВАХ) ПП - диода, который является простейшей моделью нелинейного соединения:

$$I = I_s [e^{qV/kT} - 1]$$

где I - ток, I_s - ток пробоя, q - заряд электрона, V - напряжение, k - постоянная Больцмана, T - температура.

Для ПП - соединений приведенная выше формула описывается кривой ВАХ а для МОМ-диодов эта кривая «непредсказуема» и не может быть описана строгой формулой, однако, вольт – амперная характеристика МОМ – диодов обычно симметрична при прямых и обратных токах.

Уровень «чистоты» соединения, а значит, и селекции сигналов от ПП и МОМ-диодов проявляется в различии значений принимаемых НРЛ сигналов гармоник. При облучении НРЛ ПП- соединения возникает сильный сигнал на 2-й и слабый сигнал на 3-й гармонике, а при облучении МОМ-диода - слабый сигнал на 2-й и сильный на 3-й гармонике. Таким образом, сравнительный анализ уровней 2-й и 3-й гармоник позволяет оператору провести селекцию их источников [2] (см. рис.1).

Чувствительность. Во время поиска ЗУ возможно воздействие посторонних внешних объектов, попавших под облучение, для устранения этих воздействий необходим широкий диапазон чувствительности, следовательно, чем больше запас по чувствительности, тем лучше проходит отстройка от внешних помех.

На одной координатной плоскости для каждого НРЛ были построены графики, позволяющие провести анализ возможностей обнаружения ЗУ.(Рис.3,4)

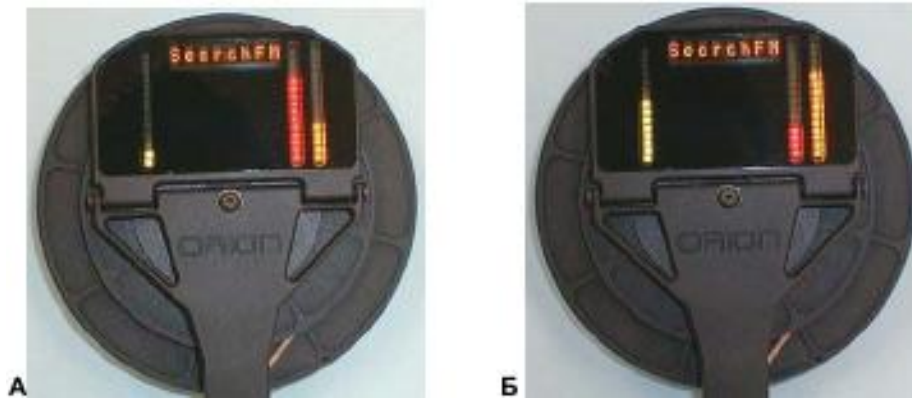


Рис.1 Сравнение уровней гармоник на индикаторе Ориона. (А -полупроводник, В - ложное соединение. Шкалы справа индицируют уровень второй и третьей гармоник.

Построим график зависимости требуемой чувствительности от расстояния до объекта обнаружения, используя формулу:

$$P_{\text{приним.}} = \frac{0.5P_{\text{изл.}} G_{\text{изл.}} G_{\text{прин.}} I^4 x(P_{\text{изл.}}, f) G_1 G_2 k_1(f) k_2(f) k_{\text{перед.}}}{4(4\pi r)^4}$$

$P_{\text{приним.}}$ - максимальное значение чувствительности локатора; $P_{\text{изл.}}$ - мощность генератора; $G_{\text{изл.}} G_{\text{прин.}}$ - коэффициент усиления приемной и передающей антенн соответственно; I - длина волны излучения; $x(P_{\text{изл.}}, f)$ - коэффициент преобразования на n -й гармонике, который зависит от мощности и частоты излучения; $G_1 G_2$ - коэффициенты усиления эквивалентных приемной и передающей антенн объекта соответственно; $k_1(f)$ - коэффициент ослабления объектом падающей мощности на рабочей частоте; $k_2(f)$ - коэффициент ослабления преобразованной объектом мощности на частоте гармоники; $k_{\text{перед.}}$ - коэффициент передачи мощности в антенно-фидерном тракте за счет потерь; r - расстояние до объекта обнаружения.

Тип поляризации антенны. Объект обнаружения (ЗУ) представляет собой плату с печатными проводниками, на которой установлены полупроводниковые элементы. Эти проводники представляют собой набор элементарных вибраторов, ориентированных в пространстве произвольным образом, что означает неопределенность их статистической поляризации как при приеме основной частоты генератора, так и при излучении преобразованной гармоники. Для того чтобы объект обнаружения принимал частоту излучения с максимальной эффективностью, независимо от его ориентации в пространстве, необходимо излучение с круговой поляризацией. Это же требование предъявляется и к приемной антенне локатора - для приема отраженного сигнала от объекта на преобразованной гармонике с произвольной поляризацией, приемная антенна локатора должна иметь круговую

поляризацию. Для других видов поляризации (эллиптическая и линейная) вероятность пропуска ЗУ выше, чем у круговой [3].

Прослушивание демодулированного аудиосигнала. ПП можно отличить от ложного соединения, производя физическую вибрацию места поиска и прослушивая демодулированный аудиосигнал. Такую вибрацию можно создать с помощью простукивания места поиска. При простукивании можно обнаружить изменяющиеся электрические параметры ложного соединения и в результате демодуляции услышать характерный потрескивающий звук. Полупроводниковое соединение на такое воздействие реагировать не будет [4].

Orion имеет наибольший частотный диапазон для перестройки, имеет круговую поляризацию антенны, что устраняет необходимость нескольких "проходов" над исследуемой поверхностью, а так же существенно малый вес по сравнению с другими НЛР, что значительно облегчает работу оператору. К минусам Orion можно отнести малую мощность излучения, среднюю чувствительность и время работы от батарей.

NR-900EM обладает самой высокой мощностью излучения, продолжительным временем работы, при сравнительно небольшом весе, поляризация антенны - круговая. К слабым сторонам можно отнести обладание самой низкой чувствительностью, однако это компенсируется высокой мощностью, отсутствие возможности прослушивания демодулированного сигнала, что повышает риск пропуска ЗУ.

Родник 23к имеет диапазон для частотной перестройки, достаточную мощность излучения, самый высокий порог чувствительности, кроме круговой поляризации антенны также обладает линейной поляризацией. К недостаткам можно отнести очень большой вес.

Согласно вышеприведенной формуле для оценки чувствительности сравниваемых нелинейных локаторов в среде LabVIEW был создан виртуальный прибор, который показывает пределы обнаружения ЗУ по заданным параметрам приборов (рис.2). Используемый для лабораторных целей при изучении студентами основ функционирования и применения нелинейных локаторов данный виртуальный прибор позволяет проанализировать их теоретические тактико-технические характеристики.

Таким образом, в данной работе был проведен анализ современных НРЛ по основным техническим характеристикам, определены достоинства и недостатки таких известных средств поисковой техники как Orion (NJE-4000), NR-900EM, Родник 23К и создана виртуальная модель для оценки их теоретической чувствительности. Все модели НРЛ постоянно совершенствуются, применяются новые инженерные технологии, которые делают поиск ЗУ более точным и эффективным, что обеспечивает надежную защиту информации от злоумышленников.

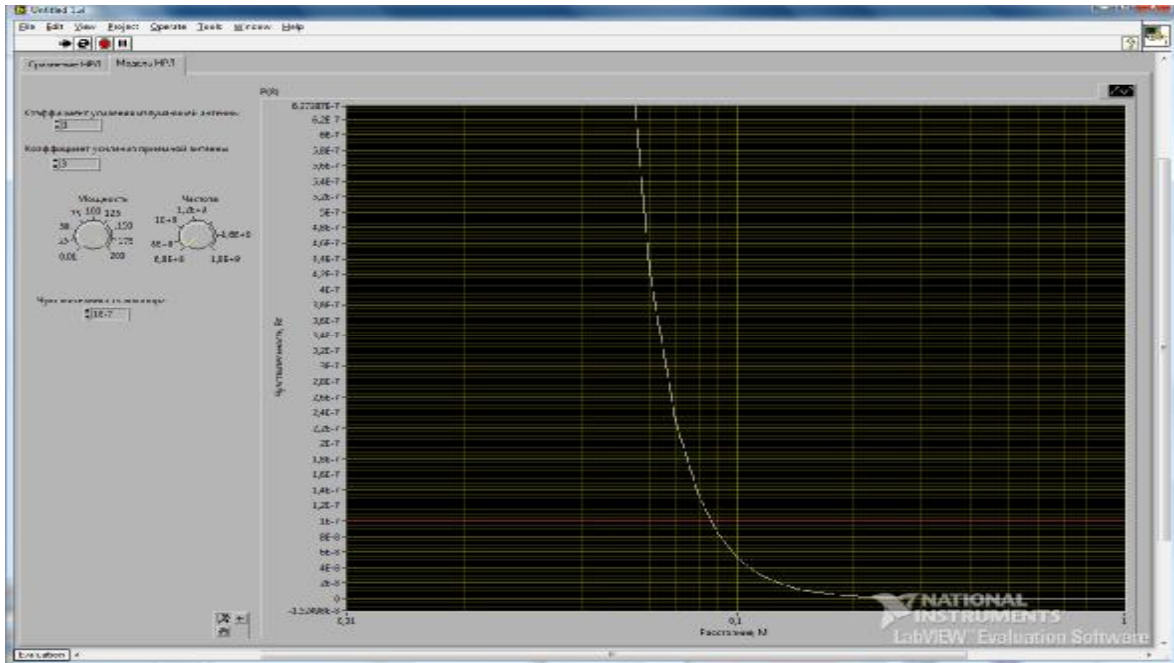


Рис.2 Модель виртуального НРЛ с учетом выбранных параметров.

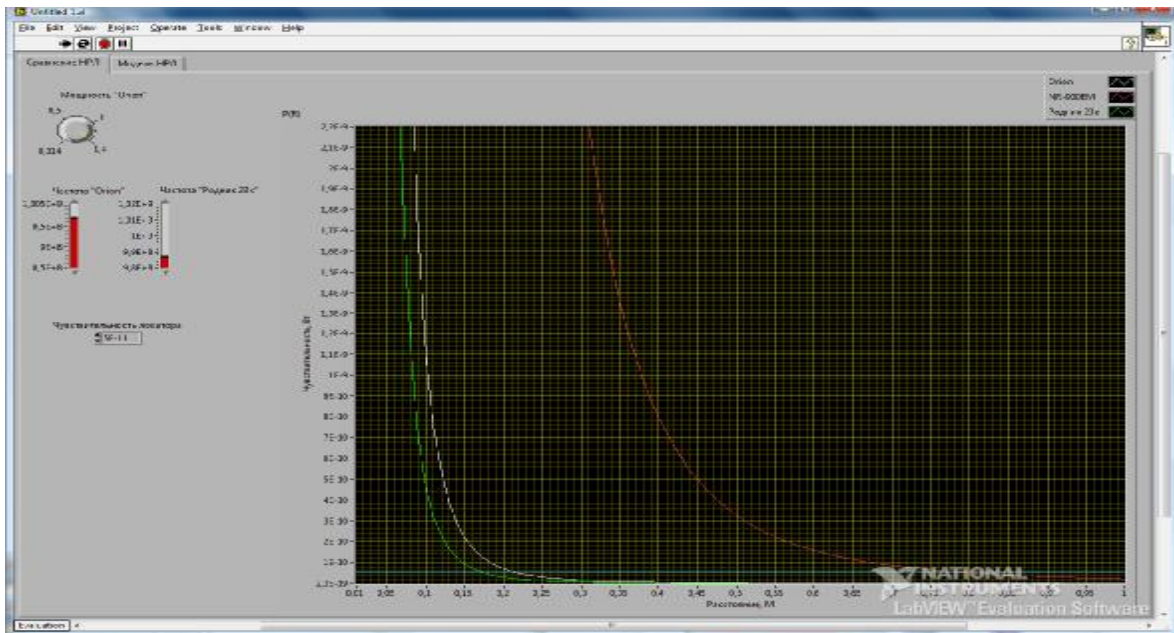


Рис.3 Графики зависимостей требуемой чувствительности от расстояния, для рассматриваемых локаторов (линейный масштаб)

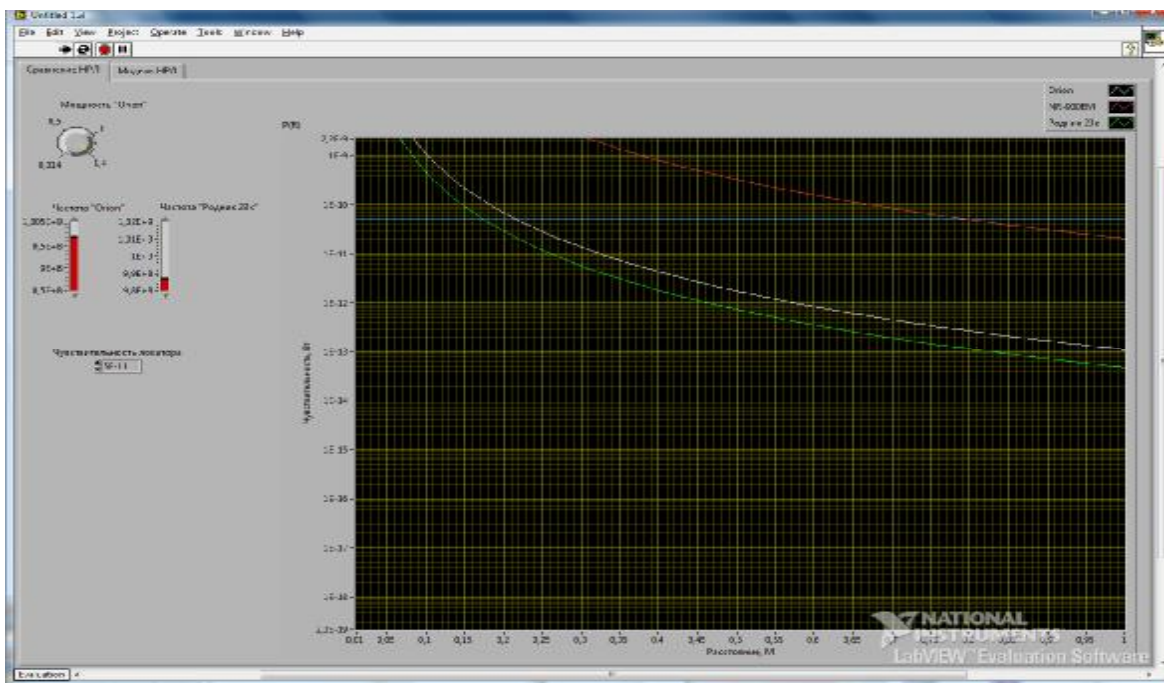


Рис.4 Графики зависимостей требуемой чувствительности от расстояния, для рассматриваемых локаторов (логарифмический масштаб).

Значения $x(P_{изл.}, f), G_1, G_2, k_1(f), k_2(f), k_{перед.}$ были получены в [3]

Литература:

1. А.К.Лобашев, Нелинейный радиолокатор Orion и особенности его применения. Защита информации. Инсайд, № 1, 2009.
2. . А.К.Лобашев, Нелинейные радиолокаторы и особенности их применения для поиска закладных устройств. Специальная техника, № 6, 2006.
3. Н.С. Вернигоров, Использование нелинейного локатора для раннего обнаружения устройств звукозаписи. Конфидент, №4, 2001.
4. А.А.Хорев, Классификация методов и средств поиска электронных устройств перехвата информации. Специальная техника, № 6, 2007.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ СООТВЕТСТВИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНАЛЬНЫМ ТРЕБОВАНИЯМ

А.С. Москаленко, С.С. Коновалов

Ставропольский государственный университет, г. Ставрополь, mif007@gmail.com

В настоящей работе предлагается методика оценки степени соответствия бизнес-процесса функциональным требованиям на основе расчета индекса удовлетворенности потребителей.

Система менеджмента качества (СМК) является частью системы управления организацией и включает в себя ряд подсистем, реализующих функции управления различными видами деятельности применительно к качеству. Одной из таких подсистем является система управления бизнес-процессами, основными задачами которой является не только обеспечение выпуска качественной продукции и предоставляемых услуг, но и выявление процессов отрицательно влияющих на ее качество [1].

Обычно под процессом в СМК понимают устойчивую, целенаправленную совокупность взаимосвязанных видов деятельности, которая по определенной технологии преобразует входные материальные и информационные потоки в выходные. Оценка результатов и динамики функционирования процесса осуществляется на основе мониторинга показателей характеризующих основные параметры процесса и производимой им продукции. Показатели синтезируют основные функциональные требования к процессу со стороны системы управления и к качеству производимой продукции со стороны потребителей [2,3].

В данной работе нами рассмотрена методика оценки степени соответствия процесса функциональным требованиям на основе расчета индекса удовлетворенности потребителей.

В общем случае, предлагаемая автором методика включает в себя 3 этапа:

- сбор и первичная обработка данных о требованиях к процессу и производимой им продукции, расчет относительного значения соответствия показателей выдвигаемым требованиям;
- определение весовых коэффициентов показателей процесса на основе применения метода факторного анализа;
- оценка степени соответствия процесса выдвигаемым требованиям на основе расчета индекса удовлетворенности потребителей.

Рассмотрим каждый из выделенных этапов подробнее.

Первым этапом методики является сбор и первичная обработка данных поступающих от потребителей исследуемого процесса о его показателях с точки зрения фактически достигнутого и требуемого уровня качества производимой продукции или предоставляемых услуг. Реализация данного этапа предполагает наличие обратной связи между взаимосвязанными процессами. Данные передаваемые по обратной связи, как правило, включают в себя сведения об оценке потребителем текущих, требуемых и минимально допустимых значений показателей.

Получаемые процессом $p_i \in P$ (P – множество процессов системы) данные структурируются в матрицу X^{p_i} с n строками и m столбцами, где n – количество показателей процесса, m – количество потребителей процесса.

Каждый из элементов x_{ij} матрицы X^{p_i} представляет собой оценку i -того показателя j -ым потребителем и включает в себя три значения $x_{ij} = \{x_{ij}^{Value}, x_{ij}^{Aim}, x_{ij}^{Min}\}$, где x_{ij}^{Value} – текущее значение показателя, x_{ij}^{Aim} – целевое (требуемое) и x_{ij}^{Min} – минимально допустимое значение показателя.

Вычисление относительного значения соответствия показателей требованиям потребителей происходит на основе обобщения собранной в матрице X^{p_i} информации путем вычисления для каждого из показателей среднего значения оценки потребителями и выбора требуемого и минимально допустимого уровня. При этом, выбор требуемого и минимально допустимого уровня для каждого из показателей следует осуществлять на основании анализа требований потребителей, особенностей функционирования процесса, а также исходя из соображений оптимальности и перспективы развития исследуемого процесса. В рамках данной работы, для упрощения расчетов, в качестве требуемого и минимально допустимого уровня показателя будем принимать максимальные требования потребителей.

Пусть $\overline{X^{p_i}}$ - матрица содержащая обобщенные сведения о показателях процесса p_i :

$$\overline{X^{p_i}} = \begin{pmatrix} \overline{x_1} \\ \overline{x_2} \\ \dots \\ \overline{x_n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \{ \overline{x_1^{Value}}, \overline{x_1^{Aim}}, \overline{x_1^{Min}} \} \\ \{ \overline{x_2^{Value}}, \overline{x_2^{Aim}}, \overline{x_2^{Min}} \} \\ \dots \\ \{ \overline{x_n^{Value}}, \overline{x_n^{Aim}}, \overline{x_n^{Min}} \} \end{pmatrix} \quad (1)$$

где: $\overline{x_i^{Value}} = \frac{\sum_{j=1}^m x_{ij}^{Value}}{m}$ - средняя оценка значения i -го показателя, $\overline{x_i^{Aim}} = \max(x_{ij}^{Aim})$ и $\overline{x_i^{Min}} = \max(x_{ij}^{Min})$ - требуемый и минимально допустимый для потребителей уровень показателя.

Относительное значение соответствия i -го показателя требованиям потребителей процесса вычисляется при помощи функции:

$$z(\overline{x_i}) = \left(1 - \frac{\overline{x_i^{Value}} - \overline{x_i^{Aim}}}{\overline{x_i^{Value}}} \right) \quad (2)$$

Соответственно, для получения относительных значений соответствия требованиям потребителей по всем показателям процесса p_i необходимо вычислить значение функции z для каждого элемента матрицы $\overline{X^{p_i}}$.

Вычисленные таким образом относительные значения соответствия показателей требованиям потребителей, составляющие матрицу Z^{p_i} , позволяют оценить степень выполнения процессом требований его потребителей и системы управления бизнес-процессами по каждому из показателей, а также служат основой для оценки комплексного показателя качества – индекса удовлетворенности потребителей.

Вторым этапом методики оценки процесса является определение весовых коэффициентов показателей процесса на основе применения метода факторного анализа.

Очевидно, что каждый показатель вносит определенный, отличный от других вклад в удовлетворенность потребителя и имеет определенную важность, в связи, с чем при оценке степени соответствия процесса требованиям потребителей и системы управления бизнес-процессами

необходимо учитывать весовые коэффициенты каждого из показателей. Для определения весовых коэффициентов показателей автором предлагается воспользоваться методом факторного анализа.

Пусть $X = (X_1, X_2, \dots, X_n)^T$ - n -мерный вектор оценок значений показателей потребителями исследуемого процесса, где: $X_i = (x_{i1}^{Value}, x_{i2}^{Value}, \dots, x_{im}^{Value})$, n -количество показателей, m -количество потребителей процесса p_i .

Суть данного метода заключается в разложении n -мерного вектора X по системе линейно независимых векторов, в качестве которой выбирается ортонормированная система собственных векторов, отвечающих собственным значениям ковариационной матрицы вектора X , что позволит выявить степень взаимовлияния показателей друг на друга и определить весовой коэффициент для каждого из них [4,5,6].

Линейная модель главных компонент для центрированного вектора-столбца $\overset{\circ}{X} = X - MX$ записывается в виде

$$\overset{\circ}{X} = AF \quad (3)$$

где: $F = (F_1, F_2, \dots, F_n)^T$ - центрированный и нормированный вектор-столбец некоррелированных главных компонент $F_j, j = \overline{1, n}$, $A = (a_{ij})$ - неслучайная матрица нагрузок величин X_i на компоненты F_j . В дальнейшем значок « \circ » над X будем опускать.

Пусть $\Sigma = M(XX^T)$ - ковариационная матрица вектора X . Будучи симметричной и неотрицательно определенной, она имеет n вещественных неотрицательных собственных значений.

Обозначим

$$\Lambda = \begin{pmatrix} I_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & I_n \end{pmatrix}; \quad (4)$$

$$V = (v_1, v_2, \dots, v_n),$$

где: $v_j = (v_{1j}, v_{2j}, \dots, v_{nj})^T$ - нормированные собственные векторы-столбцы матрицы S , соответствующие собственным значениям $I_j, j = \overline{1, n}$. Тогда справедливы следующие равенства:

$$\Sigma v_j = I_j v_j; \quad (5)$$

$$v_p^T v_j = \sum_{i=1}^n v_{ip} v_{ij} = d_{pj} = \begin{cases} 1, & p = j \\ 0, & p \neq j \end{cases}, (p = \overline{1, n}, j = \overline{1, n}). \quad (6)$$

Так как с учетом соотношений (5) и (6)

$$v_j^T \Sigma v_p = I_j v_j^T v_p = \begin{cases} I_j, & p = j \\ 0, & p \neq j \end{cases},$$

то

$$V^T \Sigma V = \begin{pmatrix} I_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & I_n \end{pmatrix} = \Lambda. \quad (7)$$

Пусть

$$\overset{\circ}{F} = V^T X; \quad (8)$$

при этом, так как $M \overset{\circ}{F} = M(V^T X) = V^T M X = 0$, то $\overset{\circ}{F}$ – центрированный вектор, а поскольку $M(\overset{\circ}{F} \overset{\circ}{F}^T) = M(V^T X X^T V) = V^T M(X X^T) V = V^T \Sigma V$, то в силу (7) компоненты вектора $\overset{\circ}{F}$ некоррелированы и $D \overset{\circ}{F}_j = I_j (j = \overline{1, n})$.

Следовательно, искомый вектор F равен

$$F = \Lambda^{-\frac{1}{2}} \overset{\circ}{F} = \Lambda^{-\frac{1}{2}} V^T X. \quad (9)$$

При этом дисперсия оценок значений показателей потребителями X_1, X_2, \dots, X_n полностью исчерпывается дисперсией компонент $\overset{\circ}{F}_1, \overset{\circ}{F}_2, \dots, \overset{\circ}{F}_n$, а также выполняется неравенство $D \overset{\circ}{F}_1 > D \overset{\circ}{F}_2 > \dots > D \overset{\circ}{F}_n$, т.е. дисперсией каждой следующей компоненты объясняется меньшая доля дисперсии исходных случайных величин X_1, X_2, \dots, X_n , чем дисперсией предыдущей компоненты.

Из соотношений (8) и (9) получаем:

$$V \overset{\circ}{F} = V V^T X = V V^{-1} X = V \Lambda^{-\frac{1}{2}} F = X,$$

откуда следует, что искомая матрица нагрузок A случайных величин X_1, X_2, \dots, X_n на компоненты F_1, F_2, \dots, F_n равна

$$A = V \Lambda^{-\frac{1}{2}}. \quad (10)$$

Ковариационная матрица S вектора X вычисляется следующим образом:

$$\Sigma = M(X X^T) = M(A F^T F A^T) = A M(F^T F) A^T = A A^T. \quad (11)$$

(где $M(F^T F)$ - единичная матрица порядка n) или

$$\text{cov}(X_i, X_p) = \sum_{j=1}^n a_{ij} a_{pj}. \quad (12)$$

Ковариация случайной величины X_i и компоненты F_j полностью воспроизводится матрицей нагрузок A и исходя из равенства $M(X F^T) = M(A F F^T) = A M(F F^T) = A$, вычисляется по формуле

$$\text{cov}(X_i, F_j) = a_{ij}, \quad (13)$$

Весовой коэффициент показателя X_i вычисляется как сумма ковариаций с остальными показателями процесса p_i и вычисляется следующим образом:

$$q_i = \sum_{j=1}^n |\text{cov}(X_i, X_j)|. \quad (14)$$

Третьим этапом описываемой методики является оценка степени соответствия процесса выдвигаемым требованиям на основе расчета комплексного показателя качества - индекса удовлетворенности потребителей.

В соответствии с [7], индекс удовлетворенности потребителей процесса p_i рассчитывается как сумма относительных значений соответствия по всем показателям с учетом их весовых коэффициентов $q_i, i = \overline{1, n}$:

$$Q = \sum_{i=1}^n z(\bar{x}_i) q_i, \quad (15)$$

где: Q – индекс удовлетворенности потребителей, $z(\bar{x}_i)$ - относительное значение соответствия i -го показателя требованиям потребителей, q_i - весовой коэффициент показателя x_i .

Индекс удовлетворенности потребителей процесса p_i существенно зависит от величины выбора масштаба весового коэффициента, поэтому в дальнейшем в качестве весового коэффициента i -го показателя будем использовать

$$\bar{q}_i = \frac{q_i}{\max(q)},$$

где: $0 < \bar{q}_i < 1$ - весовой коэффициент i -го показателя, $\max(q)$ - максимальный весовой коэффициент из множества $\{q_1, q_2, \dots, q_n\}$.

Таким образом, формула (15) принимает вид:

$$Q = \sum_{i=1}^n z(\bar{x}_i) \bar{q}_i, \quad (16)$$

где: Q – индекс удовлетворенности потребителей, $z(\bar{x}_i)$ - относительное значение соответствия i -го показателя требованиям потребителей, \bar{q}_i - весовой коэффициент показателя x_i удовлетворяющий условию $0 < \bar{q}_i < 1$.

Рассчитанный, таким образом, индекс удовлетворенности потребителей Q процесса p_i представляет собой индикатор, синтезирующий функциональные требования к процессу выдвигаемые системой управления и данные о восприятии потребителем степени реализации его требований к качеству производимой продукции или предоставляемой услуги, после начала ее практической эксплуатации.

Применение данной методики позволит в значительной мере повысить эффективность системы управления бизнес-процессами предприятия за счет своевременной реакции на изменения требований потребителей к качеству производимой продукции и выявления процессов не соответствующих основным функциональным требованиям. Дальнейшее развитие представленной методики позволит осуществлять оценку вклада каждого из процессов системы в качество производимой предприятием продукции.

Литература:

1. Бизнес-процессы: Регламентация и управление: Учебник. –М.: ИНФРА –М, 2005. -319с.

- 2.ГОСТ Р ИСО 9000–2001. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь. М.: Изд-во стандартов, 2001. 26 с.
- 3.Системный анализ в управлении: Учеб. пособие / В.С. Анфилатов, А.А. Амелянов, А.А. Кукушкин; Под ред. А.А. Амелянова. –М.: Финансы и статистика, 2003. – 368с.: ил.
- 4.Калинина В. Н., Соловьев В. И. Введение в многомерный статистический анализ: Учебное пособие / ГУУ. – М., 2003. – 66 с.
- 5.Дубров А. М., Мхитарян В. С., Трошин Л. И. Многомерные статистические методы: Учебник. – М.: Финансы и статистика, 2000.
- 6.Айвазян С. А., Бухштабер В. М., Енюков И. С., Мешалкин Л. Д. Прикладная статистика: Классификация и снижение размерности. – М.: Финансы и статистика, 1989.
- 7.Кошкин Д. К., Управление процессами СМК на основе анализа их влияния на качество продукции: дис. ... канд. техн. наук / Кошкин Д.К. – М, 2007. – 122 с.

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

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

А. М. Пилипенко, В.Н. Бирюков

*Технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог, пер. Некрасовский 44,
кафедра Теоретических основ радиотехники, тел. 8-(863-4) 37-16-32.
E-mail: pilipenko-am@mail.ru, biryukov@users.tsure.ru*

В работе обоснованы возможности повышения устойчивости и точности численных методов решения дифференциальных уравнений радиотехнических устройств, а также предложены нелинейные модели радиоэлектронных компонентов и методы их оптимизации.

Введение

В настоящее время моделирование является важнейшим этапом разработки радиоэлектронных устройств. Трудность моделирования радиотехнических устройств связана с тем, что при разработке устройств приходится анализировать как жесткие системы [1], так и системы, описываемые быстроосциллирующими функциями [2, 3], в то время как методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) разрабатывают отдельно для жестких и для осциллирующих систем. Данная ситуация вызывает серьезные проблемы при использовании известных методов численного анализа, которые зачастую не могут обеспечить достаточную точность и устойчивость. Таким образом, необходимо разрабатывать новые численные методы анализа радиотехнических цепей. Разработка новых более точных численных методов приводит, в свою очередь, к необходимости разработки новых моделей компонентов радиотехнических цепей, поскольку точность анализа цепей определяется точностью, как методов анализа, так и точностью моделей [4].

Целью работы является повышение эффективности математического обеспечения для современных средств моделирования радиоэлектронных устройств.

Постановка задачи

Разработка методов и алгоритмов моделирования радиотехнических цепей активно развивается в течение последних 40 лет – с момента внедрения

вычислительной техники для анализа электронных цепей. В настоящее время наиболее универсальным средством автоматизированного анализа цепей является программа *SPICE*. Существуют также другие приложения решающие задачу анализа цепей и имеющие близкий интерфейс и набор функций (*Electronics Workbench, Multisim, MicroCAP*). Перечисленные программные продукты продолжают использовать численные методы решения дифференциальных уравнений, которые были разработаны в начале 60-х годов прошлого века (в частности методы Гира), и имеют ряд недостатков, поэтому работы по созданию новых методов продолжаются и сейчас [5]. Зарубежные и российские исследования в этой области носят либо достаточно узкий прикладной характер и направлены на обоснование методов для определенных моделей (например, известны программы анализа цепей только на полевых или только на биполярных транзисторах), либо имеют фундаментальную математическую направленность, и применение полученных при этом результатов в современной инженерной практике вызывает определенные трудности связанные, в первую очередь с крайне быстрым ростом вычислительных затрат с увеличением точности анализа.

Следует отметить еще одну проблему, с которой приходится сталкиваться исследователям и разработчикам при моделировании радиотехнических цепей. Эта проблема связана с тем, что при постоянном развитии новых технологий в радиотехнике и электронике, в том числе и нанотехнологий, требуется постоянное развитие существующих моделей компонентов цепей, а также разработка новых моделей. В настоящее время разработаны сравнительно простые базовые модели основных компонентов, а также достаточно сложные модели для конкретных технологий, имеющие сотни параметров. Применение базовых моделей не всегда обеспечивает удовлетворительные результаты по точности, а применение сложных моделей с большим количеством параметров вызывает большие (иногда неустраняемые) проблемы из-за того, что при увеличении числа параметров моделей затрудняется их диагностика (параметрическая идентификация). Проблемы при диагностике моделей связаны с тем, что современная методика идентификации параметров моделей использует методы нелинейного программирования (оптимизации), эффективность которых падает с ростом размерности задачи [6 – 8].

Особенностью моделирования компонентов именно радиотехнических цепей, наиболее скупо раскрываемой в доступных публикациях, является необходимость минимизации погрешности моделирования не только основных (вольт-амперных, кулон-вольтных) характеристик, но и их первых двух (в некоторых случаях и трех) производных. Исследования в этой области помогут не только повысить точность анализа устройств преобразования спектра, но и установить неопределенные в настоящее время границы применения методов анализа этих устройств (гармонического баланса, рядов Вольтерра и решения нелинейных систем ОДУ).

Для преодоления указанных трудностей, в данной работе предполагается решение следующих задач:

1. Разработка эффективных численных методов решения дифференциальных уравнений, моделирующих радиотехнические цепи.

2. Разработка новых моделей радиоэлектронных компонентов и методов их диагностики для применения в области перспективных технологий.

Решение проблемы

Для численного решения систем ОДУ в программах автоматизированного анализа цепей используются многошаговые методы Гира и метод трапеций. При анализе систем ОДУ, решение которых описывается сильно осциллирующими функциями порядок точности указанных методов необходимо ограничивать, из-за невозможности обеспечения A -устойчивости методами Гира третьего порядка и выше [9]. Исследования показывают, что указанная проблема может быть преодолена для автономных систем с помощью гибридных (комбинированных) методов, использующих комбинацию L -устойчивых методов низкого порядка и A -устойчивых методов высокого порядка [10]. Предложенные в [10 – 12] гибридные методы обеспечивают высокую устойчивость при увеличении шага интегрирования и имеют максимальный порядок точности при малых шагах. Указанные гибридные методы основаны на известных неявных одношаговых методах Рунге-Кутты: методе трапеций, симметричном двухстадийном методе 4-го порядка и полностью неявном методе 2-го порядка [13].

Разностные схемы гибридных методов для системы $dx/dt = f(x, t)$, $x(0) = x_0$, $0 \leq t \leq T$ имеют вид

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{2} [(1+\alpha)f_{n+1} + (1-\alpha)f_n]; \quad (1)$$

$$x_{n+\alpha} = x_n + \alpha h f \left(x_{n+\alpha} - \frac{\alpha h}{2} f_{n+\alpha}, t_n + \frac{\alpha h}{2} \right) \quad (2)$$

$$x_{n+1} = x_{n+\alpha} + \frac{(1-\alpha)h}{6} \left\{ f_{n+1} + f_{n+\alpha} + 4f \left[\frac{x_{n+1} + x_{n+\alpha}}{2} - \frac{(1-\alpha)h}{8} (f_{n+1} - f_{n+\alpha}) \right], t_n + \frac{(1+\alpha)h}{2} \right\},$$

где h – шаг интегрирования,

n – целое неотрицательное число,

x_{n+1} , $x_{n+\alpha}$ и x_n – приближенные значения решения СОДУ в точках $t_{n+1} = t_n + h$, $t_n + \alpha h$ и t_n соответственно,

$$f_{n+1} = f(x_{n+1}, t_{n+1}), f_{n+\alpha} = f(x_{n+\alpha}, t_n + \alpha h), f_n = f(x_n, t_n),$$

α – весовой коэффициент ($0 \leq \alpha \leq 1$) экспоненциально подогнанного метода первого порядка точности [14].

Далее $\alpha = \alpha^*(h)$ – возрастающая от 0 до 1 функция шага интегрирования гибридного метода второго порядка [11], в качестве которой целесообразно использовать рациональную функцию

$$\alpha^*(h) = \sum_{i=1}^m a_i (h/h_{\max})^i,$$

где h_{\max} – максимальный шаг интегрирования ($h_{\max} \leq T$), a_i – коэффициенты, определяемые из условий: $\alpha^*(h_{\max}) = 1$, $d^k \alpha^* / dh^k \Big|_{h=h_{\max}} = 0$, $k = 1, 2, \dots, m-1$. Число членов ряда мало: паразитные колебания $A(\pi/2)$ -устойчивого метода полностью подавляются если с небольшим запасом выбрать $m \approx \lg(\tau_{\max} / \tau_{\min})$, где τ_{\max} и τ_{\min} – наибольшая и наименьшая постоянные времени цепи.

В данной работе предпринята попытка расширить область применимости гибридных методов. Для этого доказана их эффективность при решении жестких неавтономных систем, а также систем с сильно осциллирующим решением. Исследована P -устойчивость (устойчивость на мнимой оси) различных численных методов. Подобные исследования в России ранее не проводились, но представляют большой интерес, так как позволяют выяснить эффективность методов при анализе сильно осциллирующих высокочастотных систем и автогенераторов.

Для преодоления трудностей моделирования компонентов электронных цепей, во-первых, разработаны модели, которые обеспечивают приемлемую точность при достаточной простоте и универсальности, во-вторых, обоснованы методы параметрической идентификации, позволяющие реализовать потенциальную точность новых моделей [6 – 8, 15, 16]. Новые модели разрабатывались в первую очередь для наиболее распространенных компонентов – полевых транзисторов, в том числе высокочастотных (с коротким каналом). Важным требованием, предъявляемым к новым моделям, является непрерывность их высших производных, что позволяет использовать методы высокого порядка для численного анализа цепей содержащих такие модели. Для повышения эффективности методов диагностики моделей предлагается уменьшение размерности задачи численной оптимизации за счет введения в физическую модель малых формальных параметров. Для повышения точности моделирования дифференциальных характеристик компонентов предлагается в качестве целевой функции для параметрической оптимизации использовать как погрешность моделирования исходных вольт-амперных характеристик, так и их производных. Для проверки валидности предлагаемых методик дополнительно разработана методика измерения с контролируемой точностью не только вольт-амперных характеристик транзисторов, но и их первых производных.

Полученные результаты и выводы

В работе использовался численный анализ свойств гибридных численных методов решения систем ОДУ, поскольку известные аналитические методы анализа локальной и глобальной погрешностей численных методов разработаны только для линейных разностных схем. Предлагаемая методика численного анализа глобальной погрешности методов решения ОДУ позволяет обосновать эффективность новых методов, так как по зависимости глобальной погрешности от шага дискретизации можно определить как точность метода,

так и его устойчивость. Такая методика дает возможность непрерывно совершенствовать средства автоматизированного анализа цепей.

Результаты исследования P -устойчивости численных методов позволяют обеспечить выбор наиболее эффективных методов для анализа высокочастотных цепей, процессы в которых описываются сильно осциллирующими функциями. Эти результаты являются новыми научными данными и позволяют расширить область теоретических знаний об указанных методах.

Новые модели радиоэлектронных компонентов и методы их диагностики позволяют повысить точность параметрической идентификации как основных, так и дифференциальных характеристик компонентов и дают возможность приемлемого для инженерной практики описания процессов в устройствах, разработанных на основе перспективных технологий. Синтез моделей с малыми формальными параметрами и количественная оценка погрешности моделирования производных вольт-амперных характеристик являются основными элементами новизны.

Известные модели активных нелинейных элементов обеспечивают среднеквадратическую погрешность до 1 – 2% . Поскольку с увеличением порядка производной тока по управляющим напряжениям погрешность увеличивается в 2 – 5 раз, а максимальная погрешность превышает среднеквадратичную в 10 – 20 раз, то применение известных моделей для оценки, например, интермодуляционных искажений 2-го порядка представляется проблематичным. Ситуацию усугубляет высокая сложность существующих моделей, имеющих десятки и сотни параметров, что делает параметрическую оптимизацию практически невозможной. На практике единственным путем преодоления указанных трудностей является применение табличных моделей, основанных на использовании электрических характеристик реальных приборов. Однако табличные модели имеют свои ограничения, например, они не позволяют анализировать температурные свойства реальных цепей.

Разрабатываемая методика, основанная на использовании простых моделей с малым (3 – 5) числом физических параметров, позволяет впервые оптимизировать параметры моделей не только по основным характеристикам транзистора, но и по ее производным.

На практике для компьютерного моделирования используют или табличные или аналитические (компактные) модели. Первые обеспечивают высокую точность, но не масштабируемы, то есть не позволяют моделировать компоненты произвольных размеров. Вторые – масштабируемы, позволяют моделировать температурные зависимости, но для достижения сколько-нибудь приемлемой точности приходится использовать крайне сложные модели, число параметров которых измеряется сотнями (например, BSIM-4). Сложность процедуры идентификации, в свою очередь, приводит к неустранимому противоречию реализации потенциальной точности модели, то есть универсальных моделей полупроводниковых компонентов, по-видимому, не существует. Поскольку объем рынка радиочастотных интегральных схем

соизмерим с ВВП среднеразвитых стран, острая конкуренция в этой области привела к тому, что большая часть моделей транзисторов и программ идентификации их параметров является полностью или частично закрытым программным продуктом.

Разрабатываемая методика позволяет получить с помощью простейших моделей с 3-мя – 5-ю физическими параметрами, по крайней мере, такой же порядок точности моделирования производных вольт-амперных характеристик, что и с помощью сложных моделей с 20-ю – 200-ми параметрами.

Развитие и внедрение инновационных технологий в радиотехнике и электронике невозможно без разработки перспективных методов и моделей, позволяющих с достаточной точностью описать процессы в новых высокотехнологичных устройствах. Таким образом, разработка новых методов моделирования является одним из основных направлений дальнейшего развития средств автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств. Разработка и обоснование новых методов численного анализа цепей и оптимизации нелинейных моделей дает возможность повысить эффективность средств моделирования радиоэлектронных устройств.

Литература

1. Калиткин Н. Н. Численные методы решения жестких систем // Математическое моделирование. 1995. Т.7. №5. С. 8 – 11.
2. Petzold L. R., Jay L. O., Yen J. Numerical solution of highly oscillatory ordinary differential equations // Acta Numerica. 1997. P. 437 – 483.
3. Маничев В. Б., Глазкова В. Н. Методы интегрирования систем ОДУ для адаптируемых программируемых комплексов анализа РЭС // Радиотехника. 1988. №4. С. 88 – 90.
4. Tividis Y.P., Suyama K. MOSFET modeling for analog circuit CAD: Problems and prospects // IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 29, N. 3, P. 210-215, 1994.
5. Maffezzoni P., Codecasa L., D'Amore D. Time-domain simulation of nonlinear circuits through implicit Runge-Kutta methods // IEEE Transactions. Circuits and Systems. 2007. V.54. N.2. P. 391 – 400.
6. Бирюков В. Н. Четырехпараметрическая C-непрерывная компактная модель полевого транзистора. // Известия высших учебных заведений. Электроника – 2008. Т. 13, № 4. – С. 69-71.
7. Бирюков В.Н. Модель барьерной емкости диода с короткой базой. Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2006. Т. 11, № 4. – С. 31-35.
8. Бирюков В. Н., Пилипенко А. М. Исследование трехпараметрической модели высокочастотного полевого транзистора // Известия вузов. Электроника. 2003. № 6. С. 22-26.
9. Бирюков В. Н., Пилипенко А. М. Численный анализ волновых процессов // Математическое моделирование. Т.17, №5, 2005. – С. 123-128.
10. Бирюков В. Н., Пилипенко А. М. Численный анализ жестких узкополосных систем // Радиосистемы: Радиоэлектронные устройства и системы управления, локации и связи, 2002. Вып. 62. №2. С. 36-39.

11. Пилипенко А.М. Методы численного моделирования радиоэлектронных устройств высокой жесткости // Известия вузов. Электромеханика. Спецвыпуск «Радиоэлектронные устройства и системы», 2005. – С. 60-63.
12. Бирюков В. Н. Алгоритм решения обыкновенных дифференциальных уравнений, комбинирующий A - и L -устойчивые методы различных порядков точности // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Естественные науки. 2008. №6. С. 36 – 38.
13. Ракитский Ю. В., Устинов С. М., Черноруцкий И. Г. Численные методы решения жестких систем. М.: Наука. 1979. – 208 с.
14. Холл Д., Уатт Д. Современные численные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений. М.: Мир. 1979. – 312 с.
15. Бирюков В. Н., Пилипенко А.М. Диагностика нелинейных статических моделей диода // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 5. С. 604-610.
16. Пилипенко А.М. Об обусловленности задач параметрической идентификации // Известия Таганрогского государственного радиотехнического университета, 2004. №8 (43) – С. 13-18.

УДК 002.63: 615 471

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ЗАБОЛЕВАНИЙ ЛОБНЫХ ПАЗУХ ПАЦИЕНТА В ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ЛОР-ОТДЕЛЕНИЙ

Н.В.Колыхан, А.П. Самойленко

ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, кафедра РТС

Разработка и исследование принципов построения программного обеспечения эксплуатационных систем в ЛОР-отделениях, предназначенных для контроля и диагностики состояния лобных пазух пациента, алгоритмов цифровой обработки изображения, основанных на математических моделях рентгенограмм/диафаногамм.

На сегодняшний день проблемой разработки медицинских информационных систем (МИС) занимаются различные фирмы и организации. Большой спектр вопросов и методов построения систем, а также готовые решения для внедрения в лечебно-профилактических учреждениях (ЛПУ) различных фирм во всем мире представлены в ежегодных отчетах ассоциации ИДС. Подсистемы единой телекоммуникационной МИС отличаются своей направленностью, спецификой построения для каждого вида деятельности в ЛПУ, поэтому при построении телекоммуникационной системы контроля и диагностики лобных пазух пациента необходимо учитывать то, что для врачей ЛОР-отделений особое место в проведении диагностики занимает визуальная информация.

Постановка задачи: на основе различных методов диагностирования лобных пазух пациента разработать программный комплекс, позволяющий

предварительно обрабатывать изображения, в зависимости от способа диагностирования лобных пазух, подключать тот или иного модуль по обработке результатов полученных изображений, представлять на монитор лечащего врача достаточно полную информацию, которая позволит ему на основе имеющего опыта аналогичных случаев и предыстории болезни пациента поставить однозначный диагноз и назначить лечение.

Анализ рентгеновских и диафанографических изображений лобных пазух пациента и результатов имеющего диагноза, которые были предоставлены кафедрой ЛОР Ростовского государственного медицинского университета, функционирующей на базе городской центральной больницы г. Ростова на Дону, позволил разработать три различных метода диагностирования околоносовых заболеваний:

1. метод экспресс-диагностики на основе статистического анализа относительных коэффициентов интенсивности потока (ОКИП) обратно рассеянного тканями лобных пазух излучения отдельно для левой - $K_{Лл.}$ и правой - $K_{Лпр.}$ лобных пазух в области внутренней трети надбровной дуги передней стенки лобной пазухи, вычисляют коэффициенты по формулам: $K_{Лл./п.} = (I_{общ.} / I_{лев./прав.}) * 100\%$ ($I_{общ.}$ и $I_{лев./прав.}$ - интенсивности потока обратно рассеянного тканями излучения всей передней стенки пазухи и области внутренней трети левой или правой надбровной дуги соответственно). Данные коэффициенты рассчитываются исходя из полученных рентгенограмм и/или диафаногамм.
2. метод на основе представления анализируемых фрагментов рентгенограмм и/или диафаногамм лобных пазух пациента в виде матрицы $M \times N$ значений яркостей пикселей исследуемого участка изображения. При этом математическая модель представления изображения позволяет применить порядковую логику, на основе которой можно выделить существенные для диагностики параметры: области максимальной и минимальной яркости, математическое ожидание, дисперсию и медиану. Путем их сравнения между собой определяется состояние пациента.
3. метод на основе сравнения между собой сравнение фрагментов рентгеновского/диафанографического изображения, а именно правой, левой лобные пазухи, правой и левой глазницы на основе плотности распределения вероятности яркости изображения. Сравнение гистограмм диагностически-информативных участков изображения лобных пазух позволяет сделать вывод о состоянии пациента.

Однако перед тем, как производить те или иные действия над изображением необходимо оценить достоверность и качество снимка и произвести цифровую обработку изображения, направленную на улучшение отображения исследуемых фрагментов изображений. Кроме того, мнения врачей-экспертов в результате проведенного анализа должно учитываться в последующих обследованиях других пациентов, это позволит построить самообучающуюся систему, поэтому данная экспертная программное обеспечение должно работать на основе алгоритмов искусственного интеллекта

и использовать информацию, заранее полученную от специалистов-экспертов, то есть должна удовлетворять следующим параметрам:

- распознавать диагностически-информативные фрагменты изображения;
- содержательно интерпретировать изображение;
- выполнять операции обработки изображений;
- выполнять операции логических выводов на основе формализованных знаний и результатов обработки изображений, строить и проверять гипотезы;
- анализировать промежуточные результаты работы системы и принимать решения о дальнейших действиях;
- анализировать запрос пользователя, поддерживать диалог с ним, документировать действия системы и формировать пояснения пользователю;
- пополнять базу данных системы новыми сведениями и изображениями при любой попытке диагностирования с помощью данной системы.

Учесть данные задачи получилось при построении укрупненного алгоритма функционирования программного комплекса для мажоритарного обоснования результатов диагностики с учетом проведенных исследований, который представлен на рисунке 1.

Таким образом, данное программное обеспечение для эксплуатационных систем ЛОР-отделений позволит учесть историю болезни пациента, аналогичные случаи подобных заболеваний, минимизировать влияние субъективного мнения врача-диагноста, ускорить процесс принятия решения по назначению лечения пациенту.

УДК 004.056.52

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В АСПЕКТЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СОЦИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

П.В. Харечкин

*Ставропольский государственный университет, г. Ставрополь, ул. Пушкина, 1,
8(8652)35-34-95, amirtimur@gmail.com*

В статье проведен анализ методов управления доступом в рамках системного подхода к обеспечению безопасности социотехнических систем. Предложена организация активного управления доступом на основе среды радикалов.

Задачи обеспечения безопасности компьютерной информации возникли в 70-х годах в связи с созданием и внедрением автоматизированных информационных систем в процессы информационного обеспечения деятельности крупных и средних предприятий и организаций. Именно в то время появились первые работы по политике и моделям защиты компьютерной информации.

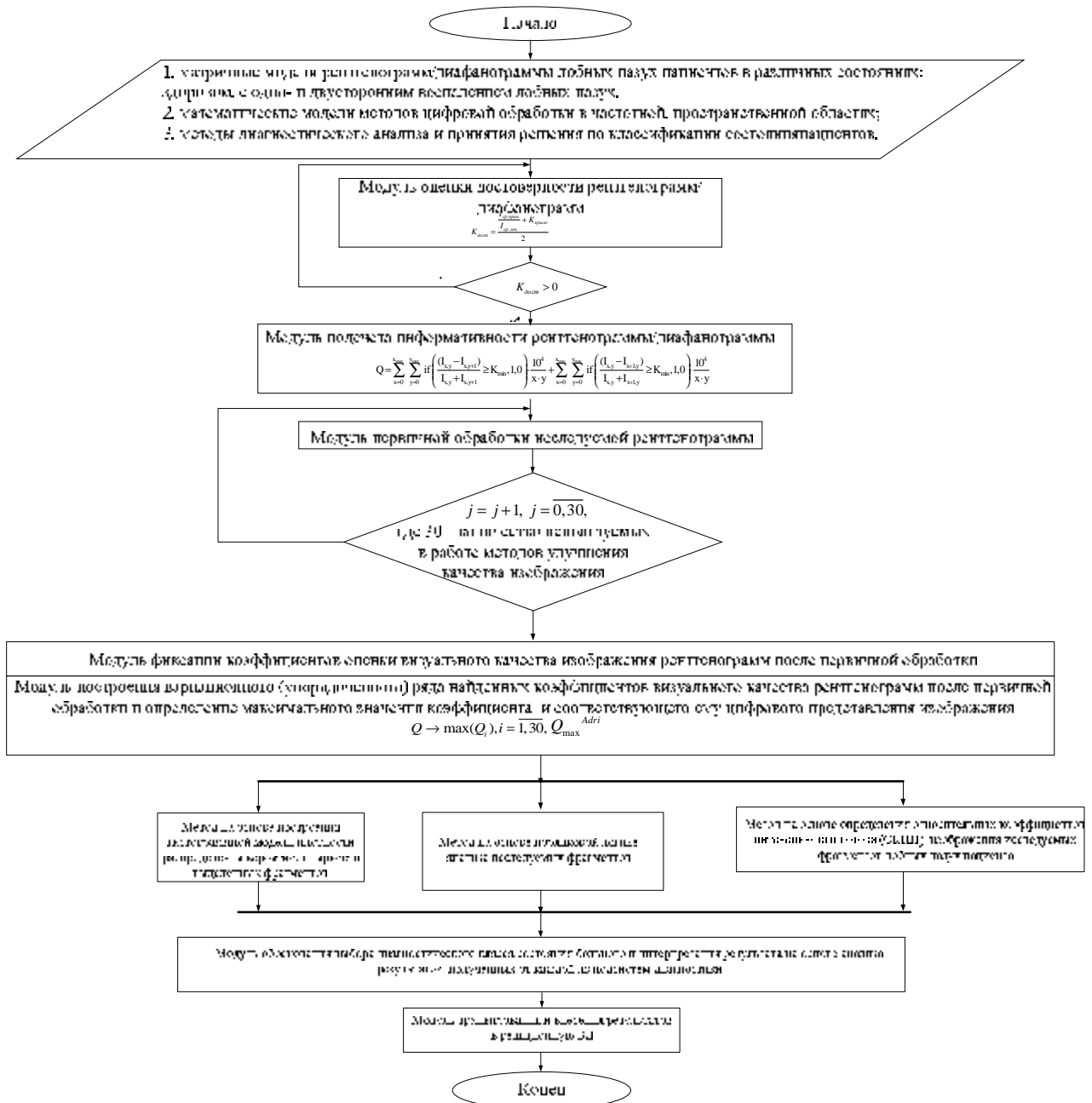


Рисунок 1. - Алгоритм функционирования программного комплекса для диагностирования лобных пазух пациента на основе рентгенограммы/диафаногаммы.

Несмотря на то, что к настоящему времени разработано и апробировано в практической реализации большое количество различных математических моделей безопасности компьютерных систем (КС), все они основываются на следующих методах управления доступом [1]:

- дискреционных;
- мандатных;
- ролевых.

Конкретная модель безопасности детализирует и формализует общий принцип разграничения доступа на основе одной из указанных политик, а иногда некоторой их совокупности.

Исторически данные методы развивались вместе с КС и на каждом из этапов соответствовали тому, насколько данные КС были включены в процессы обработки информации.

Анализ позволяет провести соответствие между этапами развития КС и указанными типами моделей разграничения доступа, основанное на использовании понятий ресурсов, полномочий и функций.

Дискреционные модели описывают безопасность с помощью тройки <субъект, объект, доступ>, что говорит о том, что данный исторический тип моделей позволяет оперировать определенному субъекту с определенным ресурсом.

Мандатные модели описывают безопасность с помощью задания ресурсам и субъектам доступа уровней конфиденциальности, то есть присваивают определенные полномочия.

В ролевых моделях основным понятием является роль как совокупность функций субъекта, характеризующихся полномочиями по оперированию с определенным ресурсом.

Характеристика методов разграничения доступа на основе понятий ресурсов, полномочий, функций дана на рисунке 1.

В соответствии с современными тенденциями развития информационного менеджмента современное предприятие описывается как социотехническая система (СТС), представляющая взаимосвязанную совокупность трех подсистем: социальной, информационной, технической [2]. Данные обстоятельства вытекают из предпосылки, согласно которой предприятие рассматривается с точки зрения декомпозиции по функциям и задачам и описывается как совокупность бизнес-процессов различных уровней иерархии, реализующих BPM (Business Process Management) как управляющую методологию [3].

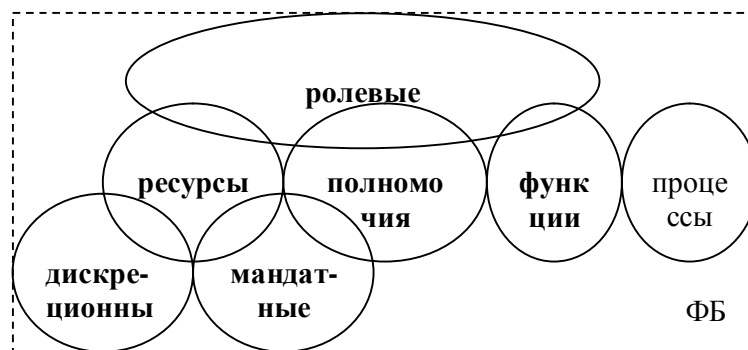


Рисунок 1 – Соотношение моделей разграничения доступа на основе понятий ресурсов, полномочий и функций

Как видно из рисунка 1, классические модели описывают управление доступом как взаимосвязь ресурсов, полномочий и функций и основываются, таким образом, на организационно-штатной структуре и структуре информационных ресурсов предприятия. Данная взаимосвязь является статической и не учитывает появления в СТС конфликтов, возникающих при динамичном изменении процессов и, соответственно, полномочий субъектов на доступ к ресурсам системы, потому что в данном случае система управления доступом разрабатывается на этапе проектирования СТС и принципиально не меняется в процессе жизненного цикла. А такие конфликты возникают постоянно при функционировании реальной СТС, и их необходимо решать в реальном масштабе времени, чтобы обеспечить функциональную стабильность и устойчивость СТС для выполнения наложенных на нее критичных функций, то есть обеспечивать функциональную безопасность данной СТС.

Таким образом необходимо разрабатывать систему управления доступом не только на основе организационно-штатной структуры предприятия и структуры его информационных ресурсов, но и на основе протекающих бизнес-процессов, то есть процессов выполнения функций и задач СТС, что в свою очередь будет соответствовать современным положениям концепции ВРМ. Отличия указанных подходов представлены на рисунке 2.

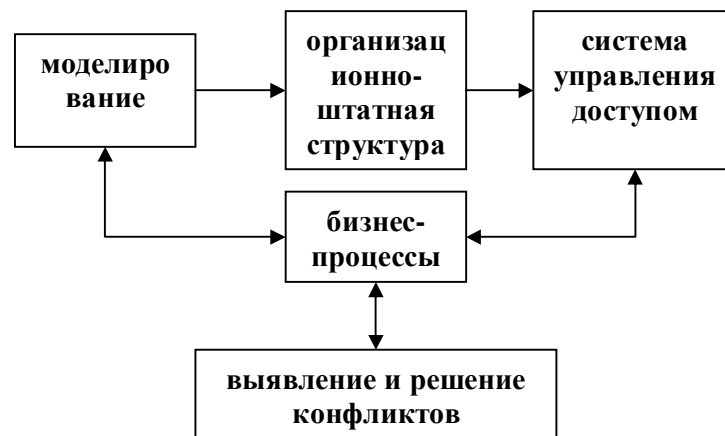


Рисунок 2 – Статическое и динамическое управление доступом

Для решения поставленной задачи предлагается создание гибких механизмов и технологий, использующих возможности языка схем радикалов [4], ориентированного на решение проблемных вопросов информационно-системной безопасности сложных систем.

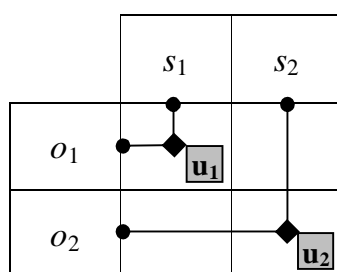
Среда радикалов описывает взаимодействия уникамов, контейнеров и ультраконтэйнеров и имеет широкие перспективы в разработках моделей разграничения доступа ввиду модульного подхода композиции и декомпозиции множества уникамов. Вследствие чего выдвинем рабочую гипотезу о возможности описания активного управления доступа следующими утверждениями:

- контейнер есть функция, по выполнению которой происходит реорганизация прав (деактивация операций);

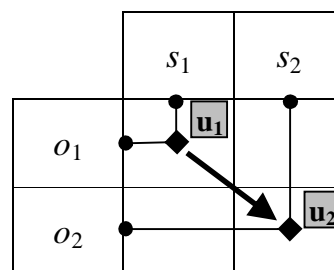
- если контейнер есть функция, то уникам не что иное, как компонента отношения субъект-объект $\langle s, o \rangle$ (активация операций), что представлено на рисунке 3а;

- отношение уникам-уникам $\langle u_0, u_1 \rangle$ есть задача а, что представлено на рисунке 3б;

- функция есть набор задач $f(a, a, \dots, a)$;



а) Формализация уникамов в субъектном подходе



б) Формализация задачи в субъектном подходе

Рисунок 3 – Формализация уникамов и задач в субъектном подходе

- тип переменных задач есть "объект", но не редуцированный объект;
 - в u_0 субъект s редуцируется до объекта o в отношениях субъектов s - s ;
 - ультраконтейнер есть ультраоператор функциональных подсистем, то есть ультраконтейнер и есть процесс управления суммой задействованных функций.

Предложенное моделирование на основе среды радикалов позволяет организовать активное управление доступом, которое соответствует как статичной организационно-штатной структуре предприятия, так и динамичной совокупности бизнес-процессов, что, в свою очередь, предполагает решение конфликтов, возникающих в процессе функционирования реальной СТС.

Литература

1. Н.А. Гайдамакин Разграничение доступа к информации в компьютерных системах. – Издательство Уральского ун-та, 2003. – 328 с.
2. С.В. Волобуев Философия безопасности социотехнических систем: информационные аспекты. – М.: Вузовская книга, 2004. – 360 с.
3. Д.В. Александров, А.В. Костров, Р.И. Макаров, Е.Р. Хорошева Методы и модели информационного менеджмента. – М.: Финансы и статистика, 2007. – 336 с.
4. А.В. Чечкин Обеспечение информационно-системной безопасности сложной системы на основе среды нейрорадикалов ее проблемной области // Нейрокомпьютеры: разработка и применение, Том 1, 2008, №7. – С 12-19.

УДК 681.3.016

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИЗУАЛЬНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ В СРЕДЕ LABVIEW ДЛЯ АНАЛИЗА КАЧЕСТВА СКРЕМБЛИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ СЛОВЕСНОЙ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ

В.Т.Корниенко

ТТИ ЮФУ, г. Таганрог, кафедра РТС

Использование в учебном процессе современных информационных технологий предоставляет большие возможности для использования новых средств и способов обучения. Применение компьютерных средств исследования характеристик систем основано на тенденции использования технологии виртуальных приборов. В настоящее время из представленных на рынке аппаратно-программных средств автоматизации измерительных процедур активно внедряется в научные исследования и учебный процесс в ТТИ ЮФУ прикладной программный пакет LabVIEW.

При изучении разделов дисциплин «Физико-математические основы системотехники», «Теория электрической связи», «Инженерно-техническая защита информации» на кафедре РТС радиотехнического факультета важным аспектом является получение студентами практических навыков в принципах построения технических средств, обеспечивающих надежную защиту информации в системах радиосвязи. Эту задачу помогает решить технология создания виртуальных приборов в среде LabVIEW. По сравнению с средствами цифровой радиосвязи, где применимы методы криптографии получивших широкое распространение, обеспечивая достаточно высокую степень защиты информации от несанкционированного доступа, в аналоговых радиостанциях, гарантированная защита информации обеспечивается неразборчивость передаваемой информации при прослушивании ее посторонними с помощью обычных аналоговых радиостанций или сканирующих приемников. Оптимальным решением этой задачи является использование аналоговых скремблеров. При скремблировании возможно преобразование речевого сигнала по трем параметрам: амплитуде, частоте и времени. Однако в системах подвижной радиосвязи практическое применение нашли в основном частотные и временные преобразования сигнала, а также их комбинации.

При частотных преобразованиях сигнала в средствах подвижной радиосвязи чаще всего используются следующие виды скремблирования: частотная инверсия сигнала; разбиение полосы частот речевого сигнала на несколько поддиапазонов и частотная инверсия спектра в каждом относительно средней частоты поддиапазона; разбиение полосы частоты речевого сигнала на несколько поддиапазонов и их частотные перестановки.

При временных преобразованиях производится разбиение сигнала на речевые сегменты и их перестановки во времени. При этом, в основном,

используются два способа закрытия: инверсия по времени сегментов речи; временные перестановки сегментов речевого сигнала.

Комбинированные методы преобразования сигнала предполагают использование одновременно нескольких различных способов скремблирования. Дополнительное повышение уровня закрытия информации обеспечивается изменением параметров преобразования сигнала во времени в динамических скремблерах, называемых роллинговыми скремблерами [1]. Их применение затрудняет возможности перехвата переговоров в реальном масштабе времени, что объясняется резким увеличением количества ключей при изменении ключевых параметров во времени. Ключом может быть начальное значение генератора псевдослучайной последовательности, в соответствии с которой меняется определенный ключевой параметр. Для способов частотного преобразования сигнала изменяемыми ключевыми параметрами могут быть частота инверсии, частота разбиения полосы сигнала, комбинация частотной перестановки поддиапазонов сигнала.

Большинство известных аналоговых речевых скремблеров сохраняют остаточную разборчивость. В прослушиваемом речевом сигнале, защищенном скремблером, сохраняется информация о темпе речи, некоторых слогах, паузах между словами и пр.

Целью работы является создание лабораторного практикума на основе технологии виртуальных приборов LabVIEW для выполнения следующих задач:

- записи речевых сигналов, вводимых в компьютер с помощью микрофона, и анализа их временных и спектральных свойств;
- осуществление различных видов скремблирования/дескремблирования речевых сигналов;
- оценка качества скремблирования на основе формализованного метода оценки словесной разборчивости речи.

Используя среду LabVIEW для создания виртуальных приборов [2], проанализирован сформированный виртуальный прибор записи речевого сигнала с микрофона, выбор и осуществление заданного вида скремблирования полученного сигнала с отображением временных реализаций сигналов и их спектров, как до скремблирования, так и после осуществления скремблирования. Осуществление записи скремблированного речевого сигнала позволяет осуществить с помощью созданного виртуального прибора анализ качества закрытия речи на основе метода оценки словесной разборчивости [3]. Формализованный в виртуальном приборе алгоритм оценки словесной разборчивости выглядит так.

Спектр речи разбивается на N частотных полос и для каждой i -й ($i = 1 \dots N$) частотной полосы на среднегеометрической частоте определяется формантный параметр, характеризующий энергетическую избыточность составляющей речевого сигнала. Для каждой i -й частотной полосы определяются:

- весовой коэффициент, характеризующий вероятность наличия формант речи в данной полосе;

- коэффициент восприятия формант слуховым аппаратом человека, представляющий собой вероятное относительное количество формантных составляющих речи, которые будут иметь уровни интенсивности выше порогового значения;
- спектральный индекс артикуляции речи R.

Рассчитываемый интегральный индекс артикуляции речи позволяет оценить вначале слоговую, а затем словесную разборчивость [3-4].

Лицевая панель виртуального прибора для оценки словесной разборчивости речевого сигнала приведена на рис.1, а диаграммная панель – на рис.2. Как видно, на диаграммной панели использованы вложенные приборы для чтения звукового файла с диска, для расчета спектра и для оценки словесной разборчивости. На приведенном примере использован считанный с диска файл не скремблированного речевого сигнала, о чем свидетельствует достаточно высокая оценка словесной разборчивости. При проведении экспериментов над скремблированными речевыми сигналами оценка словесной разборчивости в зависимости от типа применяемого скремблирования уменьшается, что свидетельствует о неразборчивости речи.

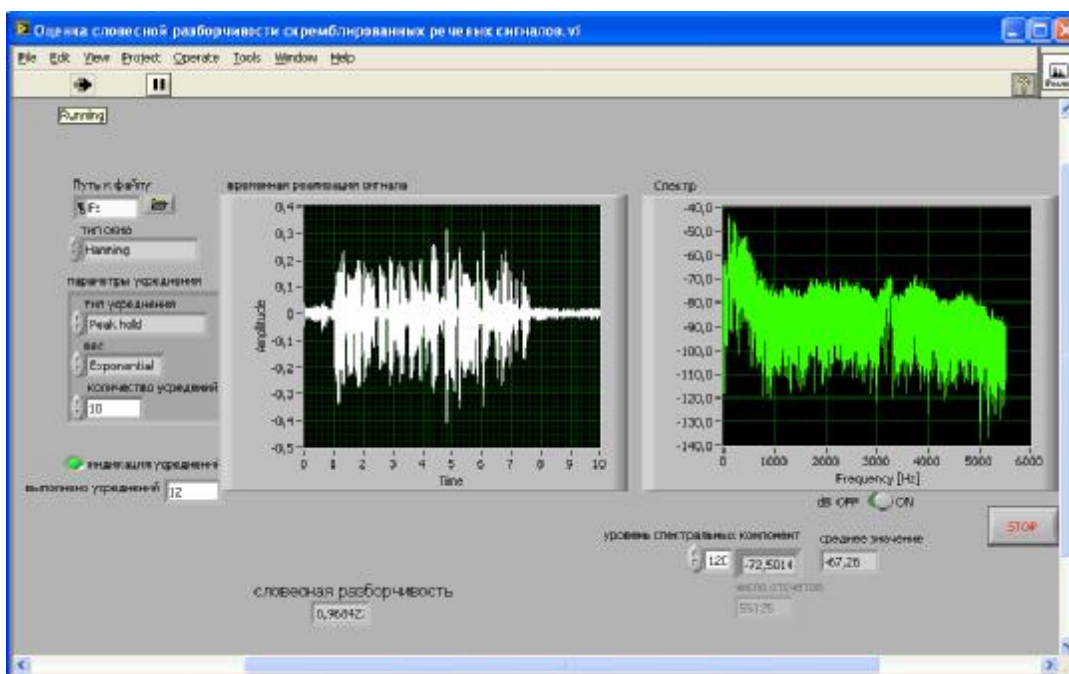


Рис.1. Лицевая панель виртуального прибора оценки словесной разборчивости речевого сигнала

Структура трех лабораторно-практических занятий одинакова, требует предварительного знакомства с основами программирования в LabVIEW и содержит краткие теоретические сведения, исследование принципа построения и создания виртуального исследуемого устройства, а также контроль усвоения материала по контрольным вопросам.

Таким образом, использование новых информационных технологий в инженерном образовании позволило реализовать лабораторный практикум для исследования принципов построения аналоговых скремблеров речевых сигналов и оценки словесной разборчивости защищаемых данных.

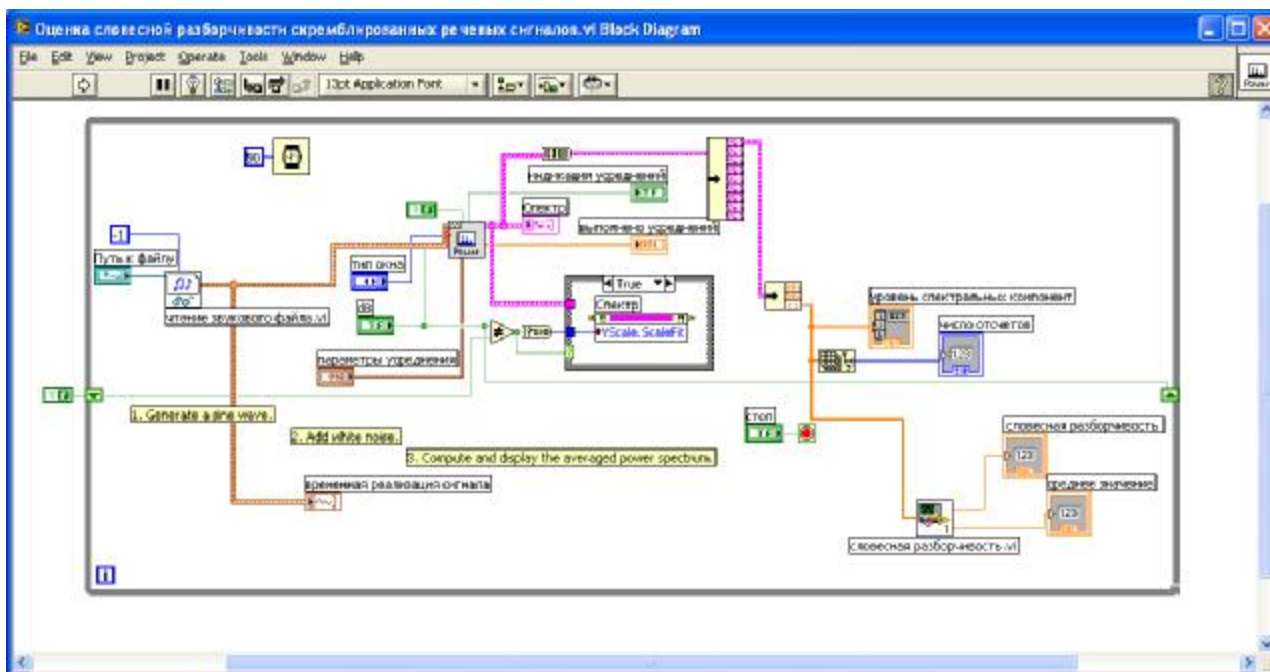


Рис.2. Диаграммная панель виртуального прибора оценки словесной разборчивости речевого сигнала

Литература

1. Овчинников А.М. Методы защиты информации в системах конвенциональной радиосвязи. <http://www.sagatelecom.ru/section2775/index.html>.
2. Бутырин П.А., Васьковская Т.А., Каратаев В.В., Материкин С.В. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW7. М.: ДМК-пресс.2005.
3. Железняк В. К., Макаров Ю. К., Хорев А. А. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации.
4. ГОСТ Р 50840-95. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости.

БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.

А.В. Чуйков*, А.П. Самойленко**

*Таганрогский авиационный научно-технический комплекс и.м. Г.М. Бериева, тел. (8634)-390890,

***Таганрогский технологический институт Южного Федерального Университета, кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, тел. (8634)-371637.*

Основным методом оценки состояния фрагментов летательного аппарата (ЛА), является изучение нагрузок различного типа, воздействующих на ЛА, и измерение деформации (напряжённости) 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 элементов конструкции. Испытателю, совместно с конструкторами отдельных агрегатов, необходимо априорно выбрать их расположение и число. Элементы конструкции, находящиеся в сложно-напряжённом состоянии, требуют для определения компонентов напряжений и моментов (M_x, M_y, M_z) измерений относительных деформаций, по крайней мере, в трёх направлениях. (по осям O_x, O_y, O_z). 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 [2].

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

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

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

где, e_{ij} - сигнал от i -го датчика j -ой зоны при действии на агрегат Q_i нагрузки;

a_{ij} - постоянный тарировочный коэффициент i -го датчика в j -ой зоне;

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

$$e_i = \sum_{j=1}^m a_{ij} \cdot Q_j,$$

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

$$S_i = \sum_{i=1}^n a_{ij} \cdot e_i .$$

Сравним характеристики современных систем измерений деформаций (см. Табл. 1). На основании мониторинга особенностей реализации информационно-измерительных систем, предназначенных для контроля и диагностики состояния объектов повышенной надёжности, осуществим попытку классификации принципов организации систем:

1. *Система непрерывной регистрации* измерительной информации позволяет повысить точность и достоверность при контроле параметров, однако это чаще всего приводит к значительной избыточности информации и неоправданно большим аппаратным и временным затратам на ее хранение и обработку [3, 4, 5].

2. *Система допускового контроля* для решения задач измерения параметров и контроля состояния ЛА в реальном времени. Структура такой системы предполагает привнесение извне некоторого эталона или системы мер (допусковые зоны или опорные графики). Для каждого типа изделия контроль и оценка состояния должны производиться индивидуально с установлением фактических диагностических нормативов по каждому из контролируемых параметров. Однако, если на практике нормативные значения параметров неизвестны, то необходимы дополнительные эксперименты по установлению их эмпирических значений, либо необходимо разрабатывать и использовать специальные методы безэталонного контроля [3, 4].

3. *Система централизованного контроля* ЛА на основе циклического опроса датчиков посредством центральной станции контроля (АРМ оператора) опрашивает контролируемые параметры с заданной последовательностью, например, согласно порядковых номеров каналов коммутации, и в течение цикла анализа состояния исследуемого объекта контролю подвергаются все контролируемые параметры. Однако, при таком сборе информации отсутствует функциональная зависимость между заданной программой обслуживания контролируемых параметров и их состояниями, что не отражает динамическое состояние ЛА, делает систему инерционной, приводит к излишней информационной избыточности, “старению” информации за цикл и снижению достоверности контроля [6, 7].

4. Информационно-вычислительная система, реализующая принцип *усреднения значений за период измеряемого параметра*, требующая больших объемов информации для получения приемлемых по точности результатов [6]. Высокая стоимость комплексных испытаний, ограниченность времени испытаний, с одной стороны, и наличие избыточных, дублирующих данных с другой стороны, приводят к необходимости оптимизировать объем измерительной информации. Эта проблема может быть решена путем сжатия избыточных данных и разработки специальных методов обработки статистических данных ограниченного объема.

Построение интегрированных систем контроля и диагностики требуют больших затрат по организации каналов и каналообразующих средств. Что в свою очередь потребует больших усилий по обеспечению помехоустойчивости, метрологической чистоты и достоверности результатов измерений.

Таблица 1 – Сравнительный анализ современных информационно-измерительных систем

| Параметры сравнения | ВЕТА-AIR (г.Таганрог) | Месстехник- НВМ (г.Москва) | Исследовательский центр «Омега» (г.Казань) | НПО машиностроения (г. Реутов) |
|--|---|---|---|--|
| Функции измерительной системы | Регистрация и обработка аналоговых и дискретных сигналов при наземных и летных испытаниях, как автономно, так и в составе других измерительных комплексов | Комплекс предназначен для проведения натурных испытаний самолетов, подвергающихся циклическим нагрузкам, в условиях испытательного зала | Предназначен для контроля и регистрации параметров при проведении статических испытаний | Предназначены для сбора данных с датчиков, а также для управления программируемым калибратором, для контроля сигналов управления и мониторинга значений параметров в виде токов и напряжений |
| Быстродействие системы | От 0,001 до 1000 кГц/канал | До 10000 каналов в 1 с | 20 измерений в секунду | 100 мс при 100 контролируемых параметрах |
| Количество одновременно записываемых каналов | От 1 до 2048 | Синхронное измерение показаний датчиков по 256 каналам | До 100 каналов | От 1 до 8 зон нагрева при количестве измеряемых параметров от 1 до 12 |
| Способ объединения в единую сеть | Ethernet 10/100, RS232 | USB, Ethernet | RS232 | Нижний уровень объединен с АРМ системного оператора RS-485, а компьютеры верхнего уровня по Ethernet |
| Разрядность АЦП | От 12 до 24 | От 16 до 24 | 16 | От 8 до 12 |
| Программное обеспечение | На базе National Instruments LabView | ПО для MGCplus фирмы Catman, DIAdem (National Instruments), BEAM (AMS) и других фирм | Программное обеспечение на базе языка программирования C/C++ | На нижнем уровне С, на верхнем уровне ПО на базе National Instruments LabView |

Продолжение таблицы 1

| Точность измерения параметров изделия | Нет сведений | Нет сведений | 1-3 % | Не ниже 0,1% |
|---|--|--|---|---|
| Алгоритм сбора информации | Зарегистрированные в ходе испытаний параметры записываются на жесткий диск или передаются на центральный компьютер | Зарегистрированные в ходе испытаний параметры записываются на жесткий диск или передаются на центральный компьютер | Усредненные данные каждого периода регистрации записываются на жесткий диск центрального компьютера | В зависимости от эксперимента |
| Представление оператору измеренных данных | В виде графиков и таблиц, удобных для их анализа | В виде графиков, таблиц, и различных необходимых вычислений, а также наличие статистических модулей | Представление в виде графиков, шкал представления информации | Представление в виде графиков, шкал представления информации |
| Калибровка | Информация отсутствует | Установка точки нуля автокалибровка с шунтом, реакция системы о повреждении кабеля | Информация отсутствует | Гибкая настройка системы осуществляется процедурой «Конфигурирование системы» |
| Возможность наращивание и модификации системы | Поддерживается | Поддерживается | Не поддерживается | Возможность существует |
| Архивирование результатов эксперимента | Да | Да | Да | Да |

Следует отметить, что 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, работа быстродействующей микропроцессорной тензосистемы в аэродинамической трубе Т-203 (ФГУП «СибНИА им. С.А. Чаплыгина») при измерении пульсаций давлений [9].

Выходом из данной ситуации является применение беспроводных телекоммуникационных систем, спроектированных с учётом условий распространения радиоволн в условиях наличия металлических конструкций.

Постановка задачи.

Заключается в создании иерархической телекоммуникационной сети по объединению топологически распределённых контроллеров, осуществляющих децентрализованную функцию сбора, обработки и оценки прочностного состояния исследуемой конструкции, на основе применения информационных технологий беспроводной связи.

На наш взгляд, к достоинству такой беспроводной многоканальной системы можно отнести её реализацию на программируемой электронной базе, малое и управляемое энергопотребление, наличие чувствительных датчиков в виде тензорезисторов. Однако, циклический мониторинг сбора, обработки первичных данных, не связанных с динамикой контролируемых процессов, может привести к временной и информационной избыточности данных и к их возможному «старению».

Предполагаемое решение.

Синтез архитектуры телекоммуникационной сети контроля прочностного состояния фюзеляжа, невозможно без модели 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 приравняем 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 выбор топологии размещения датчиков основан на:

- линейной зависимости деформации датчика от нагрузки;
- постоянной устойчивости в пределах контролируемых нагрузок. Число датчиков определим как

$$N = \sum_{j=1}^l n_j,$$

где l - число топологических областей, n_j – число датчиков в j – ой области, которые определены на основании эвристической модели.

Каждый контролируемый параметр отображается аналоговым и цифровым измерительными трактами с целью повышения точности, компенсации помех и дрейфа усилителя. Тензомост питается двухполярным импульсным источником питания, что позволяет так же повысить чувствительность за счет увеличения

амплитуды импульсов питания, подбором их величины скважности. Принципиальным отличием предполагаемой системы от известных, является реализация метода безэталонного контроля [2], в базисе математического инструментария порядковой и пороговой логики [10]. 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 экстремальных значений прочностных напряжений от допусковых зон. При наличии равенства или превышений организуется контроллером внешних прерываний (КП) спорадический режим передачи: подается питание на трансивер (Тр), затем формируется адрес топологической области тензодатчиков и значений превышений прочностного напряжения от допусковых или же передаётся весь массив базы данных, отображающий состояние j-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 организации беспроводной сети. 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. Возможен и широкоэмиттерный 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.

При превышении допустимых значений основных параметров исследуемого объекта, возможна передача сигналов аварийного разгрузки системам автоматизированного нагружения. Это позволит сохранить объект испытаний от разрушения.

Выводы.

В данной работе осуществлён классификационный мониторинг информационно-измерительных систем для оценки статического состояния фрагмента высоконадёжных объектов, позволивший обосновать актуальную необходимость постановки задачи по разработке принципов построения беспроводных систем контроля и диагностики.

Создание таких систем позволит реализовать децентрализованные технологии сбора, обработки, хранения и транспортировки данных о состоянии объекта и повысит надёжность и достоверность сети в целом.

Применение стандартизированных технологий ИЕЕ 802.15.4 позволит сократить сроки разработки системы и её реализацию.

Литература

1. Гудков А.И., Лешаков П.С. Методы и техника летных испытаний самолетов на прочность. М.: Машиностроение, 1977 г. – 248 с.
2. 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.
3. Адгамов Р.И., Берхеев М.М., Заляев И.А. Автоматизированные испытания в авиасторении /. – М.: Машиностроение, 1989. – 232 с.
4. Белонов А.Н., Солодихин Г.М., Солодовников В.А. и др. Натурный эксперимент: Информационное обеспечение экспериментальных исследований /; Под ред. Н.И. Баклашова. – М.: Радио и связь, 1982. -304 с.
5. Гайдышев А.И. Анализ и обработка данных: специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 752 с.
6. Статистические испытания на прочность сверхзвуковых самолетов. А.Н. Баранов, Л.Г.Белозеров, Ю.С. Ильин, В.Ф. Кутыков. М.: Машиностроение, 1974 г. - 344 с.
7. Наумов В., Наумов А., Барбашов В. Автоматизация прочностных испытаний несущей системы вертолётов. / СТА, №4, 1999 г., с 33-40.
8. Ананский М., Бобров А., Быкадоров А., Вознесенский Н., Долгова А. Автоматизированная система контроля теплопрочностных испытаний продукции / СТА, №1, 2002 г., с.32-35.
9. Контроль. Диагностика №7. 2006 г. Журнал.
10. Самойленко А.П., Буряк А.В., Гончаров И.И. Технологии синтеза и верификации статистических моделей параметров летательных аппаратов в базе эмпирических данных критически малых выборок. //Сб-к докладов VI конференции о гидроавиации «Гидроавиасалон–2006». Ч.1 – М.: 2006, с. 72-78.

УДК 621

РЕШЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ В РАДИОСИСТЕМАХ В НЕЙРОСЕТЕВОМ ЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ¹

С.Н. Данилин, М.В. Макаров, С.А. Щаников

*Муромский институт Владимирского государственного университета, г. Муром,
Владимирской обл., ronecry@yandex.ru*

Синтезирована двухслойная нейронная сеть для решения нелинейных дифференциальных уравнений второго порядка с нелинейностями типа: x^2 ,

¹ Данная работа была выполнена при поддержке гранта РФФИ №06-08-01514

$1-x^2$, $\exp(x)$. Приведены данные о погрешности решения и быстродействии работы нейронной сети по сравнению с классическими методами.

Для работы современных радиосистем с малой динамической ошибкой необходимо вырабатывать управляющее воздействие с учетом изменяющихся параметров управляемого объекта. Осуществление этого процесса включает в себя задачу решения нелинейных дифференциальных уравнений, как минимум, второго порядка. Традиционные численные алгоритмы решения нелинейных дифференциальных уравнения либо не позволяют достичь необходимой точности результата, либо требуют недопустимо большого времени для своей работы [1]. Целью данной работы является определение возможностей нейронных сетей для решения возникающих проблем [2].

Пусть имеется задача, решаемая в радиосистеме (рис.1), которая описывается нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка в операторной форме (1):

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{Af(x)}{p(p+L)}, \quad (1)$$

где $A, L = \text{const}$;

$f(x)$ - нелинейная функция.

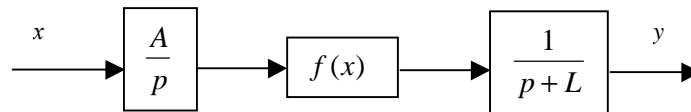


Рис. 1. Нелинейная динамическая система второго порядка

Решение уравнения (1) представляет собой сложную задачу, решаемую только численными методами, например, Рунге-Кутта, Эйлера, Тейлора [1]. Найдем решение данного уравнения в нейросетевом логическом базисе для трех типов нелинейности, часто встречающихся на практике:

I. $f(x) = x^2$; (2)

II. $f(x) = 1 - x^2$; (3)

III. $f(x) = \exp(x)$. (4)

В качестве инструментального средства воспользуемся пакетом прикладных программ Neural Network Toolbox версии 4, функционирующим под управлением ядра системы Matlab версии 6.5.

В подсистеме Simulink построим модель (рис. 2), адекватную выражению (1).

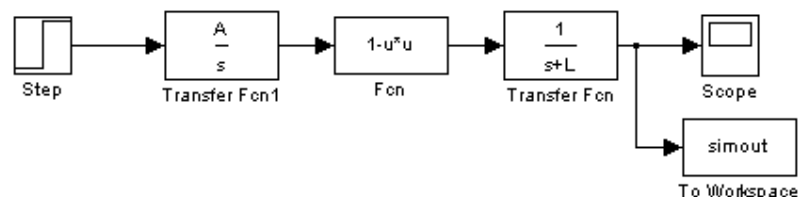


Рис. 2. Динамическая модель системы

В процессе работы подсистемы Simulink находятся численные решения уравнения (1), которые будут использоваться в качестве обучающей выборки для нейронной сети.

Входной сигнал нейронной сети – это матрица, состоящая из векторов: $x = [x_1; \dots; x_i; \dots; X]$; $a = [a_0; \dots; a_i; \dots; A]$ и $l = [l_0; \dots; l_i; \dots; L]$. Для трех типов нелинейности они имеют следующие значения:

I. $x = [0,05; 0,1; 0,15; 0,20; 0,25]$, $a = [5; 10; 15; 20]$, $l = [1; 2; 3; 4]$, $J = 64$

II. $x = [0,2; 0,4; 0,6; 0,8]$, $a = [0; 5; 10; 15]$, $l = [0; 2; 4; 6; 8]$, $J = 80$.

III. $x = [0; 1; 2; 3; 4]$, $a = [2,75; 2,77; 2,79; 2,81; 2,83]$, $l = [0; 1; 2; 3; 4]$, $J = 125$.

Выходной сигнал нейронной сети – набор векторов аппроксимированных нейронной сетью дискретных решений дифференциального уравнения на заданных интервалах x .

Желаемый выходной сигнал нейронной сети – это набор нормированных решений дифференциального уравнения второго порядка, полученный с помощью моделирования в Simulink при указанных значениях x , a , l .

Структуры нейронной сети следующие: полносвязные двухслойные прямого распространения; количество нейронов во втором слое равно количеству дискретов решения уравнений второго порядка; количество нейронов в первом слое представляет собой варьируемый параметр.

Функция активации должна быть нелинейной и монотонной с вещественным выходным сигналом. Для случаев I и III наилучшие результаты достигаются при использовании сигмоидной функции

$$y_i = \log \operatorname{sig}(B \cdot q_i), \quad (4)$$

(где q_i – аналоговый выход каждого нейрона),

а для II - функция арктангенса

$$y_i = \frac{2}{\pi} \arctg(B \cdot q_i) \quad (5).$$

Сигнал ошибки решения нейронной сети определяется как разность между желаемым и действительным выходными сигналами в дискретный момент времени $E_j = Y_j - \hat{Y}_j$.

Функционалом оптимизации сети будет функция ошибки сети, минимум которого необходимо найти. В качестве таких функционалов можно использовать минимум суммы квадратов функции ошибки $\hat{O} = \min \sum_{j=0}^{21} (Y_j - \hat{Y}_j)$.

Методом поиска экстремума функционала оптимизации является модифицированный метод градиентного спуска.

Выбор начальных условий производится случайным образом из диапазона значений входного сигнала.

Нейронные сети обучались в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox, входящих в Matlab.

В качестве функции обучения использовался алгоритм Левенберга-Марквардта, дополненный регуляризацией по Байесу, реализованный в Neural

Network Toolbox. Данный алгоритм находит широкое применение при решении задач аппроксимации нелинейных зависимостей. Он выполняет процедуру обучения, если функции взвешивания, накопления и активации имеют производные. В отличие от других алгоритмов здесь используется метод регуляризации, который позволяет успешно справиться с проблемой переобучения путем минимизации комбинированного функционала качества обучения, учитывающего не только сумму квадратов ошибок обучения, но и квадраты весов. Для вычисления якобиана функционала качества по переменным веса и смещения применен метод обратного распространения ошибки [2].

В качестве такого функционала оптимизации использована сумма квадратов отличий значений цели и значений, полученных с помощью нейронной сети (SSE).

На вход обучаемой сети подавалась матрица X размерностью $3 \times J$, целями являлась матрица Y размерностью $21 \times J$.

Зависимость значения функционала вторичной оптимизации от количества нейронов в первом слое показана в таблице 1.

Решение дифференциального уравнения второго порядка двухслойной нейронной сетью с 10 нейронами в первом слое показано на рисунках 3,4,5.

Таблица 1- Зависимость точности решения от числа нейронов в первом слое

| Число нейронов в первом слое | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|------------------------------|-----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| SSE | I | 1,1349 | 0,5610 | 0,1498 | 0,0499 | 0,3669 | 0,0123 | 0,0093 | 0,0057 | 0,0028 | 0,0019 |
| | II | 30,146 | 16,28 | 7,615 | 2,954 | 1,988 | 1,1572 | 0,1945 | 0,3634 | 0,2514 | 0,1404 |
| | III | 6,505 | 5,059 | 0,47 | 0,31 | 0,211 | 0,105 | 0,026 | 0,013 | 0,007 | 0,006 |

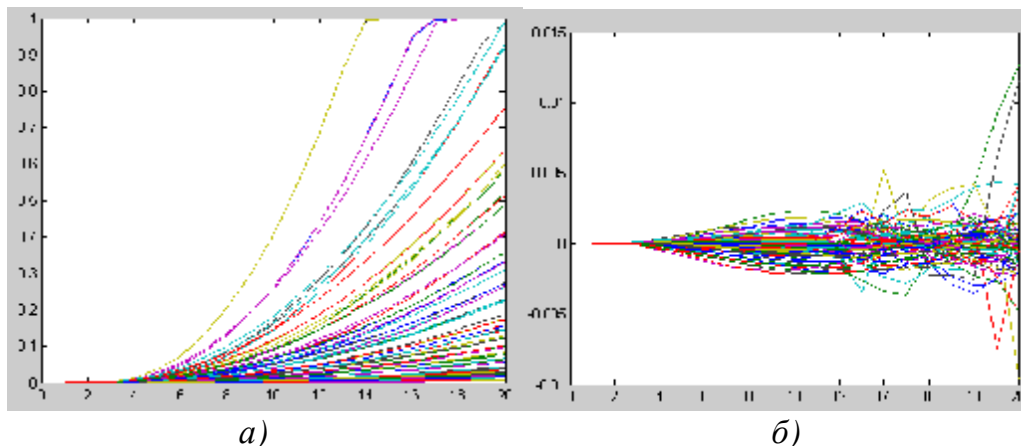


Рис. 4. Набор значений выходных сигналов двухслойной нейронной сети (а) и ее абсолютная погрешность (б) для случая I

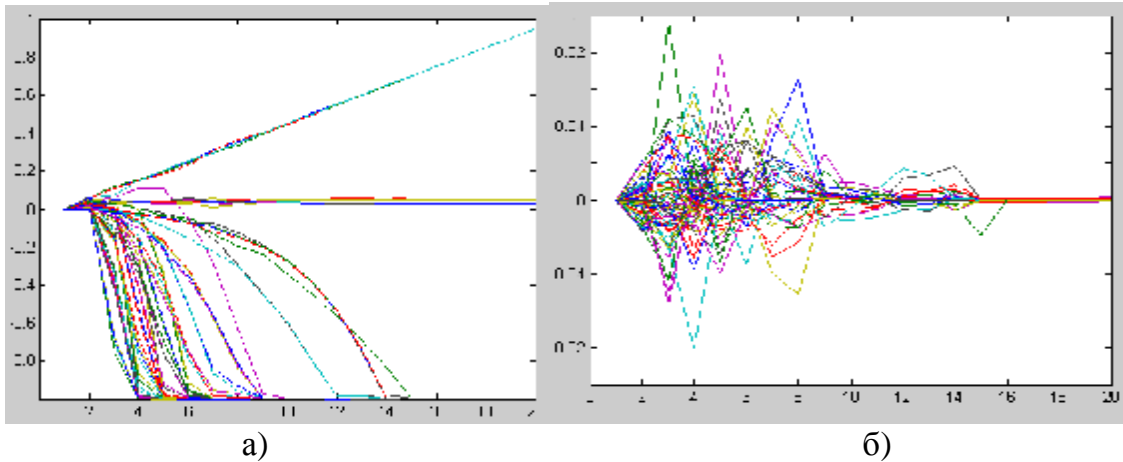


Рис. 5. Набор значений выходных сигналов двухслойной нейронной сети (а) и ее абсолютная погрешность (б) для случая II

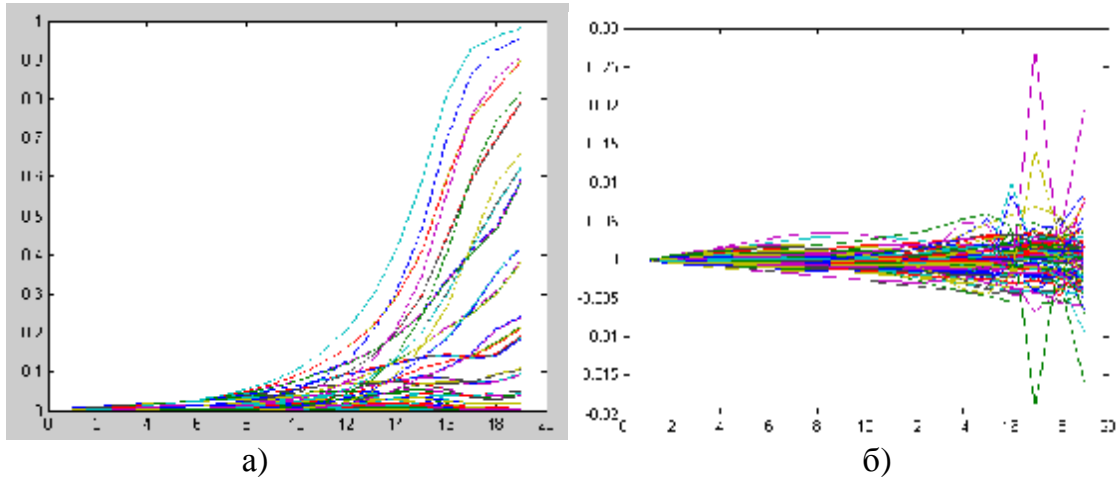


Рис. 6. Набор значений выходных сигналов двухслойной нейронной сети (а) и ее абсолютная погрешность (б) для случая III

Анализ полученных результатов показывает, что двухслойная нейронная сеть с 10 нейронами в первом слое и 20 нейронами во втором позволяет достигать абсолютной погрешности (среднего значения) решений не более $7,6 \cdot 10^{-4}$, что при технической реализации означает практическое совпадение с классическими методами. Затраты времени для реализации нейросетевого алгоритма на ЭВМ с архитектурой фон Неймана в среде MATLAB 6.5 меньше классической в 4 раза и составляют всего 4,5 мс. При выполнении рассмотренной задачи на нейрокомпьютерах время решения будет различаться уже на 2-3 порядка.

Литература

1. Амосов А.А., Дубинский Ю.А., Копчёнова Н.В. Вычислительные методы для инженеров. – М.: Высш. шк., 1994.

2. Нейроматематика. Кн.6: Учеб. Пособие для вузов./ Под ред. А.И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2002. - 448 с. (Серия Нейрокомпьютеры и их применение).
3. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6. / Под общ. ред. В.Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496 с.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗАТОР ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, СКОМПЛЕКСИРОВАННЫЙ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

А.П.Самойленко, И.С.Кузнецов

ТТИ ЮФУ, г.Таганрог

Для решения задач связанных с анализом данных при наличии случайных непредсказуемых воздействий за последнее время был разработан мощный и гибкий арсенал методов, называемых в совокупности, прикладной математической статистикой. Эти методы позволяют выделять закономерности на фоне случайностей, делать обоснованные выводы и прогнозы, давать оценки вероятностей их выполнения, или не выполнения. Посредством этого инструментария создают математические модели для анализа эффективности функционирования системы и ее прогнозирования.

Таким образом, методы анализа данных и статистические пакеты на персональных компьютерах стали типичным и общеупотребительным инструментом плановых, аналитических, маркетинговых отделов производственных и торговых корпораций, банков и страховых компаний, правительственных и медицинских учреждений. Представители малого бизнеса вынуждены применять методы анализа данных либо самостоятельно, либо обращаясь к услугам консалтинговых компаний.

Приведем несколько примеров применения методов статистического анализа данных в практических задачах. Фирма пришла на рынок, изменила систему оплаты труда, начала выпуск новой продукции, использовала новую технологию и т.п. Для решения задачи оценки эффективности нововведений надо сформировать две случайных выборки показателей функционирования фирмы до и после нововведения. Статистические критерии сравнения двух выборок покажут руководителю фирмы на случайность или не случайность различия этих двух выборок.

Другая задача – это прогнозирование спроса на продукцию, на предполагаемую цену продукции и т.д. Для такого временного ряда с помощью статистических методов подбирают аналитическое уравнение – строят регрессионную модель. Анализ модели покажет характер и корреляцию зависимостей параметров друг от друга. В эту модель можно включить и влияние окружающей среды, чтобы затем на основе её (модели) осуществить прогноз и оценить его точность.

Во многих технологических процессах необходимо систематически контролировать состояние технологического процесса, чтобы своевременно вмешаться при отклонениях его от нормального режима, и предотвратить тем самым потери от выпуска некачественной продукции. Известно, что использование статистических методов контроля качества на производстве позволяет своевременно снизить потери от выпуска некачественной продукции.

Своевременный контроль качества функционирования радиоэлектронного комплекса позволит оценить его состояние и прогнозировать возможный отказ, а это, в свою очередь, позволит резервировать предполагаемый отказ блока либо программного модуля.

Таким образом, следует подчеркнуть, что методы статистического анализа являются универсальными и могут применяться в самых разных областях человеческой деятельности.

Преимущество статистических методов состоит в возможности их применения в условиях минимальной априорной информации об исследуемом объекте, его структуре и поведении, оказываясь подчас единственным средством для контроля и диагностики сложных объектов. Эти методы позволяют учитывать одновременно признаки различной физической природы, т.к. характеризуются безразмерными величинами – вероятностями их проявления при различных состояниях объекта.

В учебной практике университета студенту приходится сталкиваться со статистической обработкой данных при выполнении лабораторных работ, курсовых проектов, а также в процессе дипломного проектирования по имитационному моделированию различных вычислительных, телекоммуникационных процессов. Для обработки статистических данных ему необходимо иметь математический инструмент статистической обработки этих данных, чтобы получить возможность визуально представлять эти данные и результат. Такой математический аппарат должен обеспечить: построение графиков двух- и трехмерных диаграмм, а также осуществить верификацию эмпирических гистограмм известными вероятностными распределениями. Это процедура может быть выполнена посредством применения различных статистических пакетов по анализу обработки и визуализации данных.

К настоящему времени уже создано огромное количество компьютерных программ, призванных решать многочисленные задачи в области статистики случайных процессов и теории вероятности. Это пакеты «STADIA», «STATGRAPHICS», «STATISTIKA», «ЭВРИСТА», разработанные российскими и зарубежными фирмами, и диапазон стоимостей которых занимает от 500\$ до 5000\$. Их высокая стоимость и узкая направленность для учебного процесса не обеспечивает возможность приобретения этого программного обеспечения. Творческое сотрудничество с компанией «National Instruments, USA» позволило приобрести сертифицированный программный комплекс под названием «LabVIEW». В данной работе предлагается в среде программных модулей «LabVIEW» метод комплексирования статистического анализатора для решения вышеназванных задач.

Напомним задачи статистического анализа. Основная цель состоит в исследовании свойств значений контролируемых параметров анализируемого объекта. Экспериментальной основой такого исследования служат результаты измерения значений изучаемой случайной величины, которая обычно рассматривается как случайная выборка из гипотетической генеральной совокупности. Задачи статистического анализа разделяют на след классы: Статистическое оценивание - построение и оценка статистических зависимостей - проверка статистических гипотез.

Задача оценивания всегда направлена на вычисление количественных характеристик случайной величины по конечной выборке.

При проверке статистической гипотезы ставится цель определить по выборке свойства случайной величины или их совокупность.

Для реализации этих задач, как один из многих вариантов, скомплексирован статистический анализатор (см. рис 1).

Предложенный анализатор телекоммуникационных сигналов может быть использован при распознавании спектральных плотностей эталонных сигналов, автокорреляционных функций, средних значений и т.п. В том числе в нём достаточно широко используются гистограммные оценки плотностей распределения вероятностей появления значений сигналов. В зависимости от физической природы сигнала такие оценки могут интерпретироваться по-разному. Например, в системах технического зрения, где в качестве первичного источника информации используются цифровые модели изображений, такие гистограммы характеризуют распределение вероятностей пикселей с заданным уровнем яркости, или, в многомерном случае, с заданным цветовым оттенком.

Оценка плотности распределения по гистограмме будет являться случайной величиной, распределение которой должно зависеть от объема выборки отсчетов, по которой формируется оценка, а возможно, от ряда других факторов. Поэтому для принятия решения о целесообразности её использования как информативного признака, необходимо установить и его основные параметры.

Пусть $X^*(\eta)$ – сигнал, воспринимаемый ИИС, подвергшийся дискретизации и квантованию. Здесь η – n -мерный обобщенный аргумент, определяющий положение текущего отсчета в сигнальной области (пространстве, времени, спектральной зоне и т.п.). Каждый отсчет времени может принимать одно из конечного множества значений $\{x_i\}$, $i = 0 \dots (n-1)$, где n -это число уровней квантования. Если исходный непрерывный сигнал описывался плотностью распределения $f(x)$, то дискретная последовательность будет описываться рядом распределения $\{p(x_i)\}$.

Для вычисления локальной оценки этого ряда в некоторой точке η_0 , выделим в её окрестности область-апертуру заданных размеров и формы, по которой будет вычисляться гистограмма $H = \{h_i\}$.

Пусть мощность множества отсчетов сигналов, ограниченных апертурой равна N . Перенумеруем последовательно рассматриваемые отсчеты: $\{x(\eta_j)\}$, $j = 0, \dots, (N - 1)$. Элемент гистограммы h_i по определению

представляет собой частоту появления отсчетов со значением, равным x_i , т.е. $h_i = \frac{N_{xi}}{N}$, где N_{xi} - число отсчетов, равных x_i .

С ростом N частоты h_i сходятся к элементам распределения $p(x_i)$, однако для любого конечного значения N величины h_i будут являться случайными. Для принятия решения о целесообразности использования оценки \hat{H} в задаче распознавания, необходимо выяснить характер и параметры законов распределения величин h_i . Можно показать, что при рассмотрении некоррелированных сигналов, или использовании достаточно больших апертур распределение h_i является биномиальным.

Для доказательства рассмотрим процесс формирования величины h_i . Анализ i -го отсчета сигнала является случайным опытом с парой возможных исходов: попадание значения сигнала в i -ый уровень квантования с вероятностью $p_i = p(x_i)$, и не попадание с вероятностью $p_i^0 = 1 - p(x_i)$. Множество $\{x(\eta_j)\}$ можно интерпретировать как серию S , состоящую из N опытов принимающую один из 2^N возможных исходов с вероятностями:

$$\begin{aligned} p(S_{i0}) &= p_i^0 \cdot p_i^0 \cdot \dots \cdot p_i^0 \cdot p_i^0 = (p_i^0)^N; \\ p(S_{i1}) &= p_i^0 \cdot p_i^0 \cdot \dots \cdot p_i^0 \cdot p_i^1 = (p_i^0)^{N-1} \cdot p_i^1; \\ &\vdots \\ p(S_{i(2^N-1)}) &= p_i^1 \cdot p_i^1 \cdot \dots \cdot p_i^1 \cdot p_i^1 = (p_i^1)^N. \end{aligned}$$

По аналогии с булевыми векторами будем называть весом серии S_{jk} число $w(S_{jk})$, равное числу первых исходов в этой серии.

Разобьем множество возможных исходов серии опытов $\{S_{jk}\}$ на $N+1$ подмножество – группы серий $\{G_{il}\}$, $l = 0, \dots, N$, элементы которых имеют равный вес. Вероятность появления любой серии S_{jk} , принадлежащей группе G_{il} , будет равна $p(S_{jk} \in G_{il}) = (p_i^1)^l \cdot (p_i^0)^{N-l}$.

Число серий, относящихся к l -ой группе, устанавливается из комбинаторных соображений, и равно числу сочетаний C_N^l . Таким образом, суммарная вероятность всех серий, принадлежащих группе G_{il} , описывается выражением:

$$p(G_{il}) = C_N^l (p_i^1)^l (1 - p_i^1)^{N-l}.$$

Элемент h_i , являющийся частотой появления отсчетов со значением x_i , представляет собой дискретную случайную величину, принимающую одно из множества значений $\left\{\frac{l}{N}\right\}$, $l = 0, \dots, N$, т.е.

$$p\left(h_i = \frac{l}{N}\right) = \frac{N!}{l!(N-l)!} \cdot (p_i^1)^l (1 - p_i^1)^{N-l} \quad (1)$$

Таким образом, первоначальное утверждение о характере ряда распределения h_i справедливо.

В отличие от схемы Бернулли при анализе гистограмм интерес представляют не абсолютные числа положительных исходов, а их

относительные частоты l/N . При этом несколько модифицируются выражения для математического ожидания $M[h_i]$ и дисперсии $D[h_i]$.

В частности можно показать, что математическое ожидание найденного ряда распределения будет равно:

$$M[h_i] = \sum_{i=0}^N \frac{l}{N} \cdot p \left(h_i = \frac{l}{N} \right) = p_i^1 \quad (2)$$

А дисперсия равна:

$$D[h_i] = \sum_{i=0}^N \left(\frac{l^2}{N^2} \cdot p(h_i = l/N) \right) - (M[h_i])^2 = \frac{1}{N} p_i^1 (1 - p_i^1). \quad (3)$$

Зависимости (1-3) позволяют определить диапазон, в который будут попадать оценки плотности распределения $f(x)$ по гистограмме H для заданного объема выборки и априорных вероятностей появления значений сигнала.

Таким образом, при ограниченном объеме апертуры элементы h_i гистограммы будут распределены биномиально, а их математическое ожидание будет равно априорной вероятности появления в сигнале отсчетов со значением x_i , т.е. $M[h_i] = p(x_i)$. Дисперсия элементов h_i убывает с ростом объема выборки N , т.е. увеличение размеров апертуры делает оценку ряда $p(x_i)$ по гистограмме статистически более обоснованной. Найденные зависимости позволяют определить целесообразность использования гистограммных оценок или решении задач распознавания.

Было положено, что в качестве генератора генеральной совокупности, используется генератор числовых последовательностей, распределенных по нормальному закону с заранее заданным математическим ожиданием и дисперсией. Объем выборки из генеральной совокупности был принят равным $N=300$. Выборка была подвергнута статистической обработке по классической технологии гистограммным блоком. В результате получена гистограмма. При условии числа разрядов равного десяти, гистограмма характеризуется значениями математического ожидания и дисперсии, вычисленными при помощи модуля “*Standard Deviation and Variance*”. Была высказана гипотеза, что гистограмма близка к плотности нормального распределения. В связи с высказанной гипотезой оператором вручную была введена формула плотности нормального распределения. В введенном выражении была использована текущая переменная X , количественно равная по значению середине участка диапазона, а также значения математического ожидания и дисперсии (рамка: «Ввод функции распределения»). Оценка гипотезы производилась с помощью критерия Пирсона « χ^2 », значение которого находилось посредством введенного в комплекс соответствующего выражения, определяющего критерий согласия (рамка: «Определение критерия согласия» рис 1). Визуальные изображения, а также значения критерия согласия, математического ожидания, дисперсии, были выведены на фронтальную панель (Рис. 2). После проведения 30 повторений одинаковых опытов, и получения 21го удовлетворительного результата, была найдена доверительная вероятность качества функционирования данного статистического анализатора, равная $P_{дов}=0,7$. Полученное значение доверительной вероятности удовлетворяет требования

учебного процесса и вполне подходит для проведения статистических исследований в лабораторных условиях ВУЗа.

Выводы:

1. Предлагаемый анализатор посредством гистограммного метода эффективно решает задачу распознавания образов в прикладных областях.

2. Благодаря дружественному пользовательскому интерфейсу комплекса «LabVIEW» студент средней успеваемости без затруднений может конструировать статистический анализатор для обработки данных экспериментов.

3. Доверительная вероятность качества функционирования представленного анализатора позволяет его рекомендовать для прикладных расчетов студентам и специалистам, используя для этих целей ПК не слишком высокой производительности.

4. Описанный метод комплексирования может быть рекомендован для предприятий малого бизнеса.

Литература

1. Венцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. Для вузов. – 7е изд. стер. – М.: Высш.шк., 2001. – 575 с.: ил.
2. Статистический анализ данных на компьютерах / Под ред. В.Э.Фигурнова. М.: ИНФРА-М, 1998.
3. LabVIEW 8.5. Вводный курс.

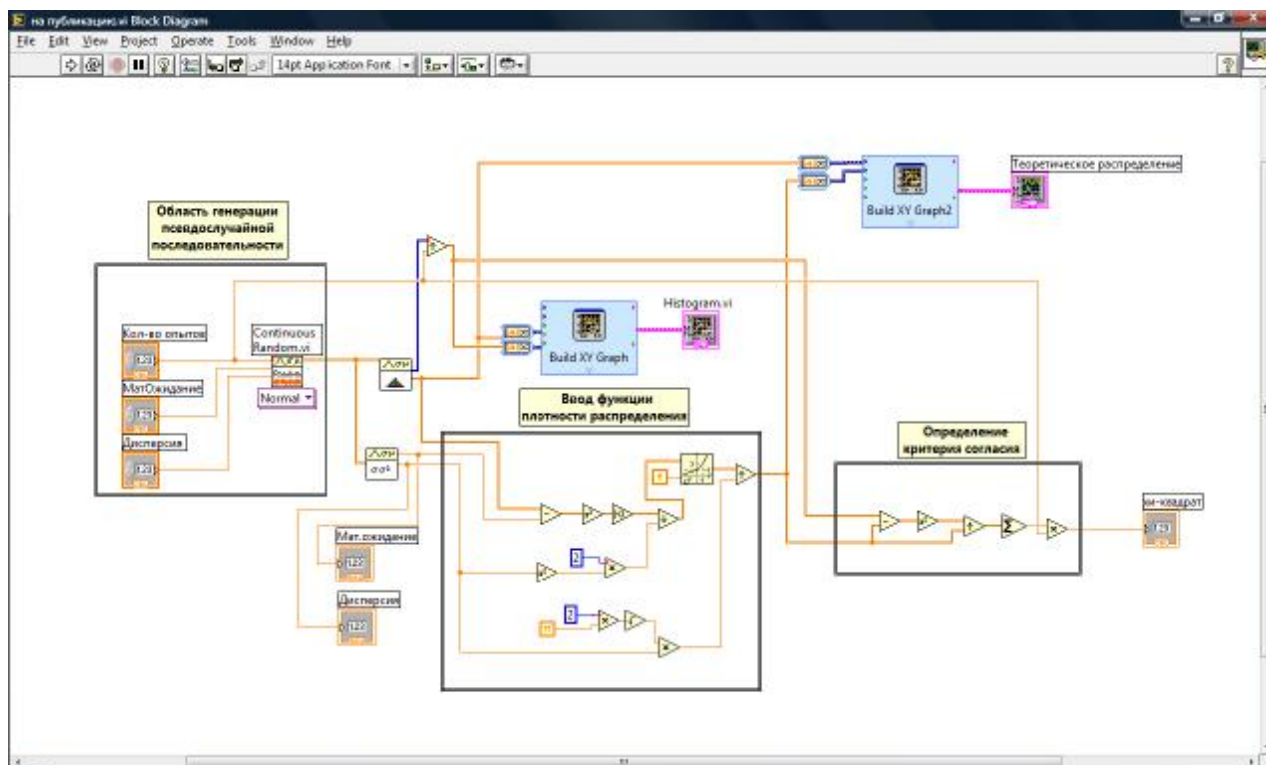


Рисунок 1 – Диаграммная панель виртуального прибора

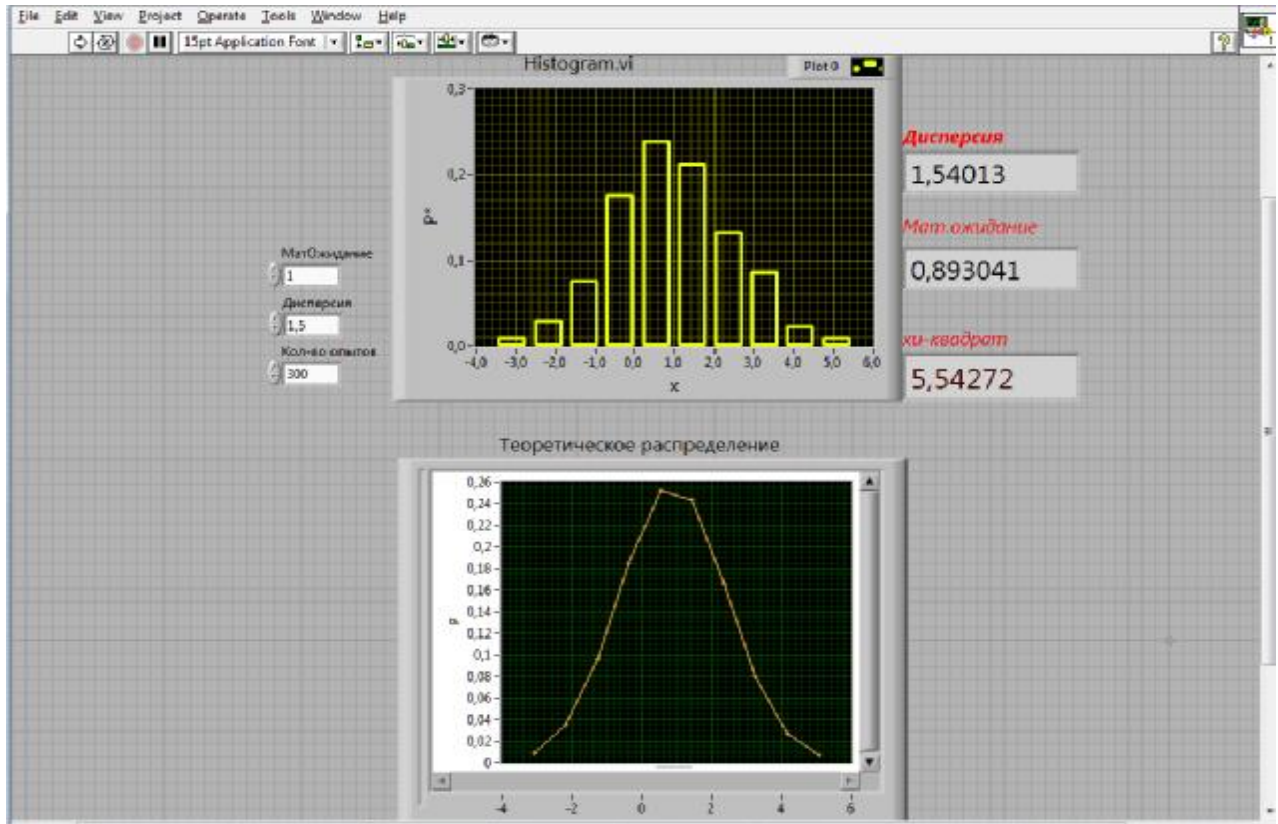


Рисунок 2 – Лицевая панель виртуального прибора

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|--|----------|
| СЕКЦИЯ 1 СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ..... | 5 |
| Ю.Ф.Евдокимов, О.Ю. Евдокимов АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТНОСТИ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЧЕТА НУЛЕЙ | 5 |
| Semenov A.V., Gelozhe Y.A. STRUCTURE OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF OBJECT ORIENTATION | 7 |
| Л.В. Литюк, В.И. Литюк, С.А. Бейко ОБ ОСОБЕННОСТЯХ МОДЕЛИРОВАНИЯ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛОЖНОГО СИГНАЛА ВТОРОГО ПОРЯДКА..... | 10 |
| Т.А. Суанов ОТРАЖЕНИЕ ПЛОСКОГО БИГАРМОНИЧЕСКОГО ПОЛЯ ОТ СЛОЯ НЕЛИНЕЙНОГО ВЕЩЕСТВА, РАСПОЛОЖЕННОГО НА МЕТАЛЛЕ | 16 |
| Т.А. Суанов ПОЛЕ РАССЕЯНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО УГОЛКА С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ..... | 22 |
| Д.В. Орёл ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ..... | 28 |
| Е.О. Евдокимова ПРОСТРАНСТВЕННО-ДОПЛЕРОВСКИЙ АЛГОРИТМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА РЕЛЬЕФОМ | 32 |
| В.И. Бутенко, Д.С. Дуров, Л.В. Гусакова ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЧ РАДИОВОЛН ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ПРОЦЕССОВ КОНТАКТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МАТЕРИАЛОВ..... | 36 |
| В.И. Бутенко, Д.С. Дуров, Л.В. Гусакова РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТЕЙ КОНТАКТИРУЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ | 39 |
| Гелозе Ю.А, В.М. Чуйков, А.А. Семерников, С.Н. Козленя, А. А. Журавлев АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОГРАНИЧЕННЫМ РАБОЧИМ СЕКТОРОМ | 42 |
| Е.А. Семерникова, А.В. Семенов, В.А. Калинин УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ, ИМЕЮЩИМ ТЕНДЕНЦИЮ К РАСХОЖДЕНИЮ..... | 45 |
| Кириченко И.А., Шаповалов Р.Г., Рыбинская Т.А., Диденко Д.И. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОЦЕДУР ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ | 50 |
| Н.П.Заграй, Р.А.Козаченко О КОЭФФИЦИЕНТАХ ПРОХОЖДЕНИЯ НА ГРАНИЦАХ РАЗДЕЛА БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ | 54 |
| М.В.Орда-Жигулина РАСЧЁТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-МОДУЛЯТОРОВ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ ИНЖЕКЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ..... | 63 |

| | |
|---|------------|
| Д.В. Семенихина, Ю.И. Маркина МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОДИАПАЗОННОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА..... | 67 |
| Хоружий С.Г., Жучков К.Н., Мурашов А.А., Бабенко А.А МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ МОДУЛЬ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ | 72 |
| В.Т. Лобач ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ..... | 87 |
| В.Т. Лобач ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ | 92 |
| 2. СЕКЦИЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ..... | 99 |
| А. П. Самойленко, Д.Е. Рудь КЛАССИФИКАЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ТРАНСПОРТИРОВКИ ИНФОРМАЦИИ..... | 99 |
| В.А. Алехин, В.В.Шеболков ФОРМИРОВАНИЕ ПОРОГОВЫХ УРОВНЕЙ РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ КАМ | 104 |
| Чан Суан Тьонг МИМО ПОВЫШАЕТ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. | 108 |
| С.В. Кузьменко, А.П. Самойленко ВЫБОР ОЦЕНОЧНОГО КРИТЕРИЯ ЗНАЧИМОСТИ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ СЛАБОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ОБЪЕКТОВ | 112 |
| СЕКЦИЯ 4 КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ..... | 118 |
| А.В.Рудаков, В.Г.Рудаков, В.М.Федоров, П.Ю.Юрков МИКРОСЕГМЕНТНЫЙ АНАЛИЗ АУДИОСИГНАЛА В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ РЕЧЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ | 118 |
| Д.П. Рублёв, В.М. Федоров, О.Б. Макаревич ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛА ПОВОРОТА ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РАДОНА | 122 |
| Ю.А. Брюхомицкий ЦЕПОЧНЫЙ МЕТОД ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КЛАВИАТУРНОГО ПОЧЕРКА..... | 127 |
| С.А.Детистов, В.Т.Корниенко ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ОБЪЕКТА КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОПРЕДЕЛЕННОМ МАРШРУТЕ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ | 134 |
| Ю. В. Зачиняев ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ОХРАННО-ПОЖАРНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ .. | 142 |
| Я.С. Розова ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ НАСТРОЙКИ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ СИСТЕМЫ КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИИ QPN 5505 | 147 |
| Т.В. Соколова, А.В. Горбунов РЕГИСТРАЦИЯ СЛАБЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ЗАЩИЩЁННЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ..... | 153 |
| А.А. Крылов СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ ПО ОСОБЕННОСТЯМ СТРУКТУРЫ ИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ | 159 |

| | |
|---|------------|
| Е.А.Щеткина, А.С.Кириллов СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СОВРЕМЕННЫХ МОДЕЛЕЙ НЕЛИНЕЙНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ | 163 |
| А.С. Москаленко, С.С. Коновалов МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ СООТВЕТСТВИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНАЛЬНЫМ ТРЕБОВАНИЯМ..... | 169 |
| СЕКЦИЯ 5 ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ | 176 |
| А. М. Пилипенко, В.Н. Бирюков МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ..... | 176 |
| Н.В.Колыхан, А.П. Самойленко КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ЗАБОЛЕВАНИЙ ЛОБНЫХ ПАЗУХ ПАЦИЕНТА В ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ЛОР-ОТДЕЛЕНИЙ | 182 |
| П.В. Харечкин АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В АСПЕКТЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СОЦИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ..... | 184 |
| В.Т.Корниенко ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИЗУАЛЬНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ В СРЕДЕ LABVIEW ДЛЯ АНАЛИЗА КАЧЕСТВА СКРЕМБЛИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ СЛОВЕСНОЙ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ..... | 189 |
| А.В. Чуйков, А.П. Самойленко БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ..... | 192 |
| С.Н. Данилин, М.В. Макаров, С.А. Щаников РЕШЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ В РАДИОСИСТЕМАХ В НЕЙРОСЕТЕВОМ ЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ..... | 199 |
| А.П.Самойленко, И.С.Кузнецов СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗАТОР ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, СКОМПЛЕКСИРОВАННЫЙ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW | 204 |

Научное издание

Международная научно-техническая и научно-методическая
конференция
«ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ
СИСТЕМОТЕХНИКИ»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

ЛР 020565 от 23.06.1997 Подписано к печати
Формат 60 x 80 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Усл. п. л. - 13,4 . Уч. - изд. л. - 13,3 .

Заказ № . Тираж 100 экз.
«С»

Издательство Технологического института Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Технологического института Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1

