

Proceedings of the  
Scientific conference

# THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING



Сборник трудов конференции

Всероссийская научная конференция  
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2012")





МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО  
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
"ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ"

**Всероссийская научная конференция  
молодых ученых, аспирантов и студентов**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2012")  
Сборник трудов конференции**

**Proceedings of the  
Scientific conference  
THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF  
RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE  
FUNCTIONING**

**November 1<sup>st</sup>, Taganrog, Russia**

<http://www.rts.tti.sfedu.ru>

Таганрог, 2012

УДК 681.51(06)

Материалы Всероссийской научной конференции "ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ" ("СИСТЕМОТЕХНИКА-2012"). – Таганрог: 2012. 147 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.

Конференция проводилась при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований РАН (грант №12-08-06827-МОБ\_Г).

Печатается в авторской редакции с оригинал-макетов предоставленных статей

Редакционная коллегия:

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

ISBN 978-5-91241-198-4

©Издатель Ступин А.И., 2012

©Корниенко В.Т., 2012

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА С П – РЕГУЛЯТОРОМ

Ю. А. Геложе, П. П. Клименко,  
А.В. Максимов, Е. С. Шведова

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

*В данной работе рассматривается функционирование системы стабилизации [1,2] в условиях кратковременных воздействий такой интенсивности, что оказывается недостаточно управляющего воздействия для компенсации отклонения стабилизируемых параметров.*

Математическая модель системы автоматического управления по крену с П - регулятором, приведена на рис. 1.

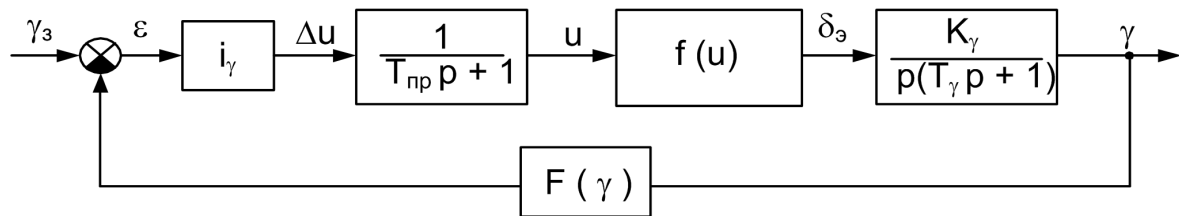


Рис. 1 – Математическая модель системы автоматического управления по крену с П-регулятором

Проведем исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $0^\circ$  до  $74^\circ$ . Данный диапазон углов соответствует наименее критическим ситуациям в полёте ЛА. В этом случае системе, испытывающей кратковременное большое возмущение, наиболее просто выйти из состояния колебаний и установить требуемый угол. В данном диапазоне наибольший интерес представляют границы, а именно  $0^\circ$  и  $74^\circ$ . Перейдём к рассмотрению процессов в автопилоте, приняв в качестве начальных условий следующие, соответствующие аномальным возмущениям:  $g(0)=179,9^\circ$ ,  $\dot{g}(0)=(5..10), d_\gamma, K_g$  рад/с, где  $g(0)$  – начальный угол движения ЛА;  $\dot{g}(0)$  – начальная скорость вращения ЛА по крену после воздействия кратковременного большого возмущения;  $d_\gamma$  – величина максимальной закладки элеронов, согласно ТЗ  $d_\gamma=25^\circ$ ;  $K_g$  – статический коэффициент передачи летательного аппарата (ЛА) по угловой скорости, согласно ТЗ  $K_g=10$ . В качестве коэффициента в формуле для  $\dot{g}(0)$  возьмём среднее значение – 7. Тогда начальные условия примут вид:  $g(0)=179,9^\circ$ ,  $\dot{g}(0)=7 \cdot 0,436 \cdot 10 \approx 31$  рад/с

Данные начальные условия примем одинаковыми для всех



рассматриваемых случаев.

Рассмотрим три значения  $T_{np}$  при неизменном  $T_g$ . При этом исследование каждого набора параметров будем проводить при разных значениях запаса по фазе.

Перейдём к рассмотрению стабилизации нулевого угла, которая необходима для обеспечения прямолинейного полета ЛА, поскольку если угол крена ЛА не равен нулю, то на ЛА будет действовать боковая управляющая сила, стремящаяся развернуть его.

На рис. 2 представлены вынужденные процессы в системе с параметрами:  $K_g = 10 \text{ с}^{-1}$ ;  $T_g = 0,3 \text{ с}$ ;  $T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}$ ;  $g_{зад} = 0^\circ$ .

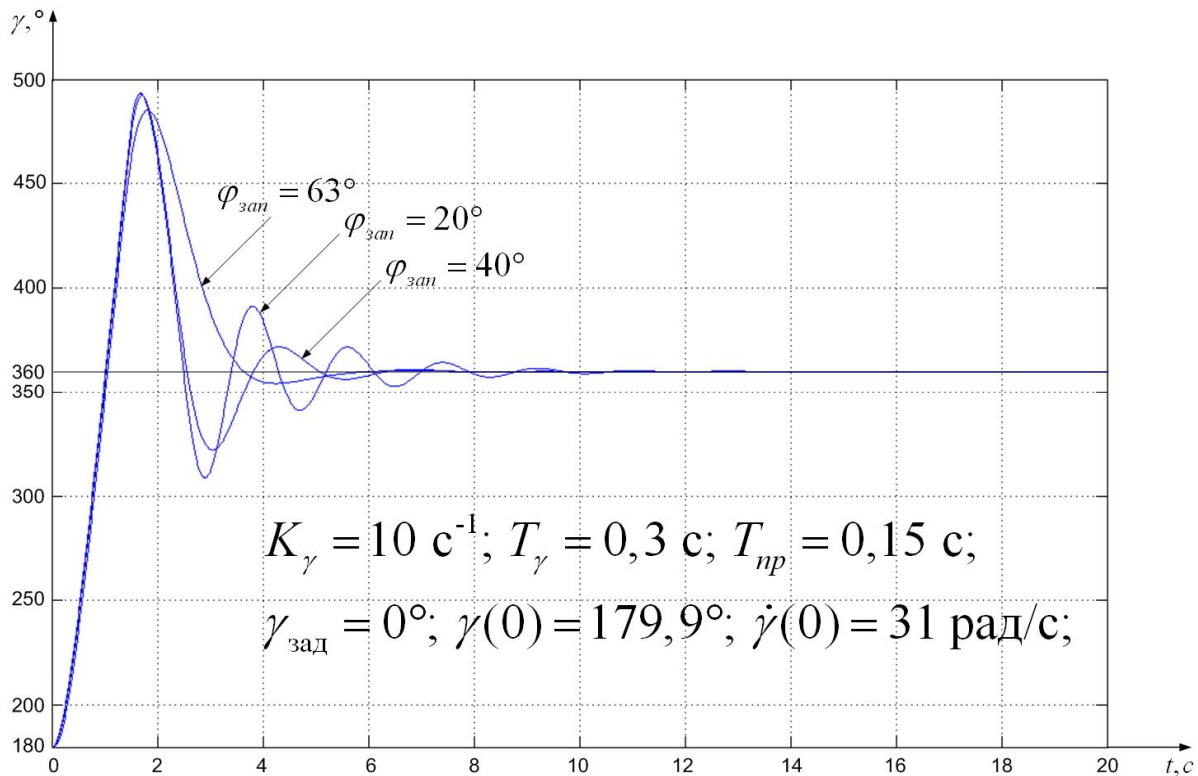


Рис. 2 – Автопилот с П-регулятором при  $g_{зад} = 0^\circ$ ,  $T_{np} = 0,15 \text{ с}$

Для сравнения на рис. 3 приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис. 4 – до значения 4.

Результаты исследований, приведенные на рис.2 – 4, показывают, что с увеличением  $n$  время переходных процессов и амплитуда колебаний уменьшаются, что свидетельствует о более быстром вхождении автопилота в состояние равновесия. Увеличение запаса по фазе приводит к уменьшению колебательности, что соответствует уменьшению покачивания ЛА в одну и другую стороны по крену от состояния равновесия. Все системы смогли стабилизировать заданный нулевой угол, совершив лишь один оборот, что свидетельствует о высокой устойчивости.

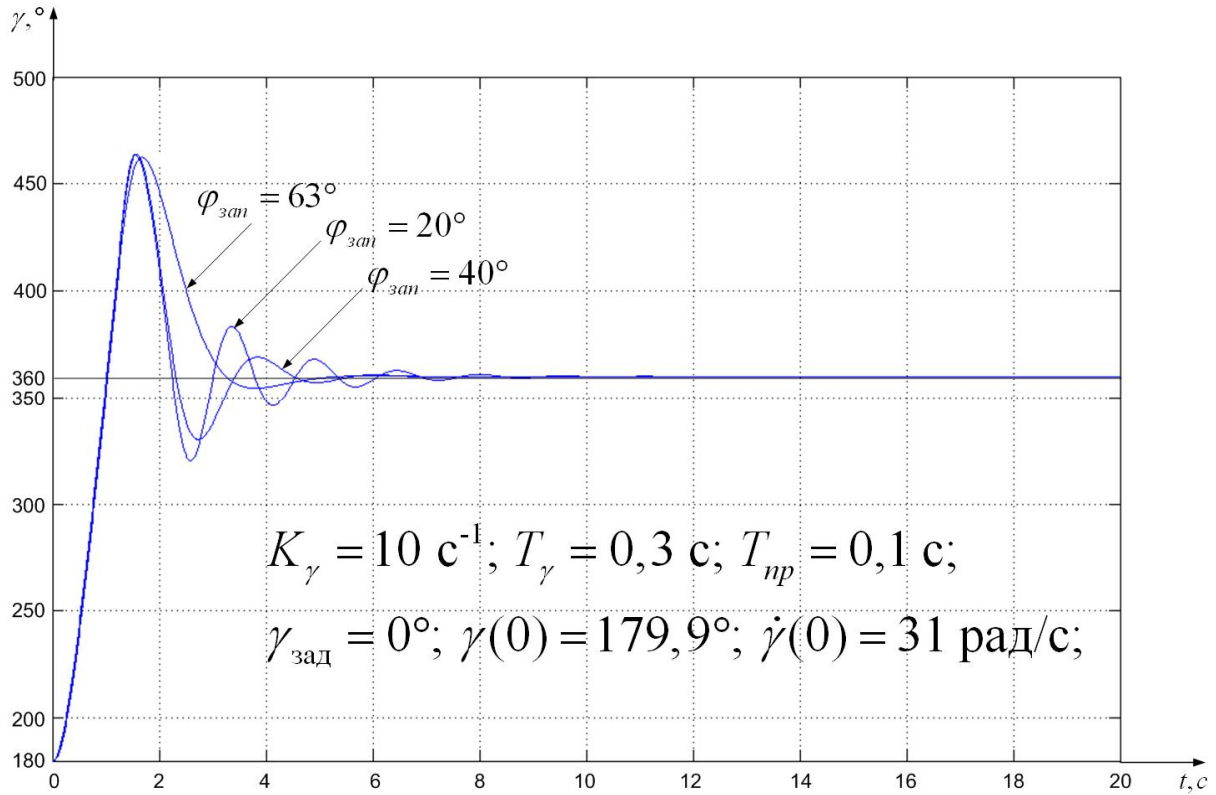


Рис.3 – Автопилот с П - регулятором при  $g_{\text{зад}} = 0^\circ, T_{np} = 0,1 \text{ c}$

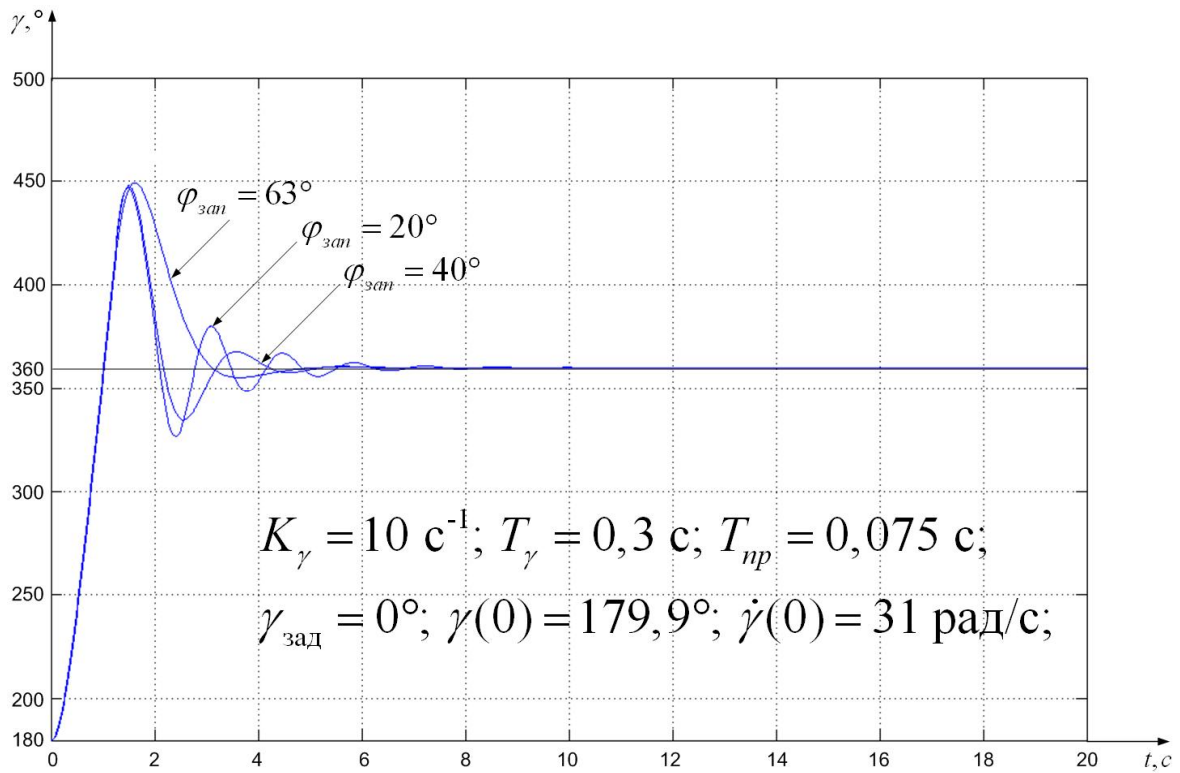


Рис. 4 – Автопилот с П - регулятором при  $g_{\text{зад}} = 0^\circ, T_{np} = 0,075 \text{ c}$

Следует отметить, что для каждого набора параметров, соответствующих экспериментам, для поддержания трёх требуемых углов запаса необходимо подбирать свой набор параметров  $i_g$  с помощью диаграмм Боде (ЛЧХ). Представим их в таблице 1.

Таблица 1 – Выбор параметра  $i_g$ 

$n = T_g / T_{np}$	$i_g$		
	$j_{зан} = 63^\circ$	$j_{зан} = 40^\circ$	$j_{зан} = 20^\circ$
2	0,11	0,26	0,5
3	0,13	0,31	0,61
4	0,14	0,35	0,73

Этот набор аналогичен для экспериментов с автопилотом с П-регулятором для всех диапазонов углов.

Выполним исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $75^\circ$  до  $89^\circ$ . Данный диапазон углов соответствует движению ЛА в положении, близком к критическому углу  $90^\circ$ , при котором ЛА не может продолжать движение и начнёт падать из-за отсутствия подъёмной силы. В этом случае системе, испытывающей кратковременное большое возмущение, необходимо прийти в состоянии равновесия в заданных границах углов, иначе существует вероятность аварии. В качестве правой границы эксперимента примем угол  $g_{зад} = 84^\circ$ , как максимальный безопасный, т.к. нельзя допустить аварии при установлении требуемого значения.

На рис. 5 представлены вынужденные процессы в системе с параметрами:

$$K_g = 10 \text{ с}^{-1}; T_g = 0,3 \text{ с}; T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}, g_{зад} = 84^\circ. \text{ Для сравнения на рис. 6}$$

приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис.7 – до значения 4.

Как следует из рис. 5 - 7, зависимость длительности переходных процессов сохраняют свою зависимость от  $T_{np}$  (т.е. от  $n$ ), уменьшаясь с уменьшением постоянной времени привода элеронов. Система с  $j_{зан} = 63^\circ$  наиболее приемлема, т.к. при её работе не происходит колебаний вблизи критического угла  $90^\circ$ , а, следовательно, возможность аварии минимальна. Остальные же системы многократно пересекают значение  $90^\circ$  и даже меняют направление вращения вблизи этого угла, что может привести к падению.

Выполним исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $100^\circ$  до  $179^\circ$ . Данный диапазон углов соответствует перевороту через крыло, что необходимо, к примеру, для того, чтобы совершить манёвр перед разворотом.



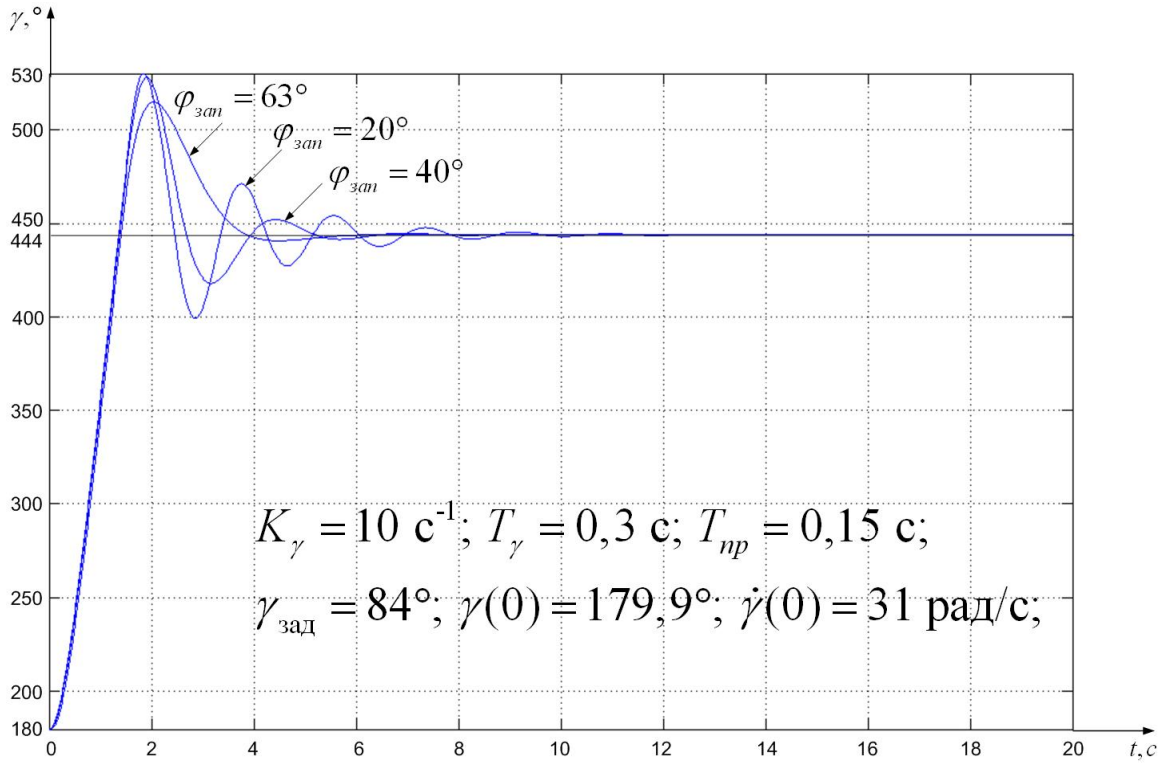


Рис.5 – Автопилот с П - регулятором при  $g_{\text{зад}} = 84^\circ, T_{np} = 0,15 \text{ c}$

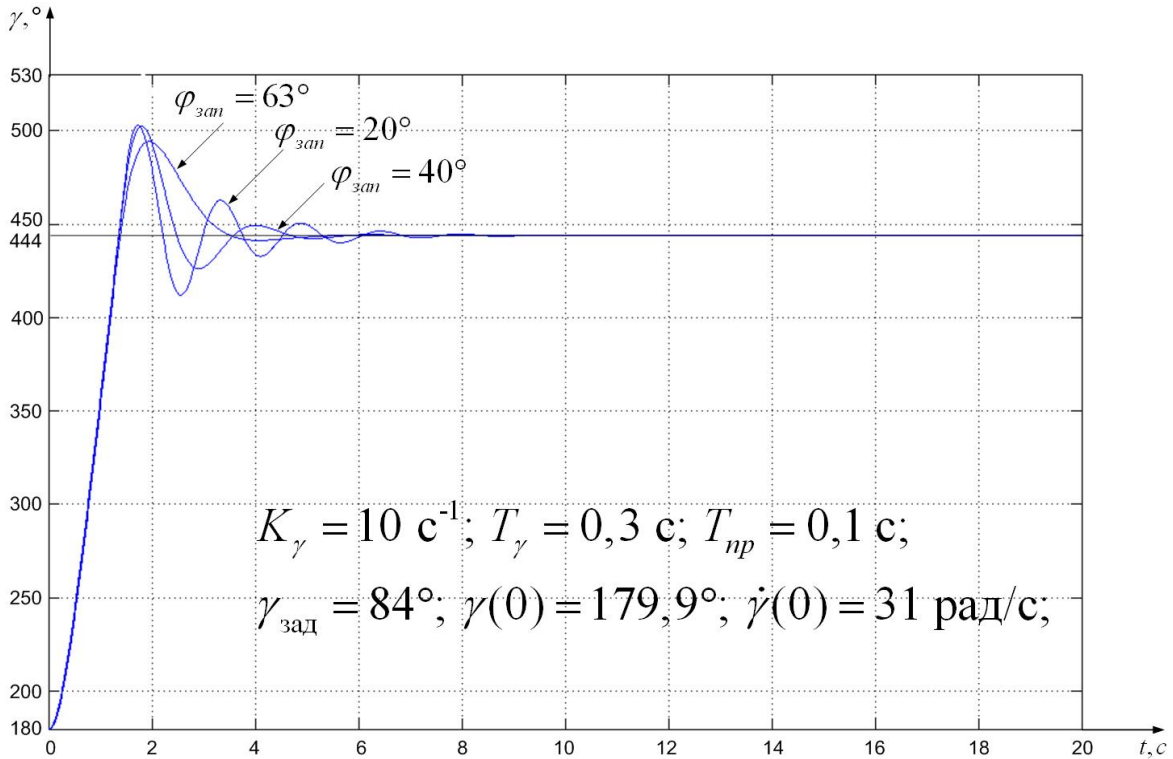


Рис.6 – Автопилот с П - регулятором при  $g_{\text{зад}} = 84^\circ, T_{np} = 0,1 \text{ c}$

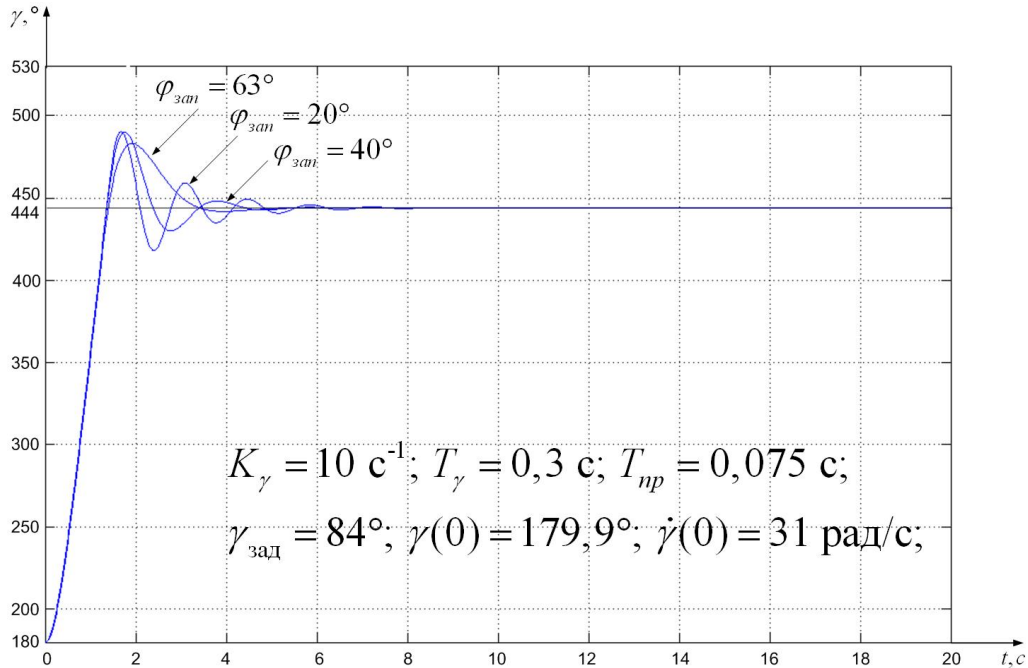


Рис.7 – Автопилот с П - регулятором при  $g_{зад} = 84^\circ, T_{np} = 0,075$  с

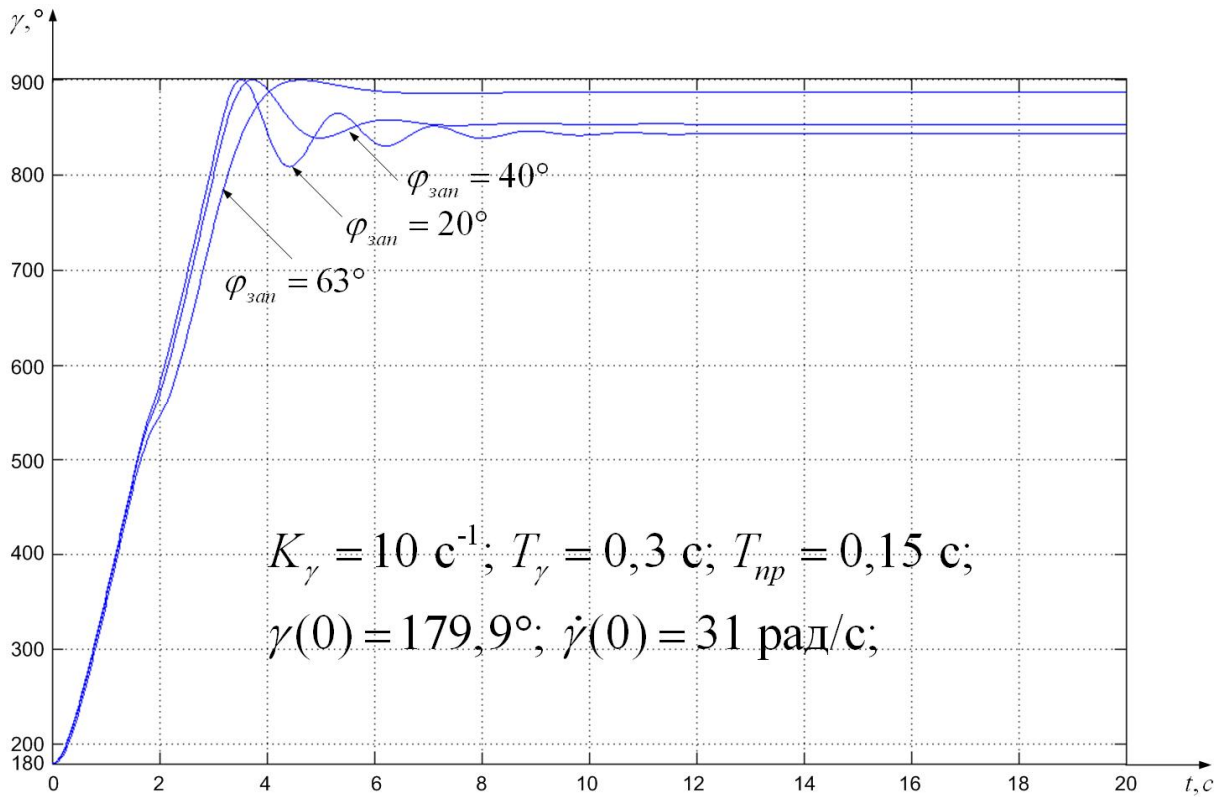
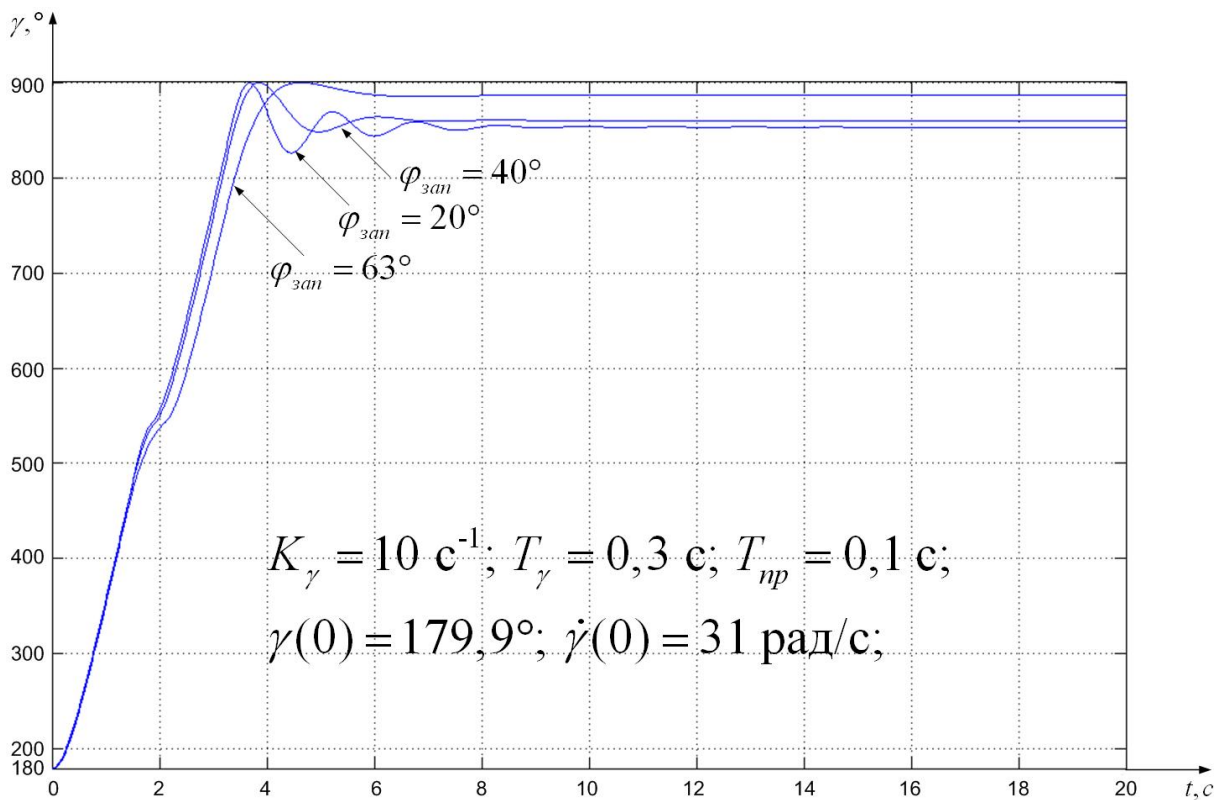
Наибольший интерес представляет максимальный угол, при котором система ещё устойчива. Поэтому представим таблицу 2 максимальных обрабатываемых углов. При этом примем, что максимальное количество оборотов ЛА вокруг продольной оси не должно превышать 3.

Результаты исследования системы с параметрами  $K_g = 10 \text{ с}^{-1}; T_g = 0,3 \text{ с}; T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}$  представлены на рис.8.

Для сравнения на рис.9 приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис.10 – до значения 4.

Таблица 2 – Максимальные углы

$n = T_g / T_{np}$	Запас по фазе	Максимальный угол
2	$j_{зан} = 20^\circ$	123
	$j_{зан} = 40^\circ$	133
	$j_{зан} = 63^\circ$	166
3	$j_{зан} = 20^\circ$	133
	$j_{зан} = 40^\circ$	140
	$j_{зан} = 63^\circ$	166
4	$j_{зан} = 20^\circ$	139
	$j_{зан} = 40^\circ$	143
	$j_{зан} = 63^\circ$	166

Рис. 8 – Автопилот с П - регулятором при  $T_{np} = 0,15 \text{ с}$ Рис.9 – Автопилот с П - регулятором при  $T_{np} = 0,1 \text{ с}$

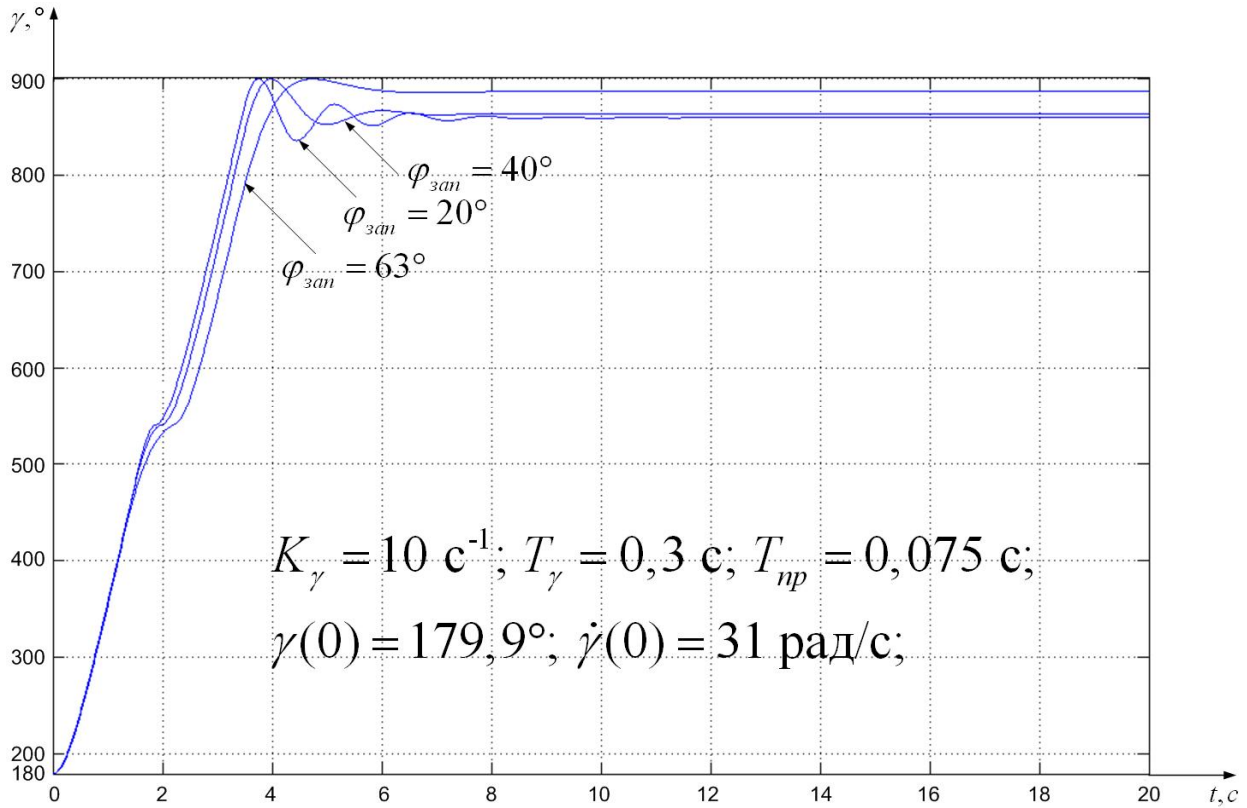


Рис.10 – Автопилот с П - регулятором при  $T_{np} = 0,075 \text{ с}$

Для примера срыва системы рассмотрим автопилот со следующими параметрами:  $K_g = 10 \text{ с}^{-1}$ ;  $T_g = 0,3 \text{ с}$ ;  $T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}$ ;  $j_{зан} = 63^\circ$  – и изменим значение задаваемого угла на  $1^\circ$ .

Как видим на рис. 9 – 11 и из таблицы 2 с уменьшением  $T_{np}$  (увеличением  $n$ ), максимальный угол стабильной работы системы увеличивается, но незначительно. Системы, обладающие самым большим запасом по фазе  $j_{зан} = 63^\circ$  устойчивы при максимальном угле крена  $166^\circ$ . Дальнейшее увеличение угла приводит к срыву управления (рис.11).

Как видим автопилот с  $j_{зан} = 63^\circ$  стабильно работает во всех диапазонах рассматриваемых углов. Время переходного процесса и амплитуду колебаний можно уменьшать с помощью уменьшения постоянной времени привода элеронов  $T_{np}$ , что влечёт за собой возрастание нагрузки на пилота вплоть до значений, которые могут привести к тому, что он потеряет сознание. Поэтому необходимо выбирать оптимальное значение как компромисс между скоростью работы системы и допустимыми значениями нагрузок.

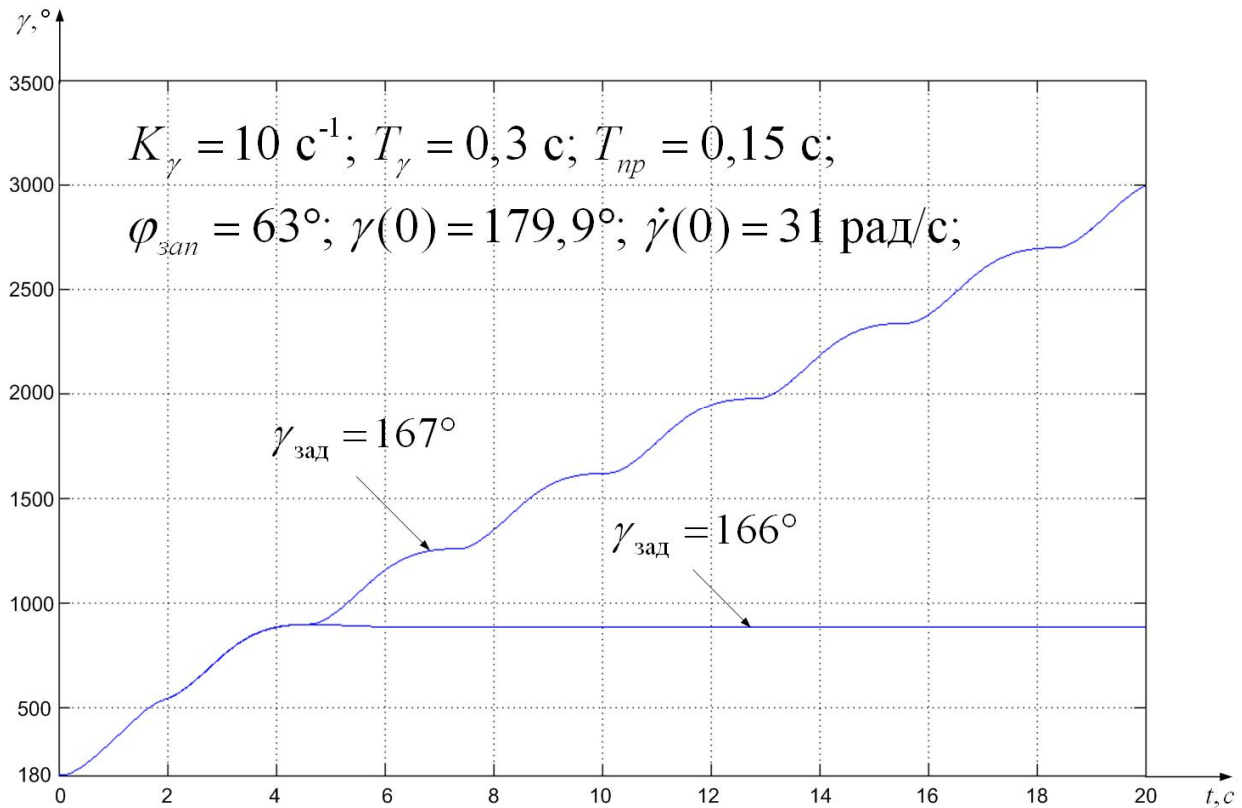


Рис.11 – Автопилот с П - регулятором при срыве

### Литература:

1. Красовский А. А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. – М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1973. – 560 с.

2. Геложе Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в критических режимах. Самоорганизация в условиях дефицита времени: Монография. – Таганрог: ТРТУ, 2001.- 264 с.



## ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА С ПИ – РЕГУЛЯТОРОМ

Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, А.В. Максимов, Е. С. Шведова

Радиотехнический факультет Южного федерального университета

В данной работе рассматривается функционирование системы стабилизации [1,2] в условиях кратковременных воздействий такой интенсивности, что оказывается недостаточно управляющего воздействия для компенсации отклонения стабилизируемых параметров.

Математическая модель системы автоматического управления по крену с ПИ - регулятором, приведена на рис. 1.

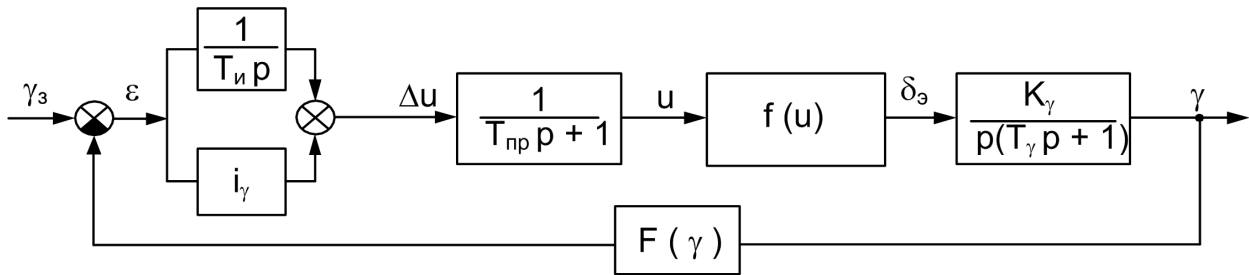


Рис.1 – Математическая модель системы автоматического управления по крену с ПИ-регулятором

Выполним исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $0^\circ$  до  $74^\circ$ .

Отличие автопилота с ПИ-регулятором от автопилота с П -регулятором, является наличие ещё одного интегратора. Такие системы в основном используются при работе с долговременными линейными воздействиями (к примеру: действие бокового ветра на ЛА). Интерес представляет то, как система ведёт себя при скачкообразном изменении воздействия, так же называемым большим возмущением. Перейдём к рассмотрению вынужденных процессов, начав так же со стабилизации нулевого угла.

Этот эксперимент рассмотрим при трех значениях  $T_{пр}$  при неизменном  $T_g$ . Исследование каждого набора параметров будем проводить при разных значениях запаса по фазе.

На рис. 2 представлены вынужденные процессы в системе с параметрами:

$T_u = 100$  с;  $i_\gamma = 0,25$ ;  $T_g = 0,3$  с;  $T_{пр} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15$  с,  $g_{зад} = 0^\circ$ . Для сравнения на

рис.3 приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис.4 – до значения 4.

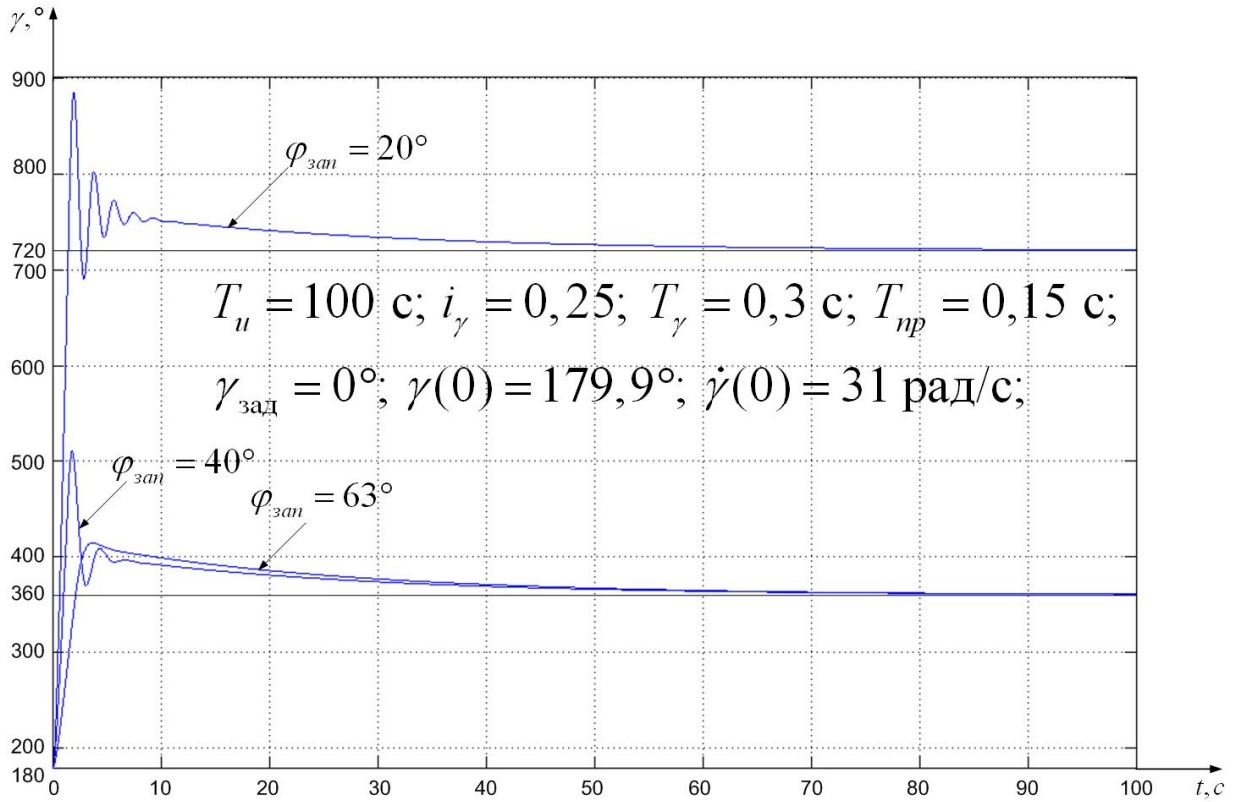


Рис.2 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{зад} = 0^\circ, T_{np} = 0,15 \text{ c}$

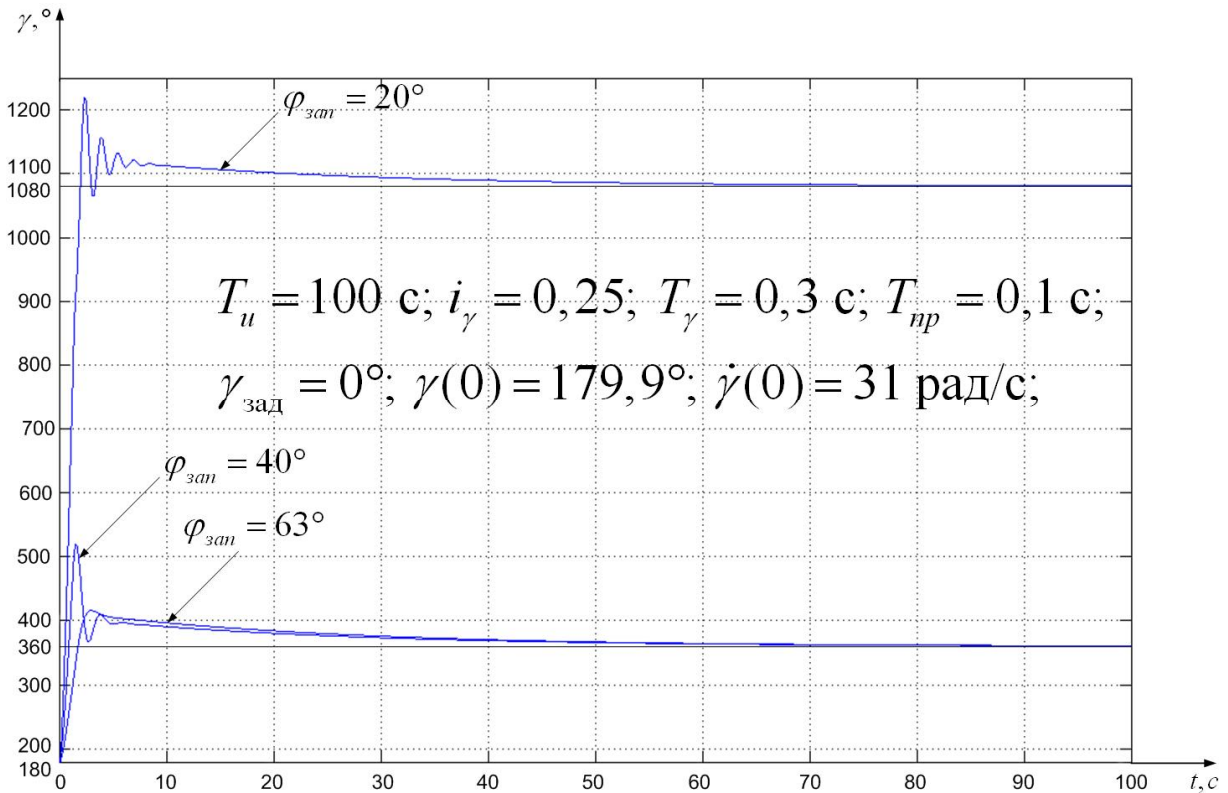


Рис.3 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{зад} = 0^\circ, T_{np} = 0,1 \text{ c}$

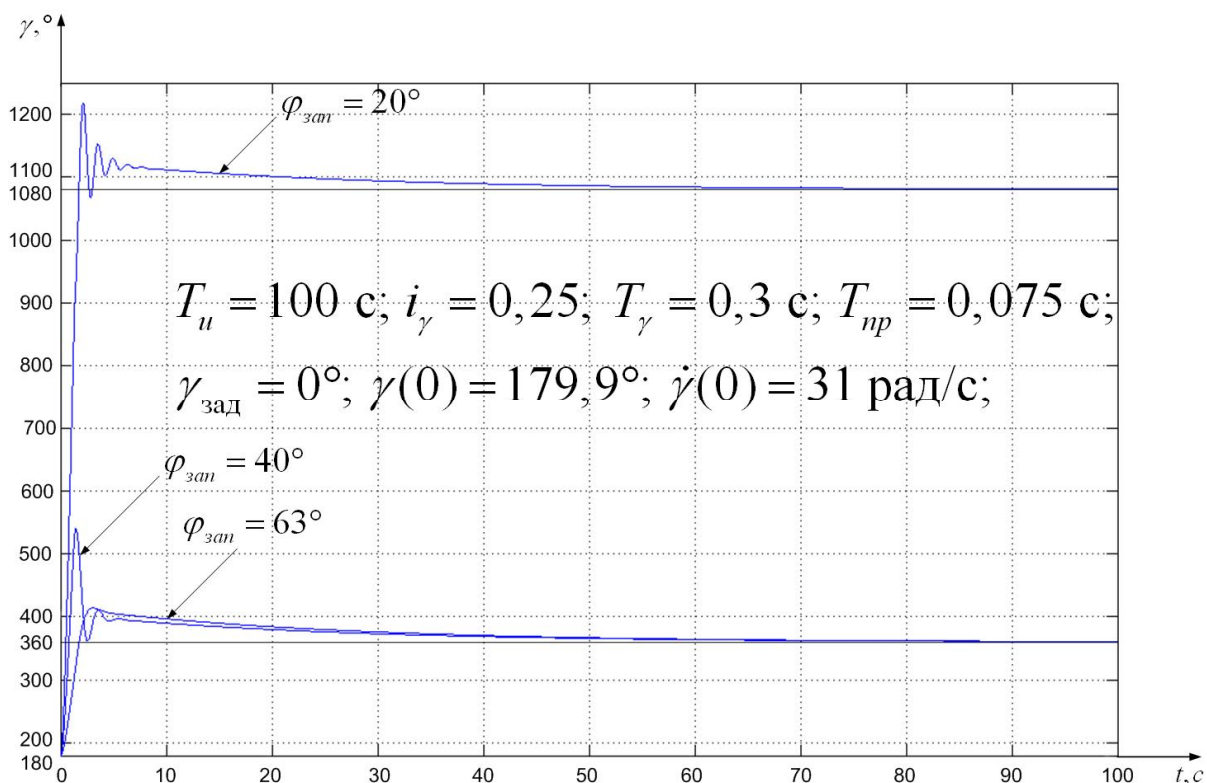


Рис.4 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{\text{зад}} = 0^\circ, T_{np} = 0,075 \text{ с}$

Как видно на рис. 2–4, автопилоту с ПИ-регулятором с  $j_{\text{зан}} = 20^\circ$  необходимо от 2 до 3 оборотов вокруг своей оси, чтобы погасить начальную скорость вращения, сообщённую аномальным возмущением. Системам с  $j_{\text{зан}} = 40^\circ$  и  $j_{\text{зан}} = 63^\circ$  пока хватает одного, что говорит об их большей устойчивости. Наибольшую устойчивость, как и раньше, обеспечивает система с  $j_{\text{зан}} = 63^\circ$ . Увеличение перегрузок (увеличение  $n$ ) приводит к уменьшению длительности вынужденных процессов.

Для каждого набора параметров, соответствующих экспериментам, приведённым на рис. 2–4, для поддержания трёх требуемых углов запаса необходимо подбирать свой набор параметров  $K_g$ . Представим их в табл. 1.

Таблица 1 – Выбор параметра  $K_g$

$n = T_g / T_{np}$	$K_g$		
	$j_{\text{зан}} = 63^\circ$	$j_{\text{зан}} = 40^\circ$	$j_{\text{зан}} = 20^\circ$
2	4	10	19
3	5	12	25
4	5	14	28

Выполним исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $75^\circ$  до  $89^\circ$ . Примем угол  $g_{\text{зад}} = 84^\circ$ , как максимальный безопасный, т.к. нельзя допустить аварии при установлении требуемого значения (напомним, что при угле в  $90^\circ$  ЛА не может продолжать движение и начнёт падать из-за отсутствия подъёмной силы.).

На рис 5. представлены вынужденные процессы в системе с параметрами:

$$T_u = 100 \text{ с}; i_g = 0,25; T_g = 0,3 \text{ с}; T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}, g_{\text{зад}} = 84^\circ.$$

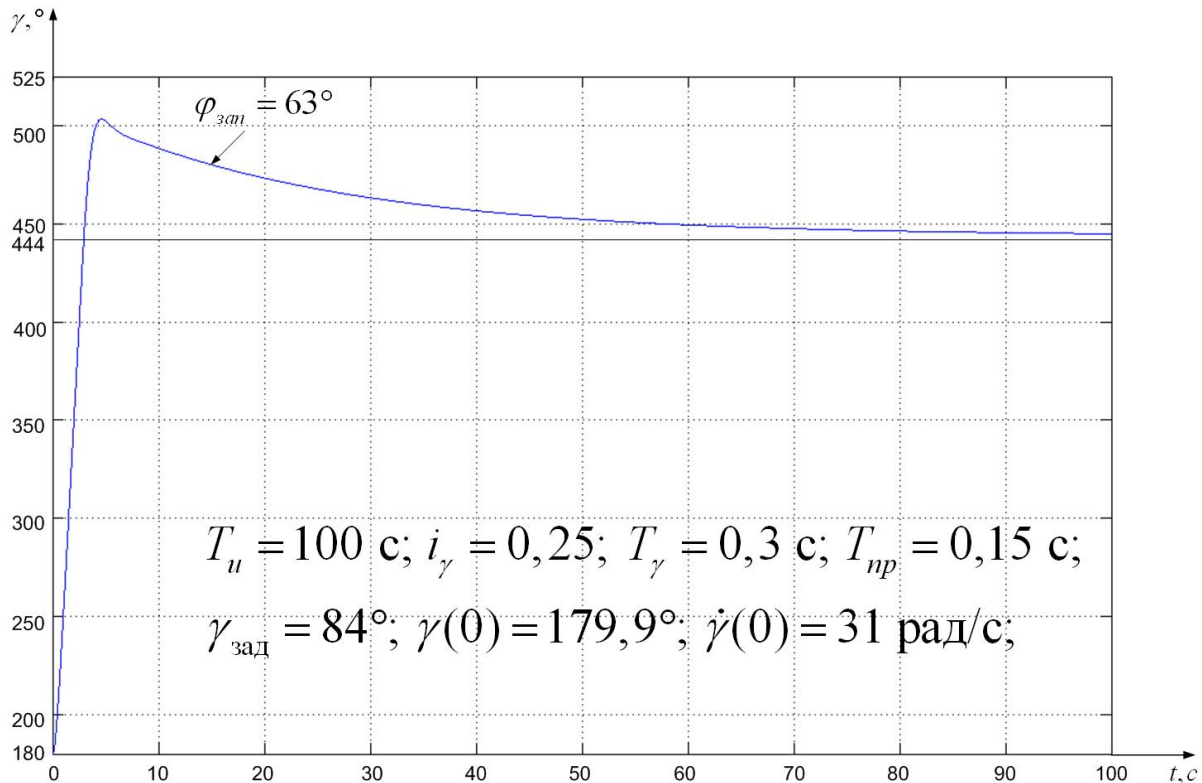


Рис. 5. – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{\text{зад}} = 84^\circ, T_{np} = 0,15 \text{ с}$

Для сравнения на рис. 6. приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис.7 – до значения 4.

В рассматриваемом диапазоне углов система с  $j_{\text{зан}} = 40^\circ$  уже не смогла работать при  $g_{\text{зад}} = 84^\circ$ . Максимальный угол, при котором она ещё может работать, будет представлен в табл. 2.

Заметим так же, что система с  $j_{\text{зан}} = 63^\circ$  хоть и справляется управлением на заданном углу, но критический угол при обратной закладке элеронов система проходит очень медленно, что может привести к аварии.

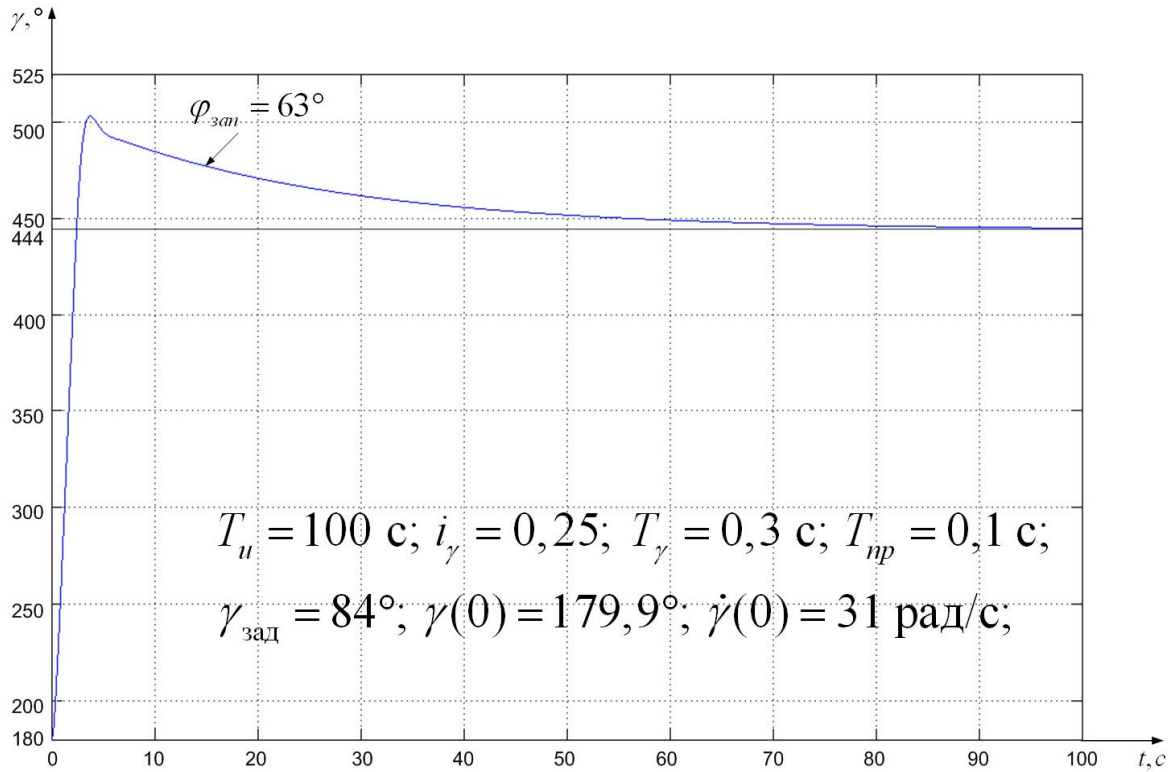


Рис. 6 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{зад} = 84^\circ, T_{np} = 0,1 \text{ с}$

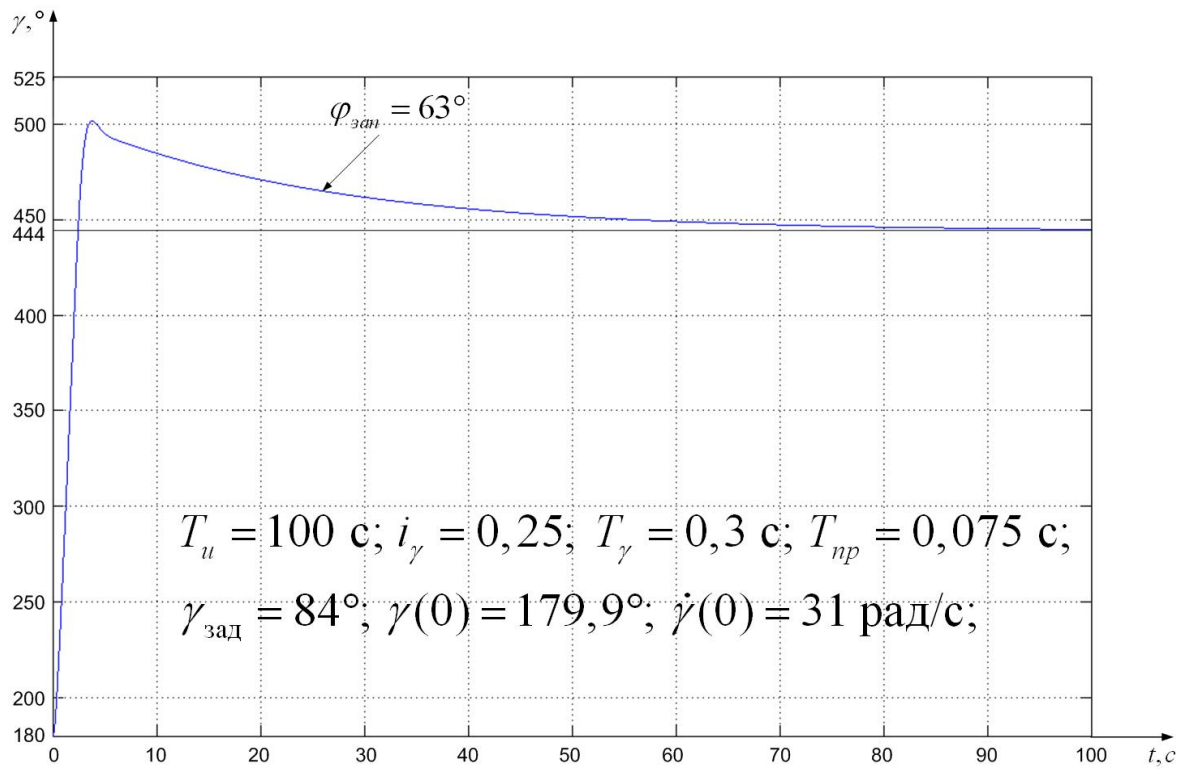


Рис. 7 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $g_{зад} = 84^\circ, T_{np} = 0,075 \text{ с}$



Выполним исследование вынужденных процессов при заданных значениях угла крена от  $100^\circ$  до  $179^\circ$ . Так как системы с  $j_{зан} = 20^\circ$  и  $j_{зан} = 40^\circ$  в предыдущем диапазоне уже не переходили в состояние равновесия, то в этом их тоже не будем рассматривать, ограничившись только диаграммами работы автопилота с  $j_{зан} = 63^\circ$ . Приведём лишь максимальные углы корректной работы систем во всём диапазоне рассматриваемых углов от  $0^\circ$  до  $179^\circ$ . При этом определяющим условием примем то, что система должна прийти в состояние равновесия за не более чем 3 оборота.

На рис. 8. представлены вынужденные процессы в системе со следующими параметрами:  $T_u = 100$  с;  $i_g = 0,25$ ;  $T_g = 0,3$  с;

$$T_{np} = \frac{T_g}{n} = \frac{T_g}{2} = 0,15 \text{ с}, \quad g_{зад} = 84^\circ.$$

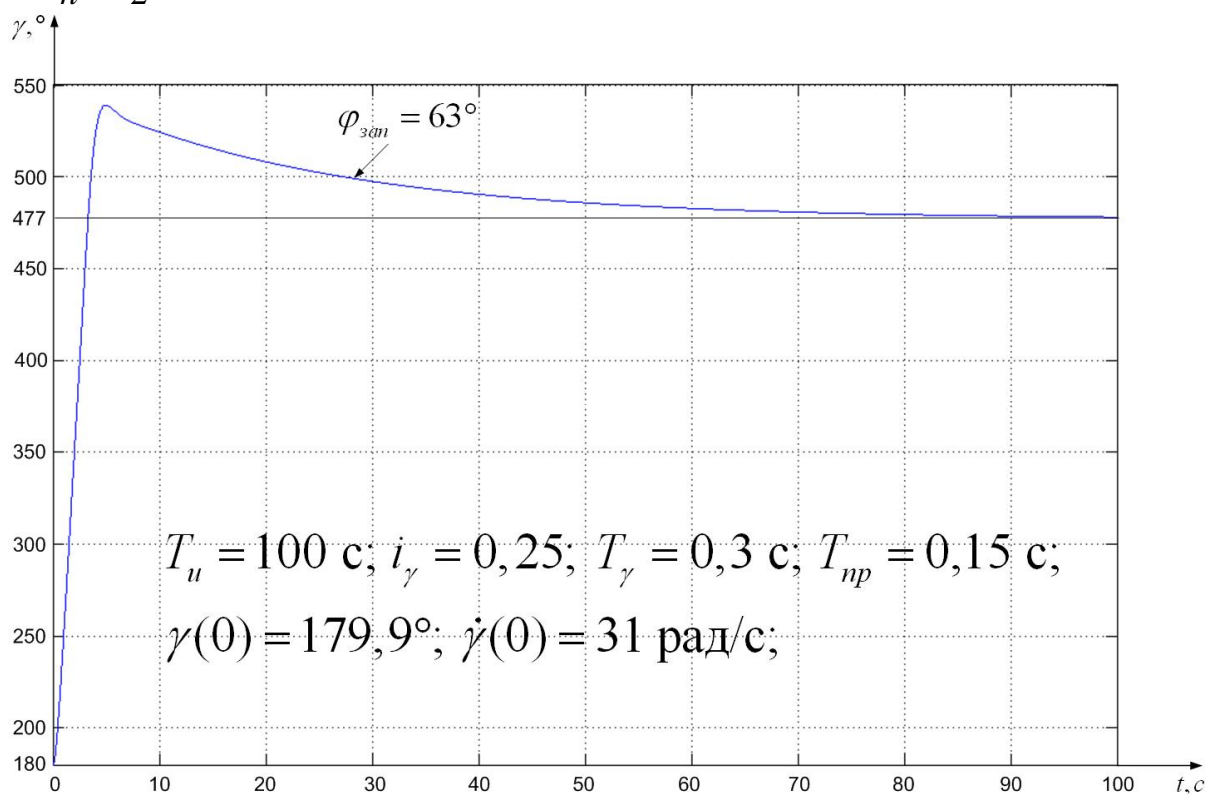
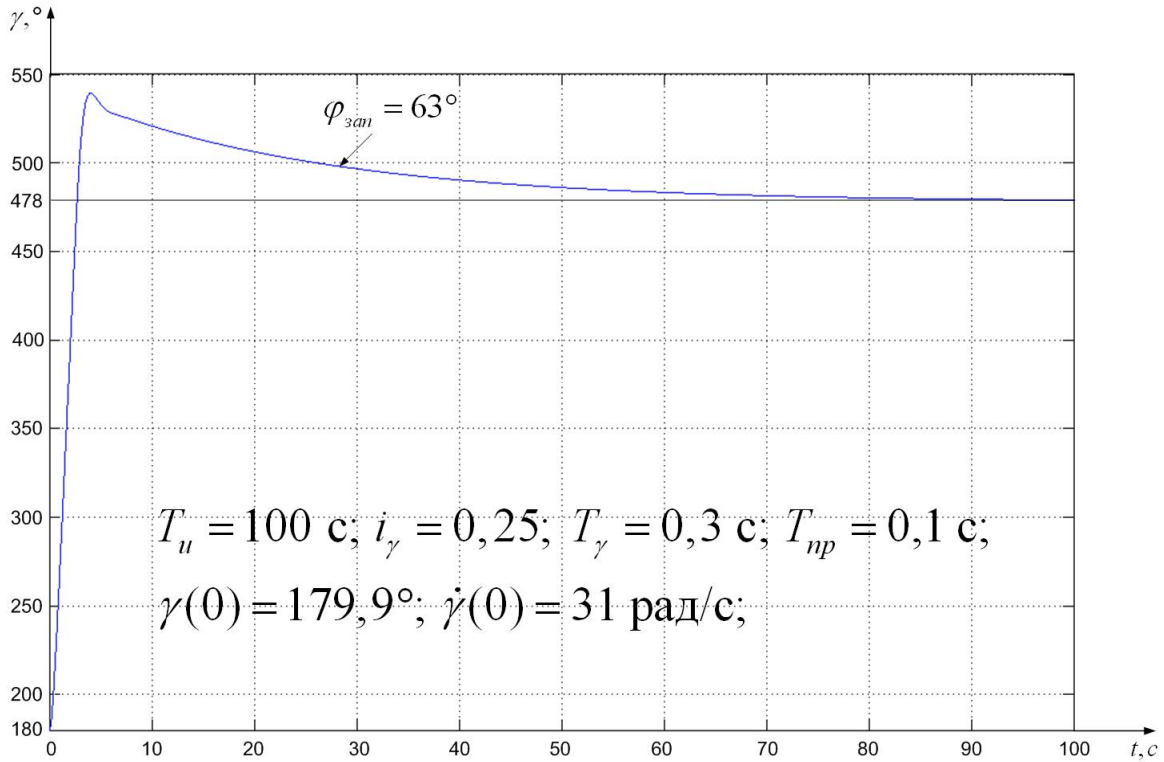
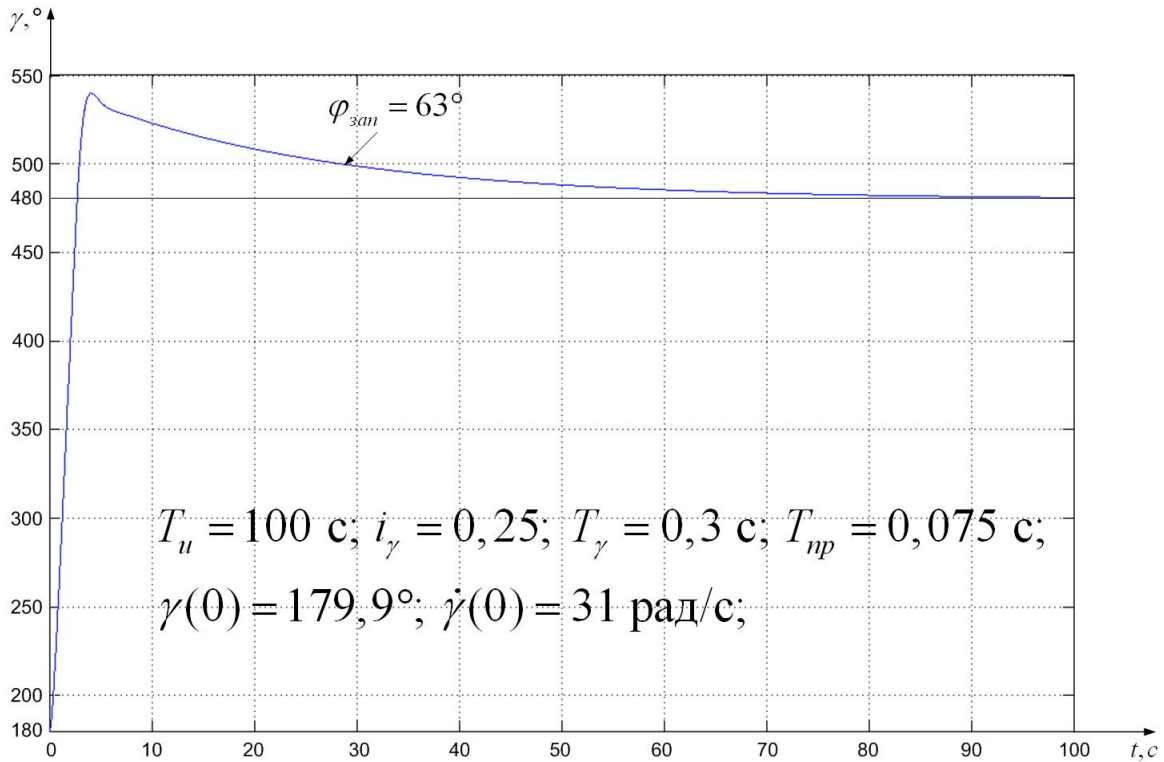


Рис.8 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $T_{np} = 0,15$  с

Для сравнения на рис. 9 приведены вынужденные процессы при увеличении  $n$  до значения 3, а на рис. 10 – до значения 4.

Как видно из рис. 8–10 автопилот с  $j_{зан} = 63^\circ$  работает стабильнее с увеличением  $n$  (уменьшением  $T_{np}$ ), что так же соответствует увеличению перегрузок.

Рис. 9 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $T_{np} = 0,1 \text{ c}$ Рис.10 – Автопилот с ПИ-регулятором при  $T_{np} = 0,075 \text{ c}$

Представим таблицу 2 максимальных обрабатываемых углов.

Таблица 2 – Максимальные углы

$n = T_g / T_{np}$	Запас по фазе	Максимальный угол
2	$j_{зан} = 20^\circ$	35
	$j_{зан} = 40^\circ$	80
	$j_{зан} = 63^\circ$	117
3	$j_{зан} = 20^\circ$	31
	$j_{зан} = 40^\circ$	82
	$j_{зан} = 63^\circ$	118
4	$j_{зан} = 20^\circ$	32
	$j_{зан} = 40^\circ$	80
	$j_{зан} = 63^\circ$	120

Таким образом, можно сделать вывод, что автопилот с ПИ-регулятором, который в основном используется в случаях долговременных линейных воздействий, по сравнению с автопилотом с П-регулятором имеет гораздо меньшие обрабатываемые максимальные углы. Остальные же зависимости (уменьшение времени вынужденных процессов с увеличением параметра  $n$  и увеличение устойчивости с увеличением  $j_{зан}$ ) для обеих систем аналогичны.

### Литература:

1. Красовский А. А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. – М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1973. – 560 с.

2. Геложе Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в критических режимах. Самоорганизация в условиях дефицита времени: Монография. – Таганрог: ТРТУ, 2001.- 264 с.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАКЕТА LABVIEW ДЛЯ АНАЛИЗА ХАРАКТЕРИСТИК КОДА РИДА-СОЛОМОНА.

А.П.Горбенко, Н.А. Колесников

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Коды Рида-Соломона широко используются в устройствах передачи и хранения данных для обнаружения и исправления как одиночных, так и групповых ошибок. Область их применения необычайно широка - кодеры/декодеры Рида-Соломона можно найти и в ленточных запоминающих устройствах, и в контроллерах оперативной памяти, и в модемах, и в жестких дисках, и в CD-ROM/DVD приводах и т.д. Благодаря им некоторые архиваторы безболезненно переносят порчу нескольких секторов носителя, содержащего архив, а подчас - и полное разрушение целого тома многотомного архива. Еще коды Рида-Соломона позволяют защитному механизму автоматически восстанавливать искаженные в результате сбоя программного/аппаратного обеспечения. Так же коды Рида-Соломона успешно используются в современных каналах связи для повышения их помехозащищенности. Для эффективного использования канала связи при применении кодирования Рида-Соломона важно правильно подобрать его характеристики. Рассмотрим некоторые из них [2].

Коды Рида-Соломона (РС) - это недвоичные циклические коды, символы которых представляют  $m$  - битовые последовательности, где  $m$  - положительное целое число больше 1. Коды Рида-Соломона  $(n, k)$  определены на  $m$  - битовых символах при всех  $n$  и  $k$ , для которых

$$0 < k < n < 2^m + 2,$$

где  $k$  - число информационных битов, подлежащих кодированию,  
 $n$  - число кодовых символов в кодируемом блоке.

Для большинства кодов Рида-Соломона  $(n, k)$

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2 \cdot t),$$

где  $t$  - количество ошибочных битов в символе, которые может исправить код.

Для выбора оптимальных параметров кода Рида-Соломона был разработан виртуальный инструмент в среде графического программирования LabVIEW (рисунок 1).

Прибор формирует сигнал с минимальной частотной манипуляцией (minimum shift key, MSK) в соответствии с заданными пользователем параметрами. Далее MSK сигнал поступает на два канала, в одном из них он подвергается кодированию методом Рида-Соломона. Далее к этим каналам добавляется аддитивный гауссовский белый шум (AWGN), интенсивность которого  $E_b/N_0$  (dB). После чего MSK сигнал подвергается демодуляции в канале «no coding», а в канале «coding» он предварительно декодируется методом Рида - Соломона.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2012, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia

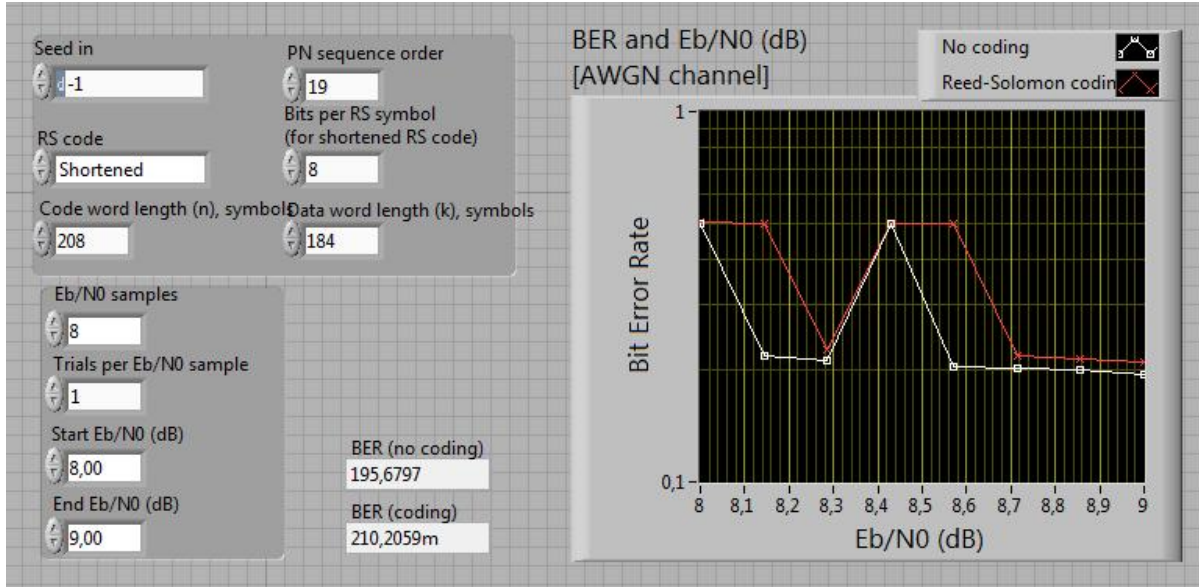


Рисунок 1 – Рабочая область виртуального прибора

Виртуальный прибор позволяет изменять параметры кода Рида-Соломона, например вид кода: укороченный (RS code: Shorted) или нормальный (RS code: Normal), длину кодового слова (Code word length), длину слова данных (Data Word length), количество бит RS символа (для укороченного кода).

Так же он позволяет изменять интенсивность воздействия аддитивного гауссовского белого шума на канал связи, оперируя его параметрами: начальное значение  $E_b/N_0$  (Start  $E_b/N_0$ ), конечное значение  $E_b/N_0$  (End  $E_b/N_0$ ), количество выборок  $E_b/N_0$  ( $E_b/N_0$  samples), количество испытаний на одну выборку  $E_b/N_0$  (Trials per  $E_b/N_0$  samples).

В качестве выходных параметров строится график зависимости коэффициента ошибки на бит (Bit Error Rate, BER) от  $E_b/N_0$ .

Используя данный виртуальный прибор, были проведены исследования. По полученным данным был построен график (рисунок 2), отображающий эффективность кодирования при различной корректирующей способности кода  $t$  и при разной интенсивности воздействия помех  $E_b/N_0$  на канал связи.

Таким образом, в настоящей работе представлен прибор, позволяющий определить оптимальные параметры кода Рида-Соломона для разрабатываемого канала связи, путем оценки эффективности кодирования при различных параметрах кода и интенсивности воздействия помехи. Было показано, что кодирование Рида-Соломона является эффективным методом повышения помехоустойчивости канала связи, при этом, чем больше его избыточность, тем больше возможности кода в коррекции ошибок. Но снижение энергии, приходящейся на канальных символ (в сравнении с информационным символом), обусловленное избыточностью кода, приводит к



увеличению ошибок совершаемых демодулятором. Следовательно, необходимо тщательно подбирать параметры  $(n, k)$  кода Рида - Соломона для более эффективного использования канала связи.

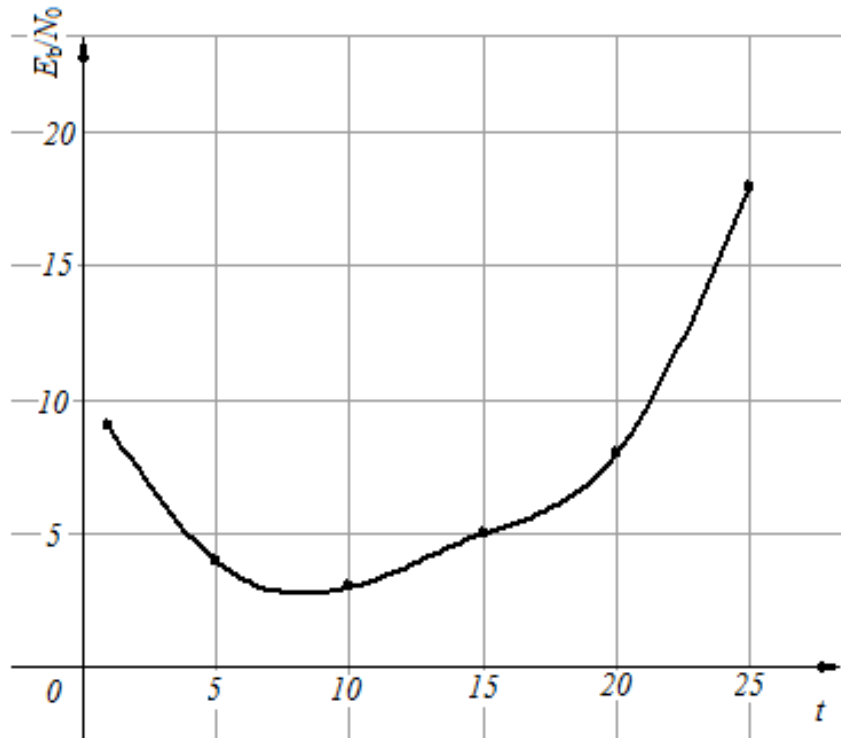


Рисунок 2 - Эффективность кодирования Рида-Соломона при различной корректирующей способности кода  $t$  и при разной интенсивности воздействия помех  $E_b/N_0$

### Литература:

1. Жураковский М. С. Каналы связи, М.: «Высшая школа», 1985. Минск: Беларусь, 1993.– 297 с.
2. Скляр Б.И. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003г.
3. Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. Практическое руководство для работы в программной среде LabVIEW. – М.: ДКМ Пресс, 2007. – 400с.
4. Поршнева С.В. Компьютерное моделирование физических процессов в пакете MATLAB, М.: «Горячая линия - Телеком», 2003. – 592.
5. Золотарев В.В., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. –126с.

УДК 681.324

## **МОДЕЛЬ МНОГОКАНАЛЬНОГО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА С ГРУППОВЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ НЕОРДИНАРНОГО ПОТОКА ЗАЯВОК**

А. П.Самойленко, Д. Е.Рудь

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

*Рассмотрен подход к анализу функционирования телекоммуникационного комплекса (ТК) в базе теории систем массового обслуживания с отказами, на вход которой поступает неординарный поток заявок. Получены операционные характеристики системы. Построены зависимости вероятностей системы и показателей качества функционирования. Сделаны выводы о граничных режимах работы системы. Даны рекомендации о практическом использовании полученных результатов.*

Значимость телекоммуникационных сетей и систем в процессах обработки и транспортировки данных в недавних событиях страны трудно переоценить. Достаточно вспомнить, что для подготовки и проведения выборов президента РФ были развернуты и введены в эксплуатацию сегменты новых и проведена модернизация существующих сетей связи.

Открытость протоколно-аппаратных средств сетей позволяла без труда создавать сети требуемых конфигураций, однако, в часы пиковой нагрузки, а также при форс-мажорных обстоятельствах, объемы передаваемого трафика резко увеличивались, что подтверждало неадекватность надежности вычислительных и программных ресурсов провайдеров требованиям реального масштаба времени. Отсутствие математических моделей функционирования сетей не позволяло адекватно прогнозировать необходимый объем оборудования, требуемую скорость обработки поступающих данных, возможность закупки транспортных артерий, предвосхитить параметры телекоммуникационного трафика. Как в целой сети региона, так и отдельных ее фрагментов. Вследствие чего имели место отказы в обслуживании.

Проведенный анализ различных подходов к моделированию процессов передачи информации в телекоммуникационных сетях [1] показал, что наиболее методологически разработанным и применяемым математическим аппаратом является теория систем массового обслуживания (СМО). Существующие в настоящее время основные математические модели СМО отражают в полной мере параметры системы при ординарном потоке требований. Практически входной поток не является таковым. В связи с вышесказанным возникает необходимость в постановке задачи в следующей редакции.

С целью получения параметров функционирования ТК с неординарным входным информационным потоком разработать и исследовать модель СМО с адаптацией для обслуживания неординарных потоков, учитывая при этом возможность одновременного поступления групп заявок. Исследовать характеристики надежности системы.

В качестве модели ТК рассмотрим СМО, на вход которой подается неординарный поток трафика. В неординарном потоке возможно одновременное появление двух и более событий потока. Примером такой системы может быть узловой или магистральный маршрутизатор, на интерфейсы которого (как физические, так и логические) поступают агрегированные потоки разнородного трафика. Обычно в таких системах количеству вычислительных центров (центральных процессоров - ЦП) ставится в соответствие число каналов обслуживания СМО, каждый из которых в любой момент времени может находиться в одном из двух возможных состояний - занят или свободен (в данной работе состояние, когда логический канал неисправен, не рассматривается).

В случайный момент времени поступает группа пакетов информации. Если в этот момент имеется достаточное число свободных каналов, то групповая заявка принимается к обслуживанию. Если все каналы заняты или число свободных каналов меньше, чем число сообщений в группе, то заявка (группа) получит отказ. Таким образом, рассматриваемая СМО - СМО с отказами [2].

Группа протокольных блоков (пакетов, кадров, ячеек), поступившая в систему, обслуживается в течение некоторого промежутка времени, причем все единицы группы обслуживаются одновременно, а по окончании обслуживания вся группа одновременно покидает систему.

Рассмотрим входной информационный поток. Выделим из неоднородного входного потока однородный поток - входной поток одиночных заявок. Этот поток может быть охарактеризован интенсивностью  $\lambda_1(t)$ . Очевидно, что этот поток является ординарным.

Также выделим однородный поток парных заявок. В этом случае можно рассматривать ординарный поток парных заявок с интенсивностью  $\lambda_2(t)$ . Таким же образом выделим все однородные потоки по  $k$  заявок в группе ( $k = 1 \dots n$ ). Интенсивность каждого из однородных потоков равна  $\lambda_k(t)$ . Каждый из выделенных потоков - ординарный.

Будем считать, что каждый из выделенных потоков также обладает свойствами стационарности и отсутствием последствия, т.е. каждый из выделенных потоков - простейший пуассоновский поток с интенсивностью  $\lambda_k = \text{const}$ .

В этом случае исходный входной поток можно рассматривать как суммарный. Интенсивность  $\lambda$  суммарного потока определяется

интенсивностями потоков  $\lambda_k$ :  $I = I_1 + I_2 + K + I_n$ , при этом суммарный поток также будет простейшим пуассоновским потоком [3].

Время  $t_k$  обслуживания каждой групповой заявки - случайная величина, распределенная по экспоненциальному закону с плотностью  $f(t_k) = m_k e^{-m_k t_k}$ , где

$$m_k = \frac{1}{T_k}.$$

Рассмотрим подход для определения показателей эффективности функционирования СМО групповых заявок в стационарном режиме работы и получим численное решение для нестационарного режима работы. Для этого проведем анализ работы  $m$ -канальной СМО, на вход которой поступают только одиночные и парные заявки. Составим размеченный граф состояний системы с указанием интенсивностей потоков, переводящих систему из состояния в состояние.

Множество возможных состояний системы включает:

$S_{00}$  - все каналы свободны, ни одна заявка не обслуживается;

$S_{01}$  - занят ровно один канал (какой - неважно), обслуживается одна одиночная заявка;

$S_{10}$  - занято ровно два канала (какие - неважно), обслуживается одна парная заявка;

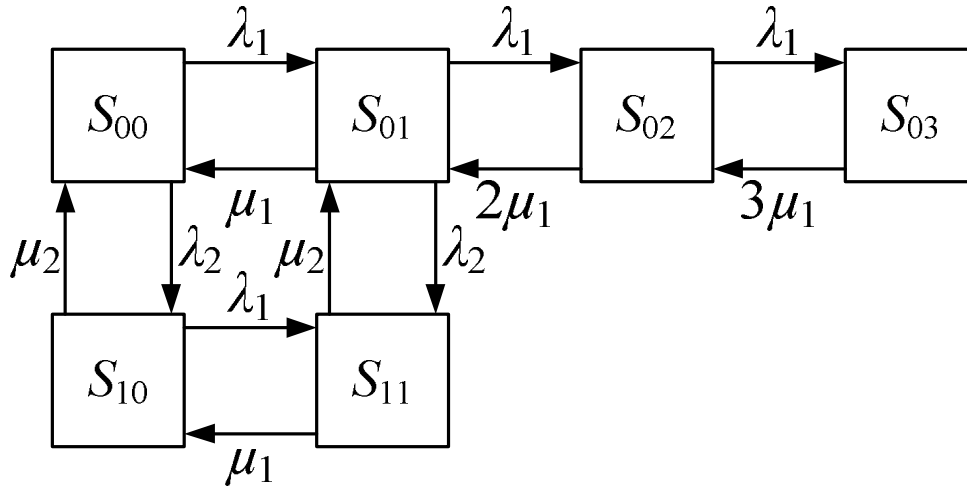
$S_{ij}$  - занято ровно  $2i+j$  каналов, обслуживается  $i$  парных и  $j$  одиночных заявок.

Переход системы из состояния с номером  $(i, j)$  (т.е. из состояния  $S_{ij}$ ) возможен только в одно из соседних состояний. При поступлении одиночной заявки переход осуществляется в соседнее по горизонтали состояние с номером  $(i, j+1)$  (переход с интенсивность  $I_1$ ). По окончании выполнения одиночной заявки переход осуществляется в соседнее по горизонтали состояние с номером  $(i, j-1)$  (переход с интенсивность  $j m_1$ ). При поступлении парной заявки переход осуществляется в соседнее по вертикали состояние с номером  $(i+1, j)$  (переход с интенсивность  $I_2$ ). По окончании выполнения парной заявки переход осуществляется в соседнее по вертикали состояние с номером  $(i-1, j)$  (переход с интенсивность  $i m_2$ ). И так далее при увеличении размеров групп заявок.

Если  $2i+j=m$  (все каналы заняты) и поступает любая заявка, то она, получает отказ; если  $2i+j=m-1$  (свободен один канал) и поступает парная заявка, то она также получает отказ.

На рис. 1 приведен пример размеченного графа состояний при  $m=3$ .

Напомним, что все потоки событий, переводящие систему из состояния в состояние, являются простейшими пуассоновскими потоками. Значит случайный процесс, протекающий в системе, будет марковским с непрерывным временем, а рассматриваемая система - пуассоновская система.

Рис. 1. Граф состояний системы при  $m=3$ 

Система дифференциальных уравнений Колмогорова для вероятностей состояний системы при  $m=3$  имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dp_{00}(t)}{dt} = -(I_1 + I_2) p_{00}(t) + m_1 p_{01}(t) + m_2 p_{10}(t); \\ \frac{dp_{10}(t)}{dt} = -(I_1 + I_2 + m_1) p_{01}(t) + I_1 p_{00}(t) + 2m_1 p_{02}(t) + m_2 p_{11}(t); \\ \frac{dp_{02}(t)}{dt} = -(I_1 + 2m_1) p_{02}(t) + I_1 p_{01}(t) + 3m_1 p_{03}(t); \\ \frac{dp_{03}(t)}{dt} = -3m_1 p_{03}(t) + I_1 p_{02}(t); \\ \frac{dp_{10}(t)}{dt} = -(I_1 + m_2) p_{10}(t) + I_2 p_{00}(t) + m_1 p_{11}(t); \\ \frac{dp_{11}(t)}{dt} = -(m_1 + m_2) p_{11}(t) + I_1 p_{10}(t) + I_2 p_{01}(t). \end{array} \right. \quad (1)$$

Введем обозначения:

$r_1 = \frac{I_1}{m_1}$  - коэффициент загрузки системы одиночными заявками: среднее

число одиночных заявок, поступающих в систему за среднее время обслуживания одиночной заявки;

$r_2 = \frac{I_2}{m_2}$  - коэффициент загрузки системы парными заявками: среднее

число парных заявок, поступающих в систему за среднее время обслуживания парной заявки.

Получение выражений для операционных характеристик требует решения системы дифференциальных уравнений (1). Возможны два способа решения: численный и аналитический. Мы воспользуемся аналитическим методом решения в статическом режиме работы ( $t \rightarrow \infty$ ) с проверкой результатов с помощью численного моделирования.

Решая систему (1) в стационарном режиме работы с использованием начальных условий

$$p_0(0) = 1, \quad p_i(0) = 0, \quad i = \overline{1, K}. \quad (2)$$

и условия нормировки

$$\sum_{k=0}^K p_k(t) = 1 \quad (3)$$

получим для  $m=3$ :

$$p_{00} = \frac{1}{1 + r_1 + \frac{1}{2}r_1^2 + \frac{1}{6}r_1^3 + r_2(1 + r_1)}; \quad p_{01} = I_1 p_{00}; \quad p_{02} = \frac{1}{2}I_1^2 p_{00};$$

$$p_{03} = \frac{1}{6}I_1^3 p_{00}; \quad p_{10} = I_2 p_{00}; \quad p_{11} = I_1 I_2 p_{00}.$$

Решая системы уравнений для  $m=4$  и  $m=5$  можно увидеть явную закономерность. Тогда для произвольного числа каналов:

$$p_{00} = \frac{1}{\sum_{k=0}^m \frac{1}{k!} r_1^k + r_2 \sum_{k=0}^{m-2} \frac{1}{k!} r_1^k + \frac{1}{2} r_2^2 \sum_{k=0}^{m-4} \frac{1}{k!} r_1^k + \mathbf{L}},$$

или

$$p_{00} = \frac{1}{\sum_{n=0}^{\lfloor \frac{m}{2} \rfloor + 1} \frac{1}{n!} r_2^n \left( \sum_{k=0}^m \frac{1}{k!} r_1^k \right)}, \quad (4)$$

где  $\lfloor \cdot \rfloor$  – операция взятия целой части числа.

Вероятности  $p_{ij}$  могут быть определены по формуле:

$$p_{ij} = \frac{1}{i!j!} r_1^i r_2^j p_{00}. \quad (5)$$

Рассмотрим показатели эффективности функционирования такой СМО.

Заявка получит отказ в обслуживании в том случае, если все каналы заняты или на вход поступает парная заявка, а свободен только один канал. Вероятность  $p_m$  того, что все  $m$  каналов будут заняты, определяется из соотношения:

$$P_m = \sum_i \sum_{\substack{j \\ 2i+j=m}} p_{ij}$$



Вероятность того, что в систему поступит именно парная заявка, равна  $\frac{I_2}{I_1+I_2}$ . Вероятность  $P_{m-1}$  того, что будет свободен только один канал, определяется по формуле:

$$P_{m-1} = \sum_i \sum_j p_{ij} \quad 2i+j=m-1$$

Тогда вероятность отказа равна:

$$P_{отк} = P_{m-1} \frac{I_2}{I_1+I_2} + P_m,$$

а вероятность обслуживания:

$$P_{обсл} = 1 - P_{отк}.$$

Абсолютная пропускная способность системы:

$$A = I_1 (1 - P_m) + I_2 (1 - P_m - P_{m-1}).$$

Среднее число занятых каналов (требований на обслуживание, находящихся в системе):

$$N_{cp} = \sum_i \sum_j (2i + j) p_{ij}.$$

Среднее время занятости канала:

$$\bar{t}_{з.к.} = \frac{I_1}{I_1+I_2} \bar{t}_1 + \frac{I_2}{I_1+I_2} \bar{t}_2,$$

где  $\bar{t}_1 = \frac{1}{m_1}$ ,  $\bar{t}_2 = \frac{1}{m_2}$  - среднее время выполнения одиночной и парной заявки соответственно.

Проведем численное моделирование исследуемой системы. Для решения системы уравнений (1) воспользуемся пакетом Mathcad и встроенной в него функции odesolve, которая решает систему дифференциальных уравнений, линейных относительно старшей производной, методом Рунге-Кутты. Результаты выполнения программы приведены ниже.

Рассмотрим несколько случаев работы системы при различных коэффициентах загрузки  $\rho_1$  и  $\rho_2$ . Временные диаграммы состояний системы приведены на рис. 2-4.

Из рис. 2-4 видно, что в системе имеют место переходные процессы, длительность которых мала и зависит от интенсивности трафика и интенсивности его обработки (т.е. от обратно пропорциональна коэффициентам нагрузки  $\rho_1$  и  $\rho_2$ ), А также от числа ЦП в маршрутизаторе. При значениях  $t$  больших, чем длительность переходного процесса, вероятности системы – величины практически постоянные, значения которых можно получить, воспользовавшись формулами (4) и (5).

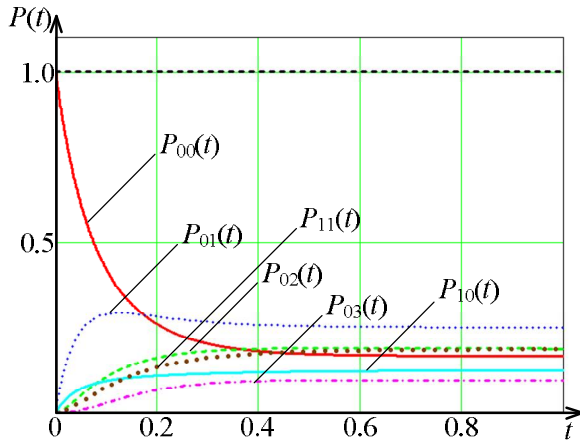


Рис. 2. Вероятности состояний системы при  $\rho_1=1,5$  и  $\rho_2=0,75$ .

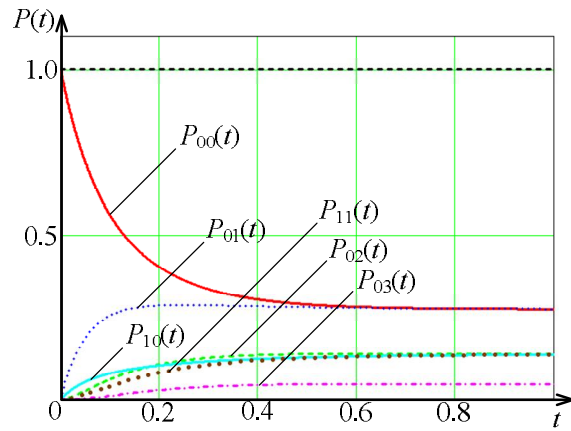


Рис. 3. Вероятности состояний системы при  $\rho_1=1$  и  $\rho_2=0,5$ .

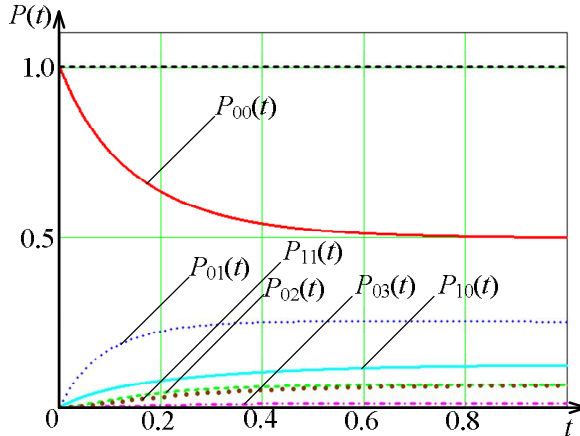


Рис. 4. Вероятности состояний системы при  $\rho_1=0,5$  и  $\rho_2=0,25$

ТК является восстанавливаемой системой длительной работы, поэтому имеет смысл оценивать готовность системы функцией готовности  $K_r(t)$  и коэффициентом готовности  $K_r$  [4]. Анализ готовности ТК – задача чрезвычайно важная, требующая комплексного подхода к вопросам информационной, аппаратной и программной надежности. В данной работе мы ограничимся рассмотрением критериев информационной надежности, т.к. при работе столь сложной информационной системы, как ТК, именно они во многом определяют показатели эффективности, риск и безопасность.

Функцией информационной готовности ТК называется вероятность того, что в произвольный момент времени  $t$  ТК готов принять протокольный блок (пакет, кадр, ячейку) на обработку и передачу. Для рассматриваемой системы вероятность  $P_{отк}(t)$  имеет смысл неготовности ТК принять очередной

информационный блок в момент времени  $t$ . Тогда функцией готовности  $K_{\Gamma}(t)$  будет следующее выражение:

$$K_{\Gamma}(t) = 1 - P_{\text{отк}}(t).$$

Коэффициент готовности является предельным значением функции готовности и определяется выражением:

$$K_{\Gamma} = \lim_{t \rightarrow \infty} K_{\Gamma}(t).$$

Рассчитаем числовым методом функцию готовности для рассматриваемой СМО при различных коэффициентах загрузки  $\rho_1$  и  $\rho_2$ . Зависимости функции готовности системы приведены на рис. 5.

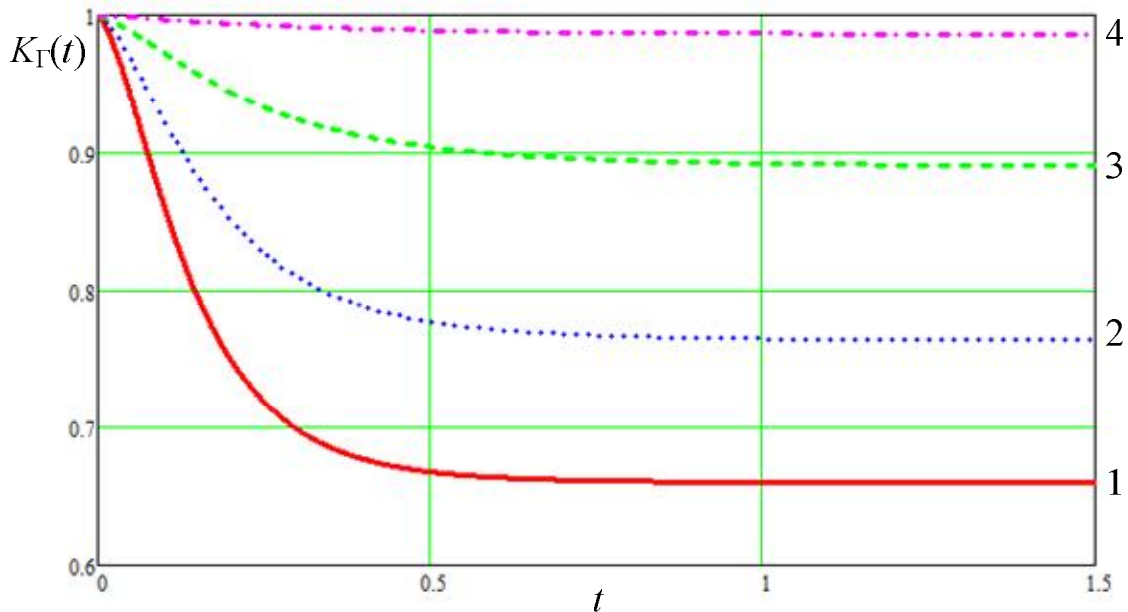


Рис. 5. Функция готовности системы при: 1 -  $\rho_1=1,5$  и  $\rho_2=0,75$ ; 2 -  $\rho_1=1,0$  и  $\rho_2=0,5$ ; 3 -  $\rho_1=0,5$  и  $\rho_2=0,25$ ; 4 -  $\rho_1=0,1$  и  $\rho_2=0,05$ .

Еще одной важной характеристикой информационной надежности является среднее время безотказной работы – математическое ожидание времени до отказа:

$$T_1 = \int_0^t P_{\text{обсл}}(t) dt,$$

где  $P_{\text{обсл}}(t)$  – это вероятность обслуживания, т.е. вероятность безотказной работы с точки зрения информационной надежности, на интервале времени от 0 до  $t$ .

Эта характеристика является интегральной. Ее применение в анализе работы ТК целесообразно потому, что ТК является системой длительного функционирования без перерывов в работе. С точки зрения информационной надежности ТК следует рассматривать как систему с восстановлением, т.к. при

возникновении отказа в приеме на обработку блока информации система не прекращает функционирование. Спустя время, равное времени обслуживания блока аналогичного или большего размера, она будет готова принимать очередной информационный блок.

Анализ надежности системы по критериям вероятности и среднему времени безотказной работы можно выполнить путем анализа графиков функции готовности (т.к. для КТ функция готовности есть не что иное, как вероятность безотказной работы) и ее интегрирования в широком диапазоне  $t$ . Таблица значений среднего времени безотказной работы ТК и коэффициента готовности системы при интервале наблюдения 10с при различных коэффициентах нагрузки приведена в табл. 1.

Таблица 1. Характеристики информационной надежности системы.

$\rho_1$	1.5	1	0.5	0.1
$\rho_2$	0.75	0.5	0.25	0.05
$K_r$	0.66	0.76	0.89	0.98
$T_1, с$	6.65	7.68	8.94	9.87

Из таблицы видно, что среднее время безотказной работы так же, как и коэффициент готовности, обратно пропорционально коэффициентам нагрузки. Такой же характер зависимостей сохранится и при увеличении количества каналов обслуживания, позволяя сохранить показатели качества в заданных пределах при растущих нагрузках. Так, имея ограничения в виде требований к обслуживанию, выраженных в предельных значениях  $T_1$  и  $K_r$ , становится возможным, управляя  $\rho$  и  $m$  (опционально подключая (масштабируя) дополнительные вычислительные мощности – каналы обслуживания – в случае необходимости), оптимизировать работу ТК, т.е. сократить затраты на обслуживание и выплату штрафов за нарушение требований к обслуживанию. Таким образом, с позиции теории надежности, модель ТК в базисе теории СМО – это резервированная система, интенсивность отказов в обслуживании которой является интенсивность потока информационных блоков  $\lambda$ , а интенсивность восстановления работоспособности есть интенсивность обработки протокольных блоков  $\mu$ .

Рассмотренный подход может быть использован для анализа ТК, на вход которого поступают группы протокольных блоков с ожиданием, с различной дисциплиной обслуживания.

### Литература:

1. Макаренко С. И. Методика оценки времени задержки пакета в канале связи в условиях нестабильности входного трафика // Инфокоммуникационные технологии. – 2007, №2.-С.94-96;

2. Хинчин А.Я. Работы по математической теории массового обслуживания. - М.: Физматгиз, 1963.-237с.;
3. Буравлев А.И., Скрынников А.А. Анализ системы массового обслуживания групповых заявок // Информационно-измерительные и управляющие системы.- 2010.-№6-С.20-24;
4. Половко А.М., Гуров С.В. Основы теории надежности. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006.-704.

## **ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ**

О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Исследованы погрешности определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с известной несущей частотой пассивным частотным методом вследствие влияния неустойчивости вектора скорости летательного аппарата.*

В работах [1, 2] рассмотрены некоторые способы определения местоположения (МП) источников радиоизлучения (ИРИ) с использованием информации о собственном движении приемного устройства, установленного на летательном аппарате (ЛА) и их флуктуационные погрешности. В этих работах показано, что наименьшей флуктуационной погрешностью обладает метод определения МП, при котором подсчитывается число пересечений сигналом нулевого уровня на нескольких измерительных интервалах (интегральный метод определения МП). В работе [3] рассмотрена погрешность определения МП ИРИ в зависимости от погрешности измерения временных интервалов для случая точно известной частоты ИРИ. Представляет интерес рассмотреть погрешности определения МП ИРИ вследствие неустойчивости вектора скорости ЛА. При этом, как минимум, имеется три составляющих погрешности: одна из них определяется неустойчивостью модуля вектора скорости  $\dot{v}$ , а две другие изменением его направления (например, за счет колебаний углов рыскания и тангажа). Ограничимся рассмотрением двух составляющих, а именно, неустойчивостью модуля вектора скорости и неустойчивостью угла рыскания. Кроме того, считая, что дальность  $D_0$  до ИРИ значительно больше высоты полета ЛА, будем полагать, что плоскость измерений совпадает с горизонтальной плоскостью, т.е. колебания вектора

скорости  $\dot{v}$  в горизонтальной плоскости и наклонной плоскости измерений дальности  $D_0$  и направления  $q_0$  на ИРИ равны (при необходимости эту составляющую погрешности можно вычислить, учитывая угол наклона плоскости измерений к горизонтальной плоскости). Рисунок 1 иллюстрирует методику вычисления погрешности измерений дальности  $D_0$  до ИРИ и направления  $q_0$  на ИРИ.

На рисунке приняты следующие обозначения:

$D_0$  – расстояние от ЛА до ИРИ в момент начала измерений;

$q_0$  – угол между вектором путевой скорости ЛА и направлением на ИРИ;

$S_v$  – средняя квадратичная ошибка измерения скорости ЛА;

$S_{qp}$  – средняя квадратичная ошибка, возникающая из-за нестабильности угла рыскания.

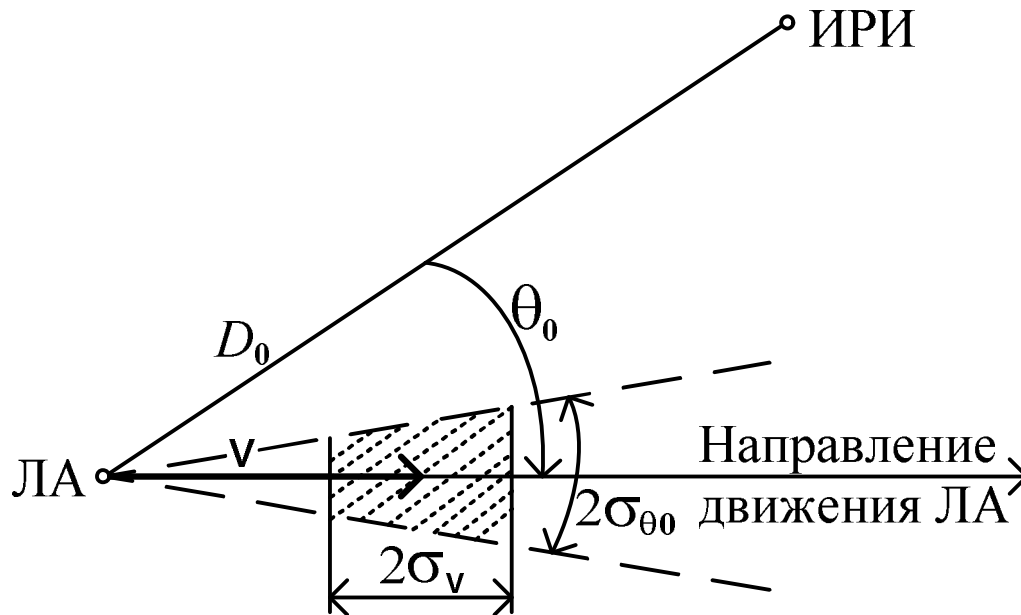


Рисунок 1 – Составляющие погрешностей определения МП ЛА вследствие нестабильности вектора путевой скорости

Штриховкой обозначена область погрешностей  $\{\pm S_v, \pm S_{qp}\}$  измерений дальности  $D_0$  и направления  $q_0$  вследствие нестабильности вектора скорости ЛА.

Как следует из рисунка 1 и из правила сложения ошибок измерений [4], средние квадратичные ошибки измерения величин  $D_0$  и  $q_0$ , возникающие вследствие нестабильности вектора путевой скорости ЛА, будут определяться следующими выражениями:



$$s_D = \sqrt{\left(\frac{\partial D_0}{\partial v}\right)^2 s_v^2 + \left(\frac{\partial D_0}{\partial q_0}\right)^2 s_{qp}^2} \quad (1)$$

$$s_{q_0} = \sqrt{\left(\frac{\partial q_0}{\partial v}\right)^2 s_v^2 + \left(\frac{\partial q_0}{\partial q_0}\right)^2 s_{qp}^2} \quad (2)$$

где  $\partial D_0 / \partial v$  и  $\partial D_0 / \partial q_0$  – частные производные дальности  $D_0$  по скорости  $v$  и по углу  $q_0$ ;

$\partial q_0 / \partial v$  и  $\partial q_0 / \partial q_0$  – частные производные направления  $q_0$  по скорости  $v$  и по углу  $q_0$ .

Последняя производная по определению равна единице.

Прежде чем перейти к расчету погрешностей, рассмотрим связь числа пересечений сигналом нулевого уровня на измерительных интервалах с величинами  $D_0$  и  $q_0$ .

Как видно из рисунка 2, 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. Интервал наблюдения разбивается на два измерительных интервала  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$  и на каждом интервале подсчитывается число пересечений  $N_1(t)$  и  $N_2(t)$  сигналом нулевого уровня.

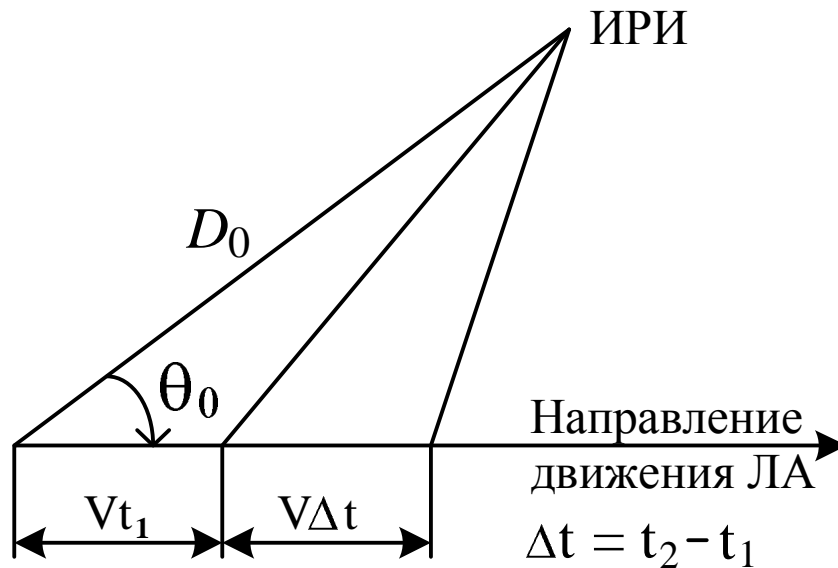


Рисунок 2 – Относительное расположение ИРИ и ЛА

Как следует из геометрии расположения летательного аппарата и ИРИ (см. рисунок 2), текущее значение доплеровской частоты равно

$$F_{\partial t} = \frac{v}{I} \frac{D_0 \cos q_0 - vt}{\sqrt{D_0^2 + v^2 t^2 - 2D_0 vt \cos q_0}}. \quad (3)$$

Интегрируя выражение (3) на интервалах  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$ , получим

$$N_1 = \int_0^{t_1} F_{\partial}(t) \partial t = \frac{1}{I} \left( D_0 - \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 vt_1 \cos q_0} \right), \quad (4)$$

$$N_2 = \int_{t_1}^{t_2} F_{\partial}(t) \partial t = \frac{1}{I} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 vt_1 \cos q_0} - \frac{1}{I} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 vt_2 \cos q_0}. \quad (5)$$

Выражения (4) и (5) образуют систему уравнений, решая которую, можно определить дальность  $D_0$  до ИРИ и направление  $q_0$  на ИРИ:

$$D_0 = \frac{v^2 t_1 t_2 \Delta t_{21} - I^2 [(N_1 + N_2)^2 t_1 - N_1^2 t_2]}{2I [N_1 t_2 - (N_1 + N_2) t_1]}, \quad (6)$$

где  $\Delta t_{21} = t_2 - t_1$ .

$$q_0 = \arccos \left( \frac{I [v^2 (N_1 t_2^2 - N_1^2 t_1^2) - I^2 N_1 N_2 N_{12}]}{v [v^2 t_1 t_2 \Delta t_{21} - I^2 (N_1^2 t_1 - N_1^2 t_2)]} \right) \quad (7)$$

где  $N_{12} = N_1 + N_2$ .

Производная выражения (6) по скорости  $v$  равна

$$\frac{\partial D_0}{\partial v} = \frac{v t_1 t_2 (t_2 - t_1)}{I [N_1 t_2 - (N_1 + N_2) t_1]}. \quad (8)$$

Для нахождения производной  $\partial D_0 / \partial q_0$  приведем выражение (4) к виду

$$\sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 vt_1 \cos q_0} = D_0 - I N_1.$$

Отсюда можно найти еще одно выражение для дальности  $D_0$ :

$$D_0 = \frac{v^2 t_1^2 - I^2 N_1^2}{2(v t_1 \cos q_0 - I N_1)}.$$

Производная этого выражения по углу  $q_0$  будет равна

$$\frac{\partial D_0}{\partial q_0} = - \frac{v t_1 (I^2 N_1^2 - v^2 t_1^2) \sin q_0}{2(v t_1 \cos q_0 - I N_1)^2}. \quad (9)$$

После подстановки в эту формулу значения  $q_0$  из выражения (7) получим требуемое соотношение для производной  $\partial D_0 / \partial q_0$ .

Для нахождения производной  $\partial q_0 / \partial v$  сложим левые и правые части выражений (4) и (5). Результат сложения приведем к виду

$$\sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos q_0} = D_0 - I(N_1 + N_2).$$

Отсюда можно найти еще одно выражение для угла  $q_0$ :

$$q_0 = \arccos \left( \frac{I(N_1 + N_2)[2D_0 - I(N_1 + N_2)] + v^2 t_2^2}{2D_0 v t_2} \right)$$

Производная этого выражения по скорости  $v$  будет равна

$$\frac{\partial q_0}{\partial v} = \frac{I\{[2D_0 - I(N_1 + N_2)](N_1 + N_2)\} - t_2^2 v^2}{v \sqrt{4D_0^2 t_2^2 v^2 - \{t_2^2 v^2 + I[2D_0 - I(N_1 + N_2)](N_1 + N_2)\}^2}} \quad (10)$$

После подстановки в эту формулу значения  $D_0$  из выражения (6) получим требуемое соотношение для производной  $\partial q_0 / \partial v$ .

После подстановки выражений (8) – (10) с учетом соотношений (6) и (7), а также средней квадратичной ошибки  $S_v$  измерения скорости ЛА и средней квадратичной ошибки  $S_{qp}$ , возникающей из-за нестабильности угла рыскания, в формулы (1) и (2), получим средние квадратичные ошибки измерения величин  $D_0$  и  $q_0$ , возникающие вследствие нестабильности вектора путевой скорости ЛА.

Из-за чрезмерной громоздкости окончательных формул их выражения не приводятся, хотя технически их вычисление не представляет затруднений. Вначале по формулам (8) – (10) с учетом соотношений (6) и (7) вычисляются частные производные измеряемых величин  $D_0$  и  $q_0$ , которые затем для нахождения средних квадратичных ошибок измерения  $D_0$  и  $q_0$  подставляются в выражения (1) и (2) с заданными средними квадратичными ошибками вектора скорости  $S_v$  и  $S_{qp}$ . Некоторые результаты вычислений по окончательным формулам приведены в таблицах. Исходные значения параметров приняты следующими:  $D_0 = 30 \text{ км}$ ,  $q_0 = 30^\circ$ ,  $I = 1 \text{ м}$ ,  $v = 300 \text{ м/с}$ ;  $t_1 \in \{1..19 \text{ с}\}$ ,  $t_2 = 20 \text{ с}$ ; средняя квадратичная ошибка измерения скорости ЛА  $S_v = 0,1 \text{ м/с}$ ; средняя квадратичная ошибка, возникающая из-за нестабильности угла рыскания  $S_{qp} = 0,01 \text{ град}$ . При этом один из параметров может изменяться, остальные фиксируются из приведенного множества исходных значений.

При построении зависимостей ошибок измерений величин  $D_0$  и  $q_0$  от времени наблюдения  $t$  (рисунки 9 и 10) изменяется время  $t_2$ , при этом принято, что  $t_1 = t_2 / 2$ .

Анализ приведенных зависимостей позволяет сделать следующие основные выводы:

– при возрастании дальности до ИРИ ошибка измерения дальности увеличивается примерно по квадратичному закону;

– ошибки измерения дальности от дальности и направления от направления не зависят от времени  $t_1$  при  $t_2 = const$  (рисунки 3 и 6);

– при возрастании угла  $q_0$  ошибка измерения дальности уменьшается примерно по гиперболическому закону; при этом ошибка уменьшается при увеличении времени измерения  $t_1$  при  $t_2 = const$  (рисунок 5);

– ошибка измерения дальности увеличивается примерно по линейному закону в зависимости от средней квадратичной ошибки  $S_v$ , за исключением квадратичного участка при малых значениях  $S_v$ , причем с увеличением средней квадратичной ошибки  $S_{qp}$  увеличивается и ошибка  $S_D$  (рисунок 7);

– погрешность измерения направления  $S_q$  увеличивается примерно по линейному закону в зависимости от средней квадратичной ошибки  $S_v$  и почти не зависит от средней квадратичной ошибки  $S_{qp}$  (за исключением незначительного начального квадратичного участка, рисунок 8);

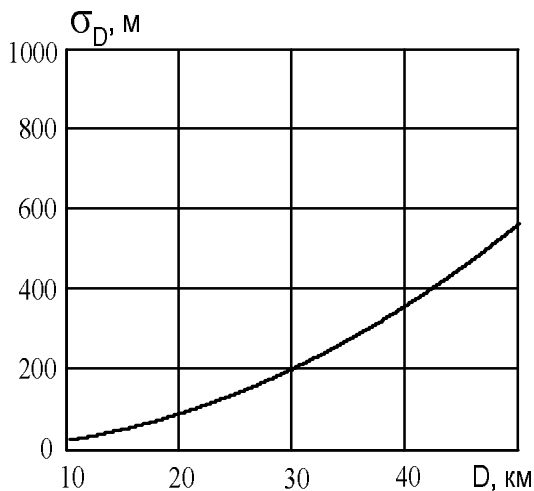


Рисунок 3 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от дальности

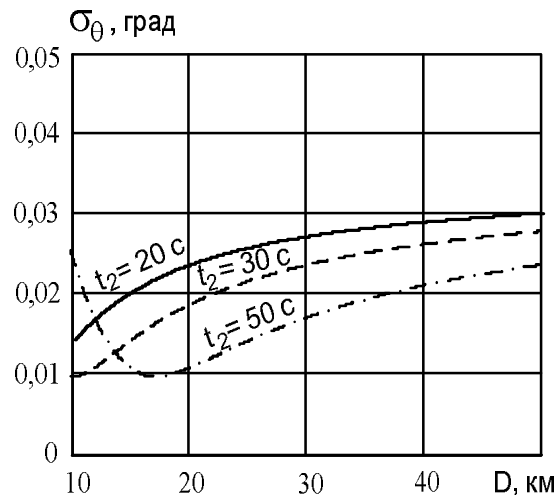


Рисунок 4 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от дальности

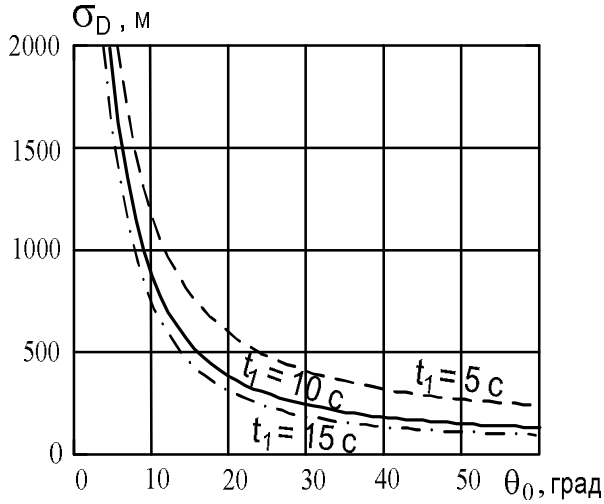


Рисунок 5 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от направления

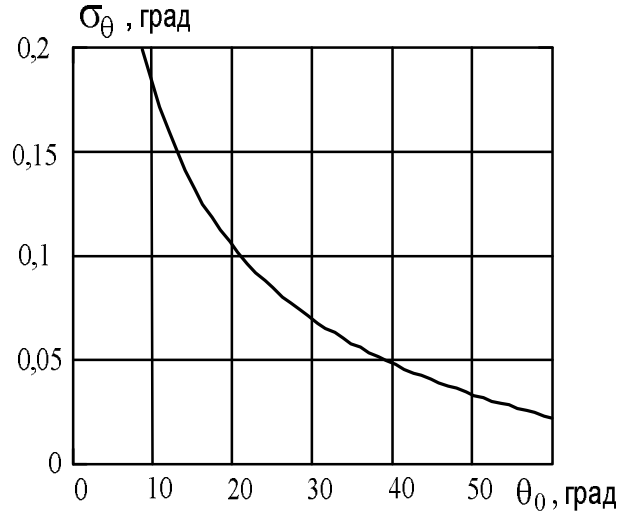


Рисунок 6 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от направления

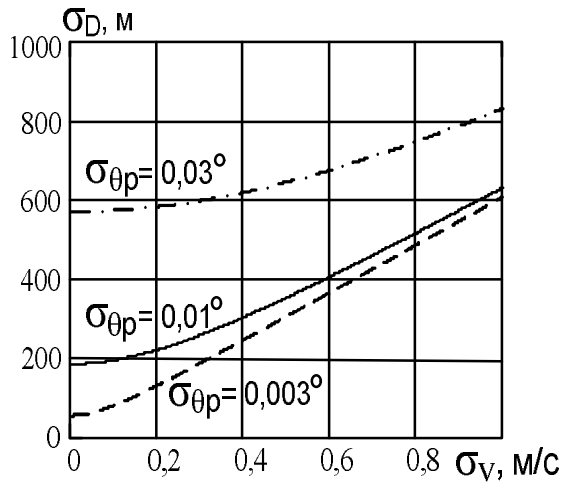


Рисунок 7 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от средней квадратичной ошибки вектора скорости ЛА

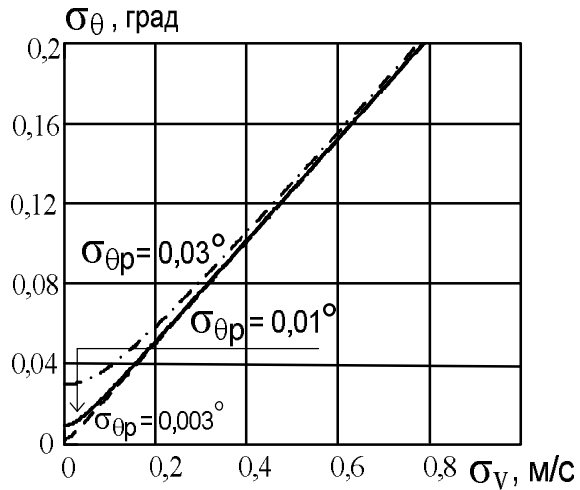
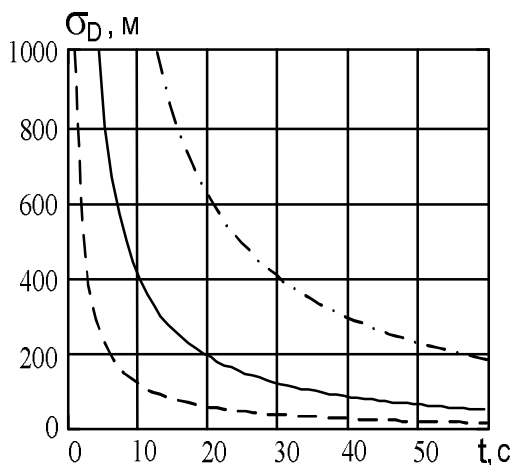


Рисунок 8 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от средней квадратичной ошибки вектора скорости ЛА

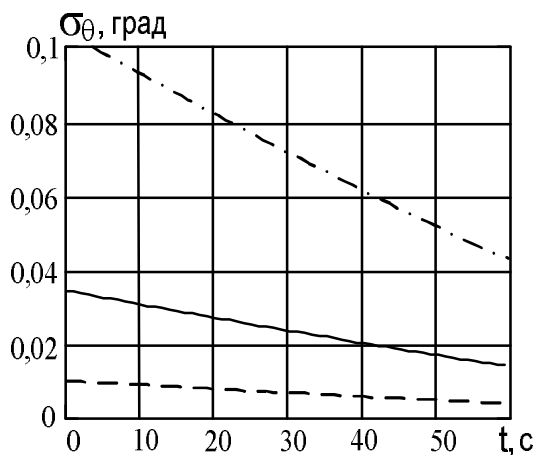
– ошибка измерения дальности  $S_D$  уменьшается при увеличении времени наблюдения  $t$  по гиперболическому закону (рисунок 9);

– погрешность измерения направления  $S_q$  слабо зависит от дальности и времени наблюдения  $t$  и существенно зависит от нестабильности вектора скорости ЛА (рисунки 4 и 10).



-----  $S_v = 0,03$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,003^\circ$ ;  
 —————  $S_v = 0,1$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,01^\circ$ ;  
 - · - · - ·  $S_v = 0,3$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,03^\circ$ .

Рисунок 9 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от времени наблюдения



-----  $S_v = 0,03$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,003^\circ$ ;  
 —————  $S_v = 0,1$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,01^\circ$ ;  
 - · - · - ·  $S_v = 0,3$  м/с,  
 $S_{qp} = 0,03^\circ$ .

Рисунок 10 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от времени наблюдения

### Литература:

1. О.Ю. Евдокимов, Ю.Ф. Евдокимов. О некоторых пассивных методах определения местоположения источников радиоизлучения с борта летательного аппарата. – Таганрог: Технологический институт Южного Федерального университета, 2007. – 90 с. Депонировано в ВИНТИ 20.11.2007, №1082-B2007.

2. 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.

3. О.Ю. Евдокимов, Ю.Ф. Евдокимов. Исследование погрешности дискретности частотного метода определения местоположения источника

радиоизлучения с известной несущей частотой // Материалы международной научной конференции «Информационное общество: идеи, технологии, системы» - часть 5 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 24 – 31.

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

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦЫ ЯКОБИ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА**

О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Исследованы погрешности определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с известной несущей частотой пассивным частотным методом вследствие влияния неустойчивости вектора скорости летательного аппарата.*

В работах [1, 2] рассмотрены некоторые способы определения местоположения (МП) источников радиоизлучения (ИРИ) с использованием информации о собственном движении приемного устройства, установленного на летательном аппарате (ЛА) и их флуктуационные погрешности. В этих работах показано, что наименьшей флуктуационной погрешностью обладает метод определения МП, при котором подсчитывается число пересечений сигналом нулевого уровня на нескольких измерительных интервалах (интегральный метод определения МП). В работе [3] рассмотрена погрешность определения МП ИРИ в зависимости от погрешности измерения временных интервалов для случая точно известной частоты ИРИ. Представляет интерес рассмотреть погрешности определения МП ИРИ вследствие неустойчивости вектора скорости ЛА. При этом, как минимум, имеется три составляющих погрешности: одна из них определяется неустойчивостью модуля вектора скорости  $\dot{v}$ , а две другие изменением его направления (например, за счет колебаний углов рыскания и тангажа). Ограничимся рассмотрением двух составляющих, а именно, неустойчивостью модуля вектора скорости и неустойчивостью угла рыскания. Кроме того, считая, что дальность  $D_0$  до ИРИ значительно больше высоты полета ЛА, будем полагать, что плоскость

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2012, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia



измерений совпадает с горизонтальной плоскостью, т.е. колебания вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$  в горизонтальной плоскости и наклонной плоскости измерений дальности  $D_0$  и направления  $\mathbf{q}_0$  на ИРИ равны (при необходимости эту составляющую погрешности можно вычислить, учитывая угол наклона плоскости измерений к горизонтальной плоскости).

В работе [4] рассмотрена погрешность определения МП ИРИ вследствие нестабильности вектора скорости ЛА для случая, когда возможно точное аналитическое решения для нахождения дальности  $D_0$  и направления  $\mathbf{q}_0$  на ИРИ. При этом погрешности определения дальности  $D_0$  и направления  $\mathbf{q}_0$  определяются “стандартным” образом – дисперсия определяемой величины ( $D_0$  или  $\mathbf{q}_0$ ) находится как сумма дисперсий составляющих вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$  (дисперсии  $\mathbf{S}_v^2$  за счет нестабильности модуля скорости и дисперсии  $\mathbf{S}_{qp}^2$  угловых колебаний вектора скорости) с коэффициентами, равными квадратам частных производных определяемой величины по скорости  $v$  и по угловым колебаниям  $\mathbf{q}_{0p}$  вектора скорости (угла рыскания ЛА) [5].

Однако в ряде случаев система уравнений для определения дальности до ИРИ и направления на ИРИ не может быть решена аналитически, поэтому возникает проблема поиска других вариантов решения задачи определения ошибок измерения дальности и направления. Одним из таких методов является использование в системах уравнений определителя матрицы Якоби-Остроградского [6].

Дисперсии измерения дальности  $\sigma_D^2$  и направления  $\sigma_q^2$  определяются выражениями

$$\mathbf{S}_D^2 = \frac{1}{J^2(D_0, \mathbf{q}_0, t)} [\mathbf{S}_{N1}^2 J_{11}^2(D_0, \mathbf{q}_0, t) + \mathbf{S}_{N2}^2 J_{21}^2(D_0, \mathbf{q}_0, t)]; \quad (1)$$

$$\mathbf{S}_q^2 = \frac{1}{J^2(D_0, \mathbf{q}_0, t)} [\mathbf{S}_{N1}^2 J_{12}^2(D_0, \mathbf{q}_0, t) + \mathbf{S}_{N2}^2 J_{22}^2(D_0, \mathbf{q}_0, t)], \quad (2)$$

где  $\mathbf{S}_{N1}^2$  и  $\mathbf{S}_{N2}^2$  – дисперсии измеряемых функций  $N_1(D_0, \mathbf{q}_0, t)$  и  $N_2(D_0, \mathbf{q}_0, t)$ ;

$N_1(D_0, \mathbf{q}_0, t)$  и  $N_2(D_0, \mathbf{q}_0, t)$  – число пересечений сигналом нулевого уровня на двух измерительных интервалах  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$  соответственно;

$$J(D_0, \mathbf{q}_0, t) = \begin{vmatrix} \partial N_1(D_0, \mathbf{q}_0, t) / \partial D_0 & \partial N_1(D_0, \mathbf{q}_0, t) / \partial \mathbf{q}_0 \\ \partial N_2(D_0, \mathbf{q}_0, t) / \partial D_0 & \partial N_2(D_0, \mathbf{q}_0, t) / \partial \mathbf{q}_0 \end{vmatrix} \text{ – матрица Якоби}$$

системы уравнений;

$$J_{ij}(D_0, \mathbf{q}_0, t), i \in \{1, 2\}; j \in \{1, 2\} \text{ – алгебраические дополнения } ij\text{-го}$$

элемента матрицы Якоби.

Число пересечений  $N_1(D_0, q_0, t)$  и  $N_2(D_0, q_0, t)$  (далее аргументы при  $N_1$  и  $N_2$  для простоты опущены) определяются выражениями [2]

$$N_1 = \int_0^{t_1} F_\delta(t) dt = \frac{1}{\lambda} \left( D_0 - \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos \theta_0} \right), \quad (3)$$

$$N_2 = \int_{t_1}^{t_2} F_\delta(t) dt = \frac{1}{\lambda} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos \theta_0} - \frac{1}{\lambda} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos \theta_0}. \quad (4)$$

Соотношения (2) и (3) являются системой уравнений относительно неизвестных  $D_0$  и  $q_0$ .

Вычисляя производные выражений (2) и (3), после соответствующих преобразований найдем алгебраические дополнения  $J_{11}$ ,  $J_{22}$ ,  $J_{12}$ ,  $J_{21}$  и якобиан  $J_d$  системы уравнений (2) и (3).

$$J_{11} = \frac{\partial N_2}{\partial q_0} = \frac{D_0(D_{01}t_2 - D_{02}t_1)v \sin q_0}{1D_{01}D_{02}}, \quad (5)$$

где  $D_{01} = \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0}$ ;  
 $D_{02} = \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos q_0}$ .

$$J_{22} = \frac{\partial N_1}{\partial D_0} = \frac{D_{01} - D_{Ц1}}{1D_{01}}, \quad (6)$$

где  $D_{Ц1} = D_0 - v t_1 \cos q_0$ .

$$J_{12} = -\frac{\partial N_2}{\partial D_0} = \frac{D_{01}D_{Ц2} - D_{02}D_{Ц1}}{1D_{01}D_{02}}, \quad (7)$$

где  $D_{Ц2} = D_0 - v t_2 \cos q_0$ .

$$J_{21} = -\frac{\partial N_1}{\partial q_0} = -\frac{D_0 v t_1 \sin q_0}{1D_{01}}. \quad (8)$$

$$J_d = J_{11}J_{22} - J_{12}J_{21} = \frac{D_0[(D_0 - D_{02})t_1 - (D_0 - D_{01})t_2]v \sin q_0}{I^2 D_{01} D_{02}} \quad (9)$$

Дисперсии измерения дальности и направления, обусловленные нестабильностью вектора путевой скорости, могут быть определены из выражений

$$S_D^2 = \frac{J_{11}^2}{J_d^2} S_{N1}^2 + \frac{J_{21}^2}{J_d^2} S_{N2}^2; \quad (10)$$

$$S_q^2 = \frac{J_{12}^2}{J_d^2} S_{N1}^2 + \frac{J_{22}^2}{J_d^2} S_{N2}^2. \quad (11)$$

Дисперсии числа пересечений  $S_{N1}^2$  и  $S_{N2}^2$  определяются нестабильностью модуля вектора скорости  $\dot{v}$  и нестабильностью его колебаний  $q_{0p}$ , которые можно считать независимыми. Поэтому средние квадратичные ошибки из-за нестабильности модуля вектора скорости  $S_{N1v}$  и его колебаний  $S_{N1qp}$  на интервале  $[0, t_1]$  будут соответственно равны

$$S_{N1v} = \sqrt{\left(\frac{\partial N_1}{\partial v}\right)^2} S_v^2; \quad (12)$$

$$S_{N1qp} = \sqrt{\left(\frac{\partial N_1}{\partial qp}\right)^2} S_{qp}^2, \quad (13)$$

а на интервале  $[t_1, t_2]$  будут равны

$$S_{N2v} = \sqrt{\left(\frac{\partial N_2}{\partial v}\right)^2} S_v^2; \quad (14)$$

$$S_{N2qp} = \sqrt{\left(\frac{\partial N_2}{\partial qp}\right)^2} S_{qp}^2. \quad (15)$$

Следует отметить, что поскольку колебания  $q_{0p}$  совпадают с плоскостью колебаний вектора скорости  $\dot{v}$ , все производные по  $q_{0p}$  и  $q_0$  совпадают.

Дисперсия  $S_{Dv}^2$  измерения дальности, обусловленная нестабильностью модуля вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ , в соответствии с выражениями (10), (12) и (14) будет равна

$$S_{Dv}^2 = \frac{J_{11}^2}{J_d^2} S_{N1v}^2 + \frac{J_{21}^2}{J_d^2} S_{N2v}^2 = \frac{J_{11}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_1}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \frac{J_{21}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_2}{\partial v} \right)^2 S_v^2 \quad (16)$$

Дисперсия  $S_{Dqp}^2$  измерения дальности, обусловленная нестабильностью колебаний вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ , в соответствии с выражениями (10), (13) и (15) будет равна

$$S_{Dqp}^2 = \frac{J_{11}^2}{J_d^2} S_{N1qp}^2 + \frac{J_{21}^2}{J_d^2} S_{N2qp}^2 = \frac{J_{11}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_1}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 + \frac{J_{21}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_2}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2. \quad (17)$$

Дисперсия  $S_D^2$  измерения дальности, обусловленная нестабильностью вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ , равна сумме выражений (16) и (17)

$$S_D^2 = S_{Dv}^2 + S_{Dqp}^2 = \left( \frac{J_{11}^2}{J_d^2} \right) \left[ \left( \frac{\partial N_1}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \left( \frac{\partial N_1}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 \right] + \left( \frac{J_{21}^2}{J_d^2} \right) \left[ \left( \frac{\partial N_2}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \left( \frac{\partial N_2}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 \right]. \quad (18)$$

Аналогично определяются ошибки измерения направления за счет нестабильностью вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ .

Дисперсия  $S_{qv}^2$  измерения направления, обусловленная нестабильностью модуля вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ , в соответствии с выражениями (11), (12) и (14) будет равна

$$S_{qv}^2 = \frac{J_{12}^2}{J_d^2} S_{N1v}^2 + \frac{J_{22}^2}{J_d^2} S_{N2v}^2 = \frac{J_{12}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_1}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \frac{J_{22}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_2}{\partial v} \right)^2 S_v^2. \quad (19)$$

Дисперсия  $S_{q(qp)}^2$  измерения направления, обусловленная нестабильностью колебаний вектора скорости  $\dot{\mathbf{v}}$ , в соответствии с выражениями (11), (13) и (15) будет равна

$$S_{q(qp)}^2 = \frac{J_{12}^2}{J_d^2} S_{N1qp}^2 + \frac{J_{22}^2}{J_d^2} S_{N2qp}^2 = \frac{J_{12}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_1}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 + \frac{J_{22}^2}{J_d^2} \left( \frac{\partial N_2}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2. \quad (20)$$

Дисперсия  $S_q^2$  измерения направления, обусловленная нестабильностью вектора скорости  $\dot{v}$ , равна сумме выражений (19) и (20)

$$S_q^2 = S_{qv}^2 + S_{q(qp)}^2 = \left( \frac{J_{12}}{J_d^2} \right)^2 \left[ \left( \frac{\partial N_1}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \left( \frac{\partial N_1}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 \right] + \left( \frac{J_{22}}{J_d} \right)^2 \left[ \left( \frac{\partial N_2}{\partial v} \right)^2 S_v^2 + \left( \frac{\partial N_2}{\partial qp} \right)^2 S_{qp}^2 \right]. \quad (21)$$

На рисунках 1-6 приведены результаты сравнения вычислений ошибок измерений по приведенным выше формулам с результатами работы [4] при следующих исходных значениях параметров:  $D_0 = 30$  км,  $q_0 = 30^\circ$ ,  $l = 1$  м,  $v = 300$  м/с;  $t_1 = t_2 / 2$ ,  $t_2 = 60$  с; средняя квадратичная ошибка измерения скорости ЛА  $S_v = 0,1$  м/с; средняя квадратичная ошибка, возникающая из-за нестабильности угла рыскания  $S_{qp} = 0,01$  град. При этом один из параметров может изменяться, остальные фиксируются из приведенного множества исходных значений.

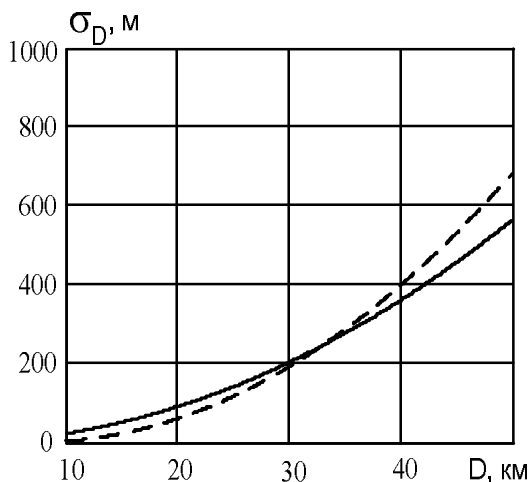


Рисунок 1 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от дальности

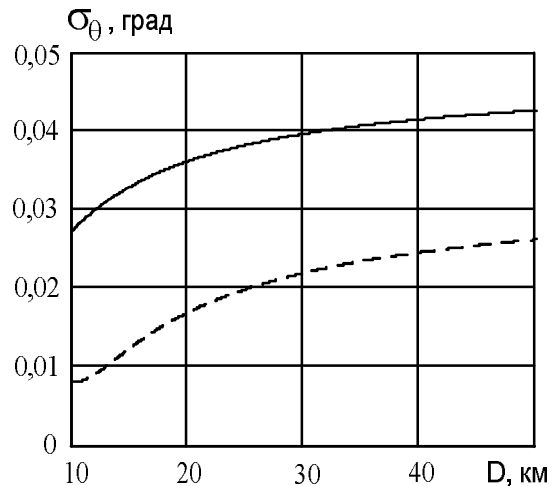


Рисунок 2 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от дальности

Анализ полученных результатов показывает, что они достаточно близки, в частности, ошибки измерения дальности и направления находятся в пределах  $3dg$  ( $dg$  – децилог – единица логарифмического уровня  $B = 10 \lg(Q_2 / Q_1)$ ) для

сравнения значений одноименных величин [7]; в данном случае  $Q_2$  – СКО измерения дальности или направления,  $Q_1$  – уровень нормирования). Это позволяет сделать вывод о возможности использования данного подхода при анализе методов определения МП ИРИ, когда невозможно найти аналитическое решение задачи.

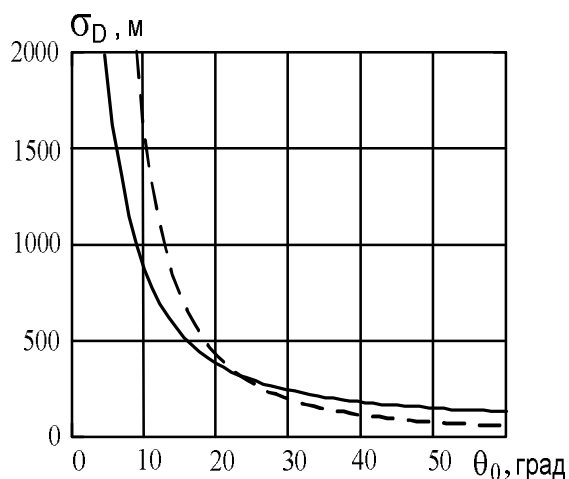


Рисунок 3 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от направления

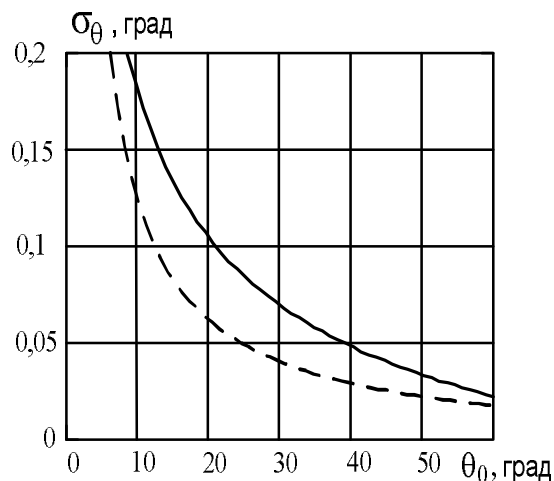


Рисунок 4 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от направления

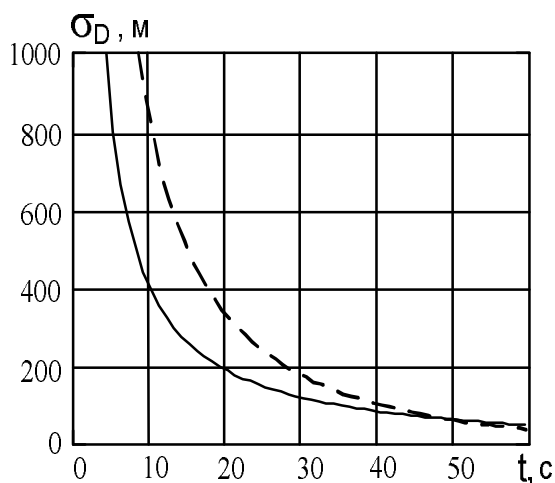


Рисунок 5 – Зависимость ошибки измерения дальности до ИРИ от времени наблюдения

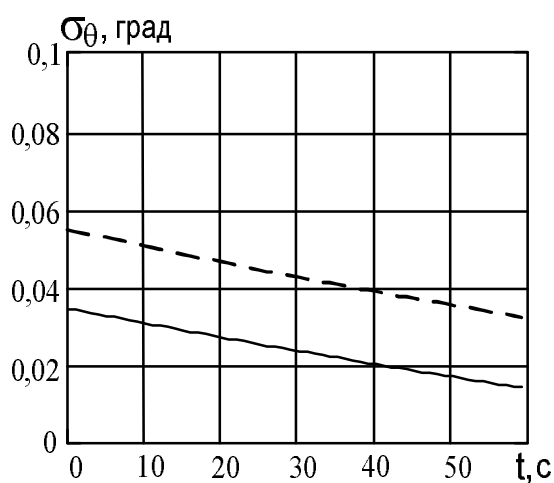


Рисунок 6 – Зависимость ошибки измерения направления на ИРИ от времени наблюдения

**Литература:**

1. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов. О некоторых пассивных методах определения местоположения источников радиоизлучения с борта летательного аппарата. – Таганрог: Технологический институт Южного Федерального университета, 2007. – 90 с. Депонировано в ВИНТИ 20.11.2007, №1082-В2007.

2. 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.

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

4. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов. Анализ влияния нестабильности вектора скорости летательного аппарата на погрешность определения местоположения наземного источника радиоизлучения // В настоящем сборнике – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – С. – .

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

6. Н.М.Царьков. Многоканальные радиолокационные измерители. – М.: Сов. радио. 1980. – 192 с.

7. Физическая энциклопедия. Гл. ред. А.М.Прохоров. – Т.1., М.: Сов. Энциклопедия. 1988. – 704 с.

УДК 681.586.773

## **АЭРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ МИКРОКЛИМАТА В САЛОНЕ ЛЕГКОВОГО АВТОМОБИЛЯ**

Н.К.Полуянович, М.А.Соловьёв

*Естественно гуманитарный факультет, кафедра электротехники и мехатроники  
Южного федерального университета*

Основными факторами, влияющими на микроклимат в салоне автомобиля, являются распределение температуры по объему салона, наличие токсичных веществ и пылевых частиц в воздухе, а так же вибрация и шум. Эти параметры лишь с большей или меньшей вероятностью соответствуют установленным нормам [1–3]. Многочисленные исследования влияния



климатических условий на водителя и пассажиров свидетельствует о существенном значении изменения параметров внутренней среды в автомобиле[1].

Одной из основных целей повышения комфортности и безопасности движения автомобиля является соответствие современным требованиям Правил ЕЭК ООН. В частности, ГОСТ 28070 «Обзорность с места водителя», ГОСТ 12.1.005 и РД 37.052.154 «Содержание вредных веществ в салоне и кабине», Правила №51, 9, 41, 63 ЕЭК ООН «Внешний шум», ГОСТ 27438 «Внутренний шум», Правило №43 «Безопасные стекла», нормируют требования к салонам автомобилей. Поэтому производители автомобилей вынуждены приводить выпускаемый автомобиль в соответствии с современными требованиями.

Изменение распределения температуры в салоне происходит за счет поглощения элементами автомобиля тепловой энергии солнца и тепловой энергии силового агрегата. На это распределение влияют внешние факторы, такие как температура наружного воздуха ( $t_H$ ), его влажность ( $R_H$ ), а так же скорость движения воздуха ( $V_H$ ), рис.1. Назначением традиционных систем отопления вентиляции в автомобиле при высокой наружной температуре является создание комфортных условий для водителя и пассажиров, но эти системы с такой задачей не справляются. Величины температуры в салоне автомобиля среднего класса при:

–длительности поездки 1ч;– наружной температуре 30°C приведены на рис.1.

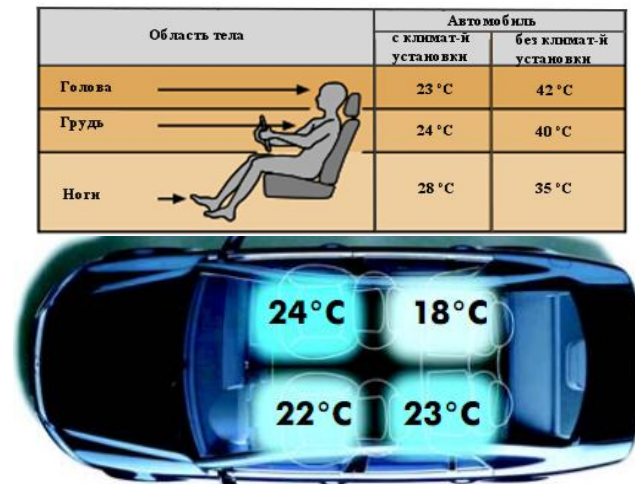


Рисунок 1 – Изменение распределения температуры системы кондиционирования салона автомобиля

Обобщающим показателем, количественно характеризующим совместное действие на организм водителя параметров микроклимата, является результирующая температура [1]:

$$T_p = f(t_H; R_H; t_B; V_H) \quad (1)$$

где  $t_{н}$  – температура наружного воздуха, °;  
 $\phi_{н}$  – влажность наружного воздуха, %;  
 $t_{э}$  – время нагрева, мин;  $V_{н}$  – скорость ветра, м/с.

Наличие баз данных по результатам экспериментальных исследований салона легкового автомобиля особо малого класса, на основе применения методов теории вероятности и математической статистики [1], позволило получить зависимость результирующей температуры  $t_{р}$  в салоне легкового автомобиля от метеорологических факторов наружной среды. Для этих целей использовался метод многофакторного регрессионного анализа, который позволяет найти функциональную взаимосвязь между признаками и определять степень влияния каждого независимого фактора на результирующий признак.

Метеорологические условия при проведении экспериментов характеризовались следующими показателями: температура окружающего воздуха  $t_{н}$  от 0 до 25 °С, влажность воздуха  $\phi_{н}$  в диапазоне от 43 до 87%, скорость ветра от 1 до 6 м/с, которые фиксировались через 5, 10, 15 и 20 минут после запуска двигателя.

Известно, что построение математической зависимости предполагает выбор подходящей математической функции, которая наилучшим образом описала бы исследуемую зависимость, содержала наибольшее количество подлежащих определению параметров и позволяла найти их известными методами [1].

#### **Аэродинамический расчёт системы воздухораспределения**

При движении воздух «сталкивается» с различными элементами системы вентиляции, которые препятствуют движению воздуха. Местные сопротивления, которые характеризуются соответствующим коэффициентом местного сопротивления (потеря давления), рис.2.



Рисунок 2 – Аэродинамический расчёт на примере вентиляционной системы кондиционирования автомобиля

Для проведения аэродинамического расчёта все эти параметры "связываются" формулой:

$$\Delta P = \alpha \cdot \rho \cdot \frac{v^2}{2}$$

где:  $\rho$  – плотность рабочего тела;

$v$  – скорость движения рабочего тела;

$\alpha$  – коэффициент местного сопротивления;  $\Delta P$  – потеря давления.

Таким образом, задача проведения аэродинамического расчёта заключается в определении суммарной величины потери давления на всех элементах.

В работе рассмотрен аэродинамический расчёт на примере системы вентиляции, всё это в равной степени будет относиться и к системам отопления, и системам кондиционирования.

Система вентиляции автомобиля, состоит из множества элементов (рис.2), защитная наружная решётка; обратный клапан; фильтр; подогреватель воздуха; вентилятор; глушитель шума; сеть воздуховодов; приточно-вытяжные решётки.

Задачи оборудования системы вентиляции автомобиля: забрать свежий воздух с улицы; очистить воздух от пыли и пуха; подогреть воздух (в зимний период года); понизить уровень звукового давления; распределить подготовленный воздух по помещениям; равномерно раздать подготовленный свежий воздух по каждому помещению; собрать отработанный воздух по каждому помещению; собрать отработанный воздух со всех помещений; удалить отработанный воздух на улицу.

Аэродинамическое сопротивление приемных и смесительных блоков определяется как [2]:

$$\Delta P_{\text{ПС}} = b \cdot \left( \frac{G_{\text{В}}}{3600 \cdot \rho_{\text{В}} \cdot F_{\text{Фр}}} \right)^2 \quad [\text{Па}] \quad (2)$$

где  $b$  – коэффициент, принимаемый для воздухозаборных секций  $b = 2,3$ ; а для смесительных  $b = 3,1$ ;

$\rho_{\text{В}}$  – плотность воздуха  $\rho_{\text{В}} = 1,2 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$ ;

$F_{\text{Фр}}$  – площадь фронтального сечения,  $\text{м}^2$ .

Целью аэродинамического расчета является определение потерь напора (сопротивления) системы воздухораспределения и сопоставление этих потерь со свободным давлением вентилятора, определяемым заданием. Расчет считается выполненным правильно, если обеспечивается условие [2,3]

$$\Delta P_{\text{пот}} \leq P_{\text{своб}}$$

Расчётное давление (потери напора) определяются по формуле:

$$\Delta P_{\text{пот}} = 1,1 \sum (\Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{ст}})$$

где  $\Delta P_{\text{тр}}$  – потери напора на трение отдельных участков;

$\Delta P_{\text{тр}}$  – потери напора на местные сопротивления отдельных участков;  
 1,1 – коэффициент запаса на непредвиденные сопротивления.

$$\Delta P_{\text{тр}} = \xi_i \cdot \frac{l_i}{d_i} \cdot \frac{\rho \cdot W_i^2}{2} \text{ [Па]}, \quad (3)$$

где  $\xi_i$  – коэффициент сопротивления трению для отдельного участка;  
 $l_i$  – длина отдельного участка;  $d_i$  – диаметр круглого воздуховода;  
 $\rho$  – плотность воздуха;  
 $W_i$  – скорость движения воздуха на отдельном участке.

Для выполнения расчета предварительно составляют схему и разбивают ее на отдельные участки рис.3, в пределах которых расход воздуха, размер воздуховодов и скорость движения воздуха постоянны.

Расчетная схема составляется для наиболее протяженной ветви сети воздуховодов. Расчет начинают с наиболее удаленного участка.

Потери напора на трение для каждого участка рассчитываются по выражению (3), данные расчета снесены в таблицу 1 и представлены на диаграмме рис.4.

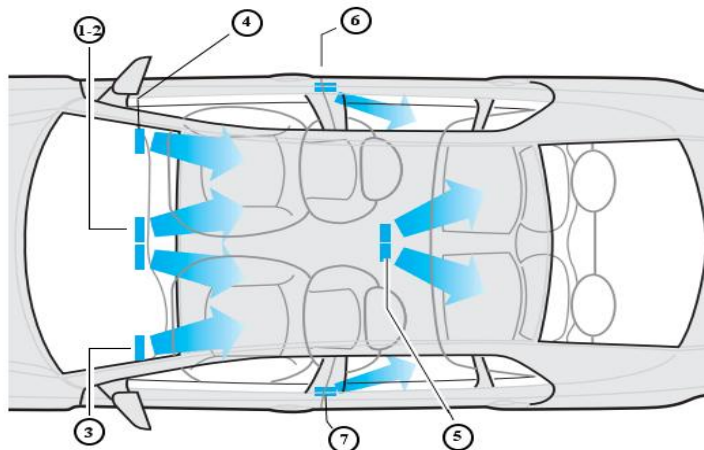


Рисунок 3 – Схема участков распределения воздуха

Таблица 1

Потери напора на трение	Номер участка						
	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta P_{\text{тр}}$	0,31	0,24	0,29	0,35	0,27	0,21	0,19

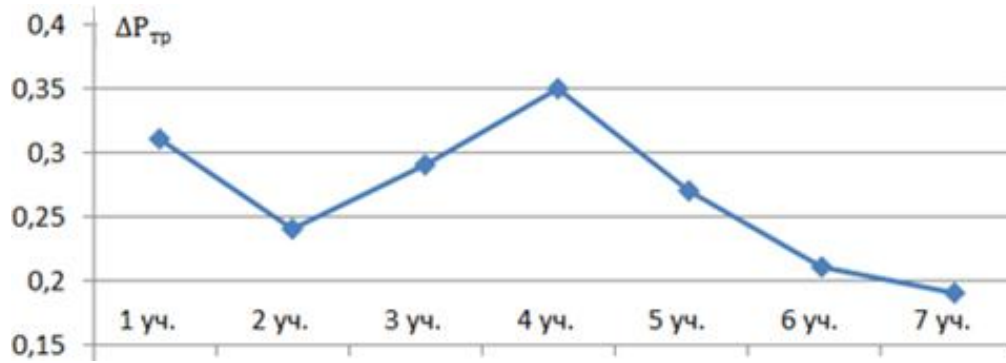


Рисунок 4 – Потери напора на трение на каждом участке.

Определим коэффициенты сопротивления трению (4), результаты расчетов снесены в таблицу 2 и представлены на диаграмме (рис.5)

$$\xi_i = 0,11 \cdot \left( \frac{0,0001}{d_i} + \frac{68}{Re} \right) 0,25 \quad (4)$$

где  $d_i$  – определяющий размер воздуховода;

$Re$  – число Рейнольдса для определённого участка воздуховода.

Таблица 2

Коэффициент сопротивления трения	Номер участка						
	1	2	3	4	5	6	7
$\xi_i$	0,0081	0,0074	0,0062	0,0053	0,0049	0,0033	0,0022

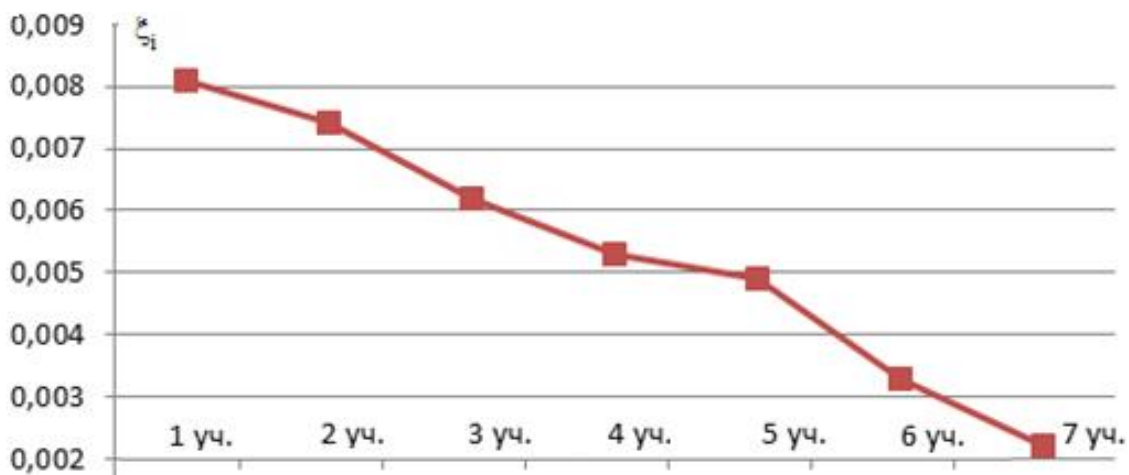


Рисунок 5– Зависимость коэффициента сопротивления трения на каждом участке

Число Рейнольдса для каждого участка(5), результаты расчетов снесены в таблицу 3 и представлены на диаграмме (рис.6)

$$Re = \frac{W_1 \cdot d_1}{\nu} \quad (5)$$

Таблица 3

Число Рейнольдса	Номер участка						
	1	2	3	4	5	6	7
Re	8752	9305	9694	7477	6741	5421	4357

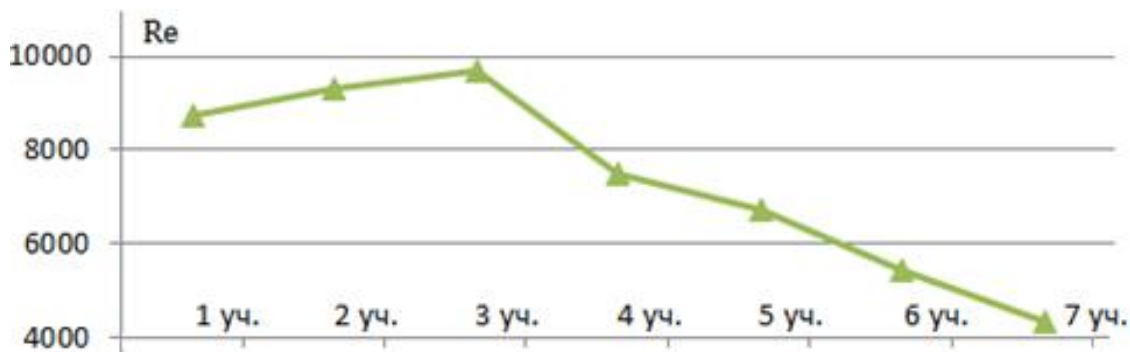


Рисунок 6 – Зависимость числа Рейнольдса на каждом участке

Суммарные потери на трение всего воздуховода(6), результаты расчетов снесены в таблицу 4 и представлены на диаграмме (рис.7):

$$\begin{aligned} \sum \Delta P_{тр} &= \Delta P_{тр1} + \Delta P_{тр2} + \Delta P_{тр3} + \Delta P_{тр4} + \Delta P_{тр5} + \Delta P_{тр6} \\ &+ \Delta P_{тр7} = 0,31 + 0,24 + 0,29 + 0,35 + 0,27 \\ &+ 0,21 + 0,19 = 1,86 \text{ Па} \end{aligned}$$

Потери напора на местные сопротивления на отдельных участках:

$$\Delta P_M = \sum \varphi_i \cdot \frac{\rho \cdot W_1^2}{2}, \quad (6)$$

Таблица 4

Потери напора	Номер участка						
	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta P_M$	0,3598	0,4502	0,3896	0,4865	0,5147	0,5468	0,6089

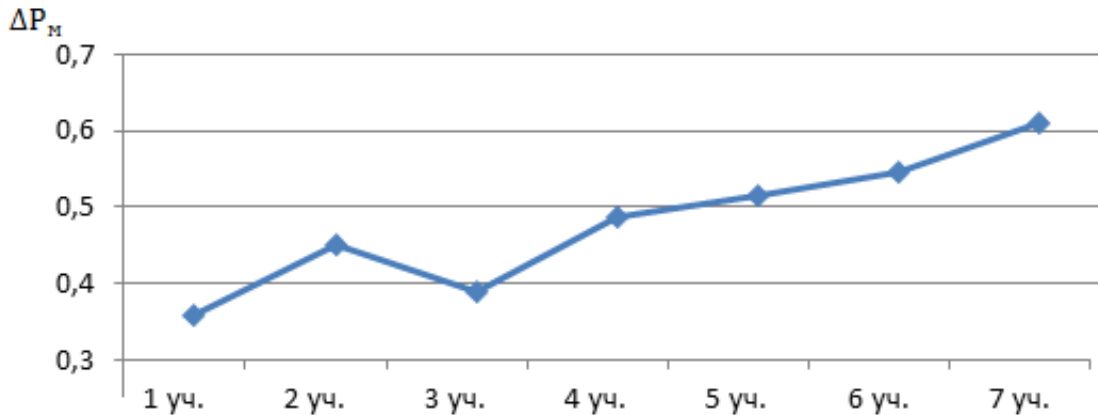


Рисунок 7 – Зависимость потерь напора на каждом из участков

Суммарные потери местных сопротивлений всего воздуховода:

$$\begin{aligned} \sum \Delta P_{M} &= \Delta P_{M1} + \Delta P_{M2} + \Delta P_{M3} + \Delta P_{M4} + \Delta P_{M5} + \Delta P_{M6} + \Delta P_{M7} \\ &= 0,3598 + 0,4502 + 0,3896 + 0,4865 + 0,5147 \\ &\quad + 0,5468 + 0,6089 = 3,36 \text{ Па} \end{aligned}$$

Величина полных потерь напора:

$$\Delta P_{\text{пот}} = 1,1 \sum (\Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{M}) = 1,1 \cdot (1,86 + 3,36) = 5,742 \text{ Па}$$

$$P_{\text{пот}} = 5,742 < P_{\text{своб}} = 10 \text{ Па}$$

Поскольку  $P_{\text{пот}} = 5,742 < P_{\text{своб}} = 10 \text{ Па}$  аэродинамический расчет считается выполненным правильно.

### Заключение

1. Приведены обобщающие показатели, количественно характеризующие совместное действие на организм водителя и пассажиров параметров микроклимата;
2. Определены суммарные величины потерь давления на всех элементах системы кондиционирования салона автомобиля;
3. Рассчитаны зависимости потери напора на трение для каждого участка, протяженной ветви сети воздуховодов;
4. Определены коэффициенты сопротивления трения и суммарные потери на трение всего воздуховода и местные сопротивления на отдельных участках.

### Литература:



1. Красильников В.В. Математические методы принятия решений. – Набережные Челны: КамПИ, 1998. – 476 с.

2. Е.А. Комаров, и др. Проектирование кондиционирования воздуха. Учебное электронное текстовое издание. УГТУ–УПИ. Екатеринбург, 2009.

3. Басыров Р.Р., Фасхиев Х.А. Систематизация внешних и внутренних факторов, влияющих на комфортность в салоне автомобиля // Современные тенденции развития автомобилестроения в России: Сборник материалов 3–ей Всероссийской научно-технической конференции (1–я с международным участием). – Тольятти: ТГУ, 2004. – С. 222–25.

УДК 681.586.773.537.228.1

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОНВЕКТИВНОГО ТЕПЛООБМЕНА В САЛОНЕ АВТОМОБИЛЯ

Н.К.Полуянович, М.А.Соловьёв

*Естественно гуманитарный факультет, кафедра электротехники и мехатроники  
Южного федерального университета*

При проектировании систем климат–контроля возникает задача расчета процессов воздухообмена и теплообмена в салоне автомобиля с пассажирами. Математическая модель конвективного теплообмена [1,3], позволяет на этапе проектирования создавать наилучшую систему воздухообмена и отопления.

Салон автомобиля представляет собой сложную конструктивную систему с многообразием составляющих ее элементов ограждающих конструкций и энергетического оборудования, в которых протекают различные физические процессы поглощения, превращения и переноса теплоты.

Расчет конвективного теплообмена может быть выполнен на основе решения уравнений сохранения количества движения (уравнения Навье–Стокса), энергии и массы [1]:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} (\rho V_i) = - \frac{\partial \Pi_{ik}}{\partial x_k} \\ \frac{\partial T}{\partial t} + \bar{V} \nabla T = \text{div} \lambda \nabla T \frac{1}{\rho c} \\ \frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div} \rho \bar{V} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

где  $t$  – время;

$\bar{V} = \bar{V}(x, y, z, t)$  – скорость движения воздуха;

$\rho$  – плотность воздуха;

$T = T(x, y, z, t)$  – температура воздуха;

$\lambda$  – теплопроводность воздуха;

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноябрь 2012, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia

$\Pi$  – тензор плотности потока импульса, равный для вязкой сжимаемой жидкости  $\Pi_{ik} = \rho \delta_{ik} + \rho V_i V_k - \sigma_{ik}$  ( $\delta_{ik}$  – единичный тензор;  $\sigma_{ik}$  – «вязкий» тензор; индексы  $i$  и  $k$  пробегает значения 1, 2, 3, соответствующие компонентам векторов и тензоров по осям  $x$ ,  $y$  и  $z$ ).

Физический смысл первых двух слагаемых тензора плотности потока импульса состоит в том, что  $\Pi_{ik}$  есть  $i$ -ая компонента количества импульса, протекающего в единицу времени через единицу поверхности, перпендикулярную к оси  $x_k$ . «Вязкий» тензор для сжимаемой жидкости определяется выражением:

$$\sigma'_{ik} = \mu \left( \frac{\partial V_i}{\partial x_k} + \frac{\partial V_k}{\partial x_i} - \frac{2}{3} \delta_{ik} \frac{\partial V_l}{\partial x_l} \right) + \xi \delta_{ik} \frac{\partial V_l}{\partial x_l} \quad (2)$$

где  $\mu$  и  $\xi$  – коэффициенты вязкости, а для несжимаемой жидкости:

$$\sigma'_{ik} = \mu \left( \frac{\partial V_i}{\partial x_k} + \frac{\partial V_k}{\partial x_i} \right) \quad (3)$$

При необходимости в систему уравнений (1) следует включать источники энергии и массы. Граничные условия для системы уравнений определяются исходя из физической модели процесса. Вместе с тем, следует отметить, что на поверхностях, омываемых потоком воздуха, должны выполняться условия «прилипания» (скорость равна нулю).

В большинстве случаев движение воздуха в салоне автомобиля является турбулентным. Течение принято характеризовать числом Рейнольдса (Re) или Релея (Ra). Для турбулентных течений при больших числах Рейнольдса велики также числа Рейнольдса крупномасштабных движений. При этом большие Re эквивалентны малым вязкостям и, следовательно, для крупномасштабного движения, являющегося как раз основным во всяком турбулентном потоке, вязкость не играет роли и может быть принята равной нулю, так что движение можно описать уравнением Эйлера для идеальной жидкости. Вязкость существенна только для мелкомасштабных пульсаций, которые характерны для движения воздуха у поверхностей ограждающих конструкций, или, как принято говорить, в пограничном слое. Градиент скорости в пограничном слое также велик, поэтому вязкие члены в уравнении движения, содержащие производные от скорости по координатам, велики, несмотря на малую величину вязкости воздуха.

Распределение температуры в жидкости при больших Re обладает теми же особенностями, которые характерны для распределения скоростей. Поскольку число Прандтля  $Pr = \frac{c_p \mu}{\lambda}$  не мало, то вместе с  $\mu$  должен рассматриваться как очень малый и коэффициент температуропроводности  $\lambda$ , это свидетельствует о том, что воздух можно рассматривать как идеальную жидкость. Однако, в пограничном слое происходит быстрое падение не только

скорости, но и температуры воздуха. Механизм теплопередачи внутри турбулентной области характеризуется коэффициентом турбулентной теплопроводности  $\alpha_T$ .

Можно выделить три подхода к решению уравнений конвективного теплообмена в салоне автомобиля. В первом подходе осуществляется решение уравнений конвективного теплообмена без перехода к осредненным уравнениям течения и без введения искусственной или вихревой вязкости. Система уравнений конвективного теплообмена в этом случае записывается в виде:

$$\begin{cases} \frac{\partial \omega}{\partial t} + \frac{\partial (V_x \omega)}{\partial x} + \frac{\partial (V_y \omega)}{\partial y} = \frac{\mu}{\rho} \Delta \omega + \beta g \frac{\partial T}{\partial x} \\ \Delta \Psi = -\omega; V_x = \frac{\partial \Psi}{\partial y}; V_y = -\frac{\partial \Psi}{\partial x} \\ \frac{\partial T}{\partial t} + \frac{\partial (V_x T)}{\partial x} + \frac{\partial (V_y T)}{\partial y} = a \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) \end{cases} \quad (4)$$

где  $\omega$  – завихренность;

$\Psi$  – функция тока;

$V_x$  и  $V_y$  – проекции скорости на оси OX и OY;

$\beta$  – коэффициент объемного расширения воздуха.

Для решения системы уравнений используется алгоритм, основанный на применении метода конечных разностей и метода последовательных приближений. С этой целью вводится конечно-разностная сетка с шагами  $\Delta x, \Delta y, \Delta t$ . Вначале ищется решение уравнения энергии без учета передачи тепла за счет чистой теплопроводности, то есть члены, стоящие в правой части уравнения энергии, полагаются равными нулю. Затем осуществляется решение уравнения энергии с учетом чистой теплопроводности. Аналогичная процедура применяется для вычисления  $\omega$  с дополнительным промежуточным шагом, на котором  $\tau_{ij}$  используется для получения конвективной добавки к  $\omega$ . Такие последовательные добавки обеспечивают максимальный интервал устойчивости различных частей конечно-разностной схемы. Следует отметить, что из-за вычислительных сложностей шаг сетки необходимо принимать неравномерным и достаточно мелким вблизи границы, где имеют место течения в пограничном слое. Указанным методом удается получить решения для чисел Релея, равных  $10^7$ .

Большие возможности для решения уравнений конвективного теплообмена представляет, на наш взгляд, использование интегро-интерполяционного метода. Особенность использования этого метода для решения уравнений конвективного теплообмена состоит в следующем. В области изменения переменных  $x, y, t$  вводится разностная сетка с переменными шагами  $\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3$ . Затем осуществляется интегрирование уравнений конвективного теплообмена в параллелепипеде, образованном отрезками.

$$x_{j-\frac{1}{2}} \leq x \leq x_{j+\frac{1}{2}}; \quad y_{k-\frac{1}{2}} \leq y \leq y_{k+\frac{1}{2}}; \quad t_{j-\frac{1}{2}} \leq t \leq t_{j+\frac{1}{2}} \quad (5)$$

Подынтегральные выражения для потоков массы и тепла заменяются (аппроксимируются) разностными выражениями. В зависимости от природы членов уравнения вводятся предположения о распределении переменных между узлами сетки. Достоинством такого подхода является возможность проверить и оценить точность балансов по массе и по теплу для каждой ячейки сетки. Учитывая, что свойства аппроксимации могут отличаться радикальным образом, если движение потока происходит в направлении диагоналей или линий сетки, целесообразно для повышения устойчивости и точности расчета использовать расщепление шага по времени.

Перспективным для решения задач конвективного теплообмена является метод, использующий введение искусственной вязкости. При этом расчет турбулентных течений осуществляется с помощью уравнений, используемых для расчета ламинарных течений: уравнения течения жидкости рассматриваются как уравнения, имеющие эффективную вязкость, эффективную теплопроводность и эффективный коэффициент диффузии. Д.Б. Сполдингу удалось привести все уравнения конвективного теплообмена к каноническому виду (за исключением нескольких членов, являющихся специфическими для искомой физической величины) и разработать общий и экономичный метод решения выведенного канонического уравнения.

Общим недостатком изложенных выше двух подходов является то, что реализация системы уравнений конвективного теплообмена встречает серьезные трудности вычислительного характера, требует дополнительных сложных экспериментов и поэтому доступна узкому кругу специалистов. Здесь предлагается более простой метод, который может быть использован для большинства задач расчета конвективного теплообмена. В соответствии с этим подходом в салоне автомобиля рассматриваются две области течения: течение в пограничном слое вблизи внутренних поверхностей ограждающих конструкций и течение в остальном объеме помещения. Течение в первой области описывается интегральными уравнениями пограничного слоя:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dx} \int_0^{\delta} (V_m - V)V dy + \frac{dV_m}{dx} \int_0^{\delta} (V_m - V) dy = g\beta \int_0^{\delta} dy - \frac{\tau_w}{\rho} \\ \frac{d}{dx} \int_0^{\delta} V dy = \frac{q_w}{\rho C_p} \end{array} \right. \quad (6)$$

где  $\tau_w$  – касательные напряжения на стенке;

$q_w$  – тепловой поток на внутренней поверхности ограждения;

$T_{int}$  – температура внутренней поверхности стенки;

$V_m$  – скорость движения воздуха на «границе» пограничного слоя.

Для упрощения принимается, что толщины теплового  $\delta_T$ , и гидродинамического  $\delta_m$  пограничных слоев совпадают и равны  $\delta$ .

Учитывая, что движение воздуха в пограничном слое у внутренних поверхностей ограждений, как правило, является турбулентным, принимаем, что распределение температуры и скорости описывается уравнениями типа:

$$v = V_m \left( \frac{y}{\delta} \right)^{1/2} \quad (7)$$

Касательные напряжения на стенке могут быть вычислены по формуле:

$$\tau_w = 0,253 \rho V_m^2 \left( \frac{v}{V_m \delta} \right)^{1/2} \quad (8)$$

Для вычисления теплового потока на стенке используем аналогию Рейнольдса:

$$q_m = 0,253 \rho C_p V_{mm} \left( \frac{v}{V_m \delta} \right)^{1/2} Pr^{-2/3} \quad (9)$$

Подставляя выражения для температуры, скорости и теплового потока в уравнение энергии и интегрируя его, получим:

$$\frac{7}{9} \frac{d}{dx} [V_{mm} \delta] - 0,253 \rho V_{mm} \left( \frac{v}{V_m \delta} \right)^{1/2} Pr^{-2/3} \quad (10)$$

Аналогичным образом интегрируя уравнение количества движения, получим:

$$\frac{7}{72} \frac{d}{dx} (V_m^2 \delta) + \frac{1}{8} \frac{dV_m}{dx} V_m \delta = \frac{7}{8} g \beta \delta_m - \frac{\tau_w}{\rho} \quad (11)$$

Вычислим  $V_m$  и  $\delta$  с помощью подстановки:

$$m = C_T x^l; \quad V_m = C_V x^m; \quad \delta = C_\delta x^n \quad (12)$$

Для большинства случаев, представляющих практический интерес, значения величин  $C_l$  и  $n$  определены экспериментально в работах П.М. Брдлика и В.К. Савина. Если, например, принять  $l = -0,5$ , то, подставляя выражения в уравнения количества движения и энергии, получим  $m = 0,25$ ;  $n = 0,58$ . Затем определим:

$$C_s = \sqrt[3]{0,77} \left( \frac{v}{C_m} \right)^{1/3} Pr^{-4/9}; \quad C_m = \frac{0,93(g\beta C_l)^{1/2}}{(0,135 + 0,0207Pr^{2/3})^{1/2}} \quad (13)$$

Подставляя полученные выражения в уравнение (9), получим:

$$q_w = 0,253\rho C_p \frac{0,96 \left( \frac{g\beta C_l}{v^2} \right)^{1/2} v^{5/6} Pr^{-2/3}}{(0,135 + 0,0207 Pr^{2/3})^{1/2} x^{0,168}} \quad (14)$$

Для расчета коэффициента конвективного теплообмена с учетом фильтрации воздуха через ограждение получена на основе решения интегральных уравнений пограничного слоя формула:

$$h_c = 0,12 \frac{\lambda}{l} \quad (15)$$

где  $Gr = \frac{g\beta l^3 (T_{in} - T_{out})}{\nu^2}$  – критерий Грасгофа,

$v_w$  – скорость фильтрации воздуха через ограждение.

Аналогичным образом можно получить решение задачи для случая настилающей на поверхность тепловой струи.

Рассмотрим теперь течение в основном объеме салона автомобиля. В связи с тем, что в этом объеме Рейли Равелики (уже только потому, что характерный размер велик), вязкость жидкости может быть принята равной нулю. В результате система уравнений для конвективного теплообмена примет вид (16).

Эта система уравнений справедлива как для ламинарного, так и для турбулентного течения и ее решение трудностей не встречает.

В ряде случаев систему (16) можно дополнительно упростить, если принять, что движение воздуха в рассматриваемом объеме (за исключением пограничных слоев) является одномерным и стационарным. Тогда получим, что температура изменяется линейно по высоте помещения.

$$\begin{cases} \frac{\partial T}{\partial t} + V_x \frac{\partial T}{\partial x} + V_y \frac{\partial T}{\partial y} = 0 \\ \frac{\partial V_x}{\partial t} + V_x \frac{\partial V_x}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_x}{\partial y} = g - \frac{1}{\rho} \frac{\partial P}{\partial x} \\ \frac{\partial V_y}{\partial t} + V_x \frac{\partial V_y}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_y}{\partial y} = g - \frac{1}{\rho} \frac{\partial P}{\partial y} \\ V_x \frac{\partial V_x}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_y}{\partial y} = 0 \\ P = \rho \beta T \end{cases} \quad (16)$$

Особый класс задач составляют задачи о струйных течениях в основном объеме салона автомобиля. Здесь может быть использован подход раздельного рассмотрения и последующей стыковки решений в пограничном слое и основном объеме помещения[1].

Для решения задачи расчета теплового режима с учетом изменения температуры воздуха может быть использован метод представления температуры внутреннего воздуха в виде критериального уравнения. В объемах, с искусственной вентиляцией, происходит взаимодействие приточных струй и конвективных потоков от оборудования. При этом состояние воздушных потоков хаотично, зависит от ряда случайных факторов. В этом случае целесообразно изменение температуры и скорости воздуха изучать и обобщать с использованием теории подобия и методов математической статистики. Полученное критериальное уравнение для температуры внутреннего воздуха затем используется в уравнении теплового баланса теплового режима салона как объекта с частично распределенными параметрами.

Ниже приведен пример удачного решения для варианта одноточечной модели конвективного теплообмена салона. Рассмотрим уравнения энергии общего вида:

$$\text{ср} \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda \cdot \Delta T - \text{ср} V_x \frac{\partial T}{\partial x} - \text{ср} V_y \frac{\partial T}{\partial y} - \text{ср} V_z \frac{\partial T}{\partial z} \quad (17)$$

Пусть помещение имеет размеры:  $\delta$ - высота;  $l$ - длина;  $H$ - ширина. Первое упрощающее допущение: движение воздуха в салоне одномерное, то есть  $V_z = 0$ ;  $V_y = 0$ .

Второе упрощающее допущение: конвективный перенос тепла вдоль оси ОХ значительно превышает передачу тепла путем теплопроводности, то есть

$$\text{ср} V_x \frac{\partial T}{\partial x} \gg \lambda \frac{\partial^2 T}{\partial x^2}$$

Третье упрощающее допущение получим, усредняя температуру воздуха по высоте или длине помещения, то есть

$$\int_0^{\delta} \text{ср} \frac{\partial T}{\partial t} dy = \lambda \int_0^{\delta} \text{ср} \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} dy - \text{ср} V_x \int_0^{\delta} \frac{\partial T}{\partial x} dy$$

или обозначив  $T = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} T dy$ , получим из (17):

$$c_p \frac{\partial \bar{T}}{\partial t} = \lambda \left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_{z=\delta} - \delta_{cp} V_x \frac{\partial \bar{T}}{\partial x} \quad (18)$$

Далее будем принимать во внимание, что

$$\lambda \left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_{y=\delta} = h_1 (T_1 - \bar{T}) + h_2 (T_2 - \bar{T}) \quad (19)$$

где  $T_1$  и  $T_2$  – температуры поверхности, °С;

$h_1$  и  $h_2$  – коэффициенты конвективного теплообмена между внутренней ограждающей поверхностью и температурой воздуха салона,  $W_m/(m^2 \cdot ^\circ C)$ .

Принимая, что течение является стационарным, то есть  $\frac{\partial \bar{T}}{\partial t} = 0$ , и интегрируя полученное уравнение при условии, что при  $x=0$   $\bar{T} = T_0$ , получим:

$$\bar{T} = (T_0 + A)e^{-\alpha x} - A, \quad (20)$$

где

$$A = \frac{h_1 T_1 + h_2 T_2}{\delta_{cp} V_x}, \quad \alpha = \frac{h_1 + h_2}{\delta_{cp} V_x}$$

На участке, где наступает стабилизация течения по оси ОХ, то есть  $\frac{\partial \bar{T}}{\partial x} = 0$ , получим:

$$T = \frac{h_1 T_1 + h_2 T_2}{h_1 + h_2} \quad (21)$$

Если принять, что  $h_1 = h_2$ , то

$$T = \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (22)$$

Данный результат представляет интерес при рассмотрении течения в вентилируемых воздушных прослойках, устраиваемых в стенах или покрытиях салона автомобиля. Оказывается, что в прослойке на некотором расстоянии от входа потока воздуха наступает стабилизация течения, и температура воздуха в прослойке оказывается равной средней температуре ее образующих поверхностей.

#### Заключение:

1. Показано применение математической модели конвективного теплообмена в салоне автомобиля.

2. Изложены принципы системного анализа салона автомобиля как теплоэнергетической системы.

#### Литература:

1. Табунщиков Ю.А., Бродач М.М. Математическое моделирование и оптимизация тепловой эффективности зданий. – М.: АВОК-ПРЕСС, 2002. – 194с.



2. Числительные методы и параллельные вычисления для задач механики, газа и плазмы: Учеб. Пособие/Э.Ф. Балаев, и др.; ИГЭУ – Иваново, 2003.

3. Аверкова О.А. Вычислительный эксперимент в аэродинамике вентиляции. Белгород: Изд-во БГТУ, 2011, 110 с.

УДК 621:69.012.421

## **ТЕХНОЛОГИИ КОНСТРУИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КРИТЕРИЕВ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ В ЗАДАЧАХ ПРИНЯТИЯ И ПОДДЕРЖКИ РЕШЕНИЙ**

А.А.Колесников, С.А. Полосинов

*Южный федеральный университет, кафедра СиПУ, ул.Чехова, 2, г.Таганрог, Ростовская  
обл., 347928 8(8634) 36-07-07*

*Современное развитие техники требует для оценки эффективности различных объектов деятельности четких алгоритмов построения комплексных критериев. Значимость задачи разработки оценочных критериев определяется возможностью повышения эффективности и сокращением затрат связанных с разработкой, производством и применением различных объектов. В работе рассмотрены вопросы, связанные с оценкой эффективности, а также принципы комплексирования интегральных оценочных критериев.*

Значимость задачи синтеза оценочных критериев определяется возможностью повышения эффективности и сокращения затрат связанных с разработкой, производством и применением различных объектов и процессов в различных областях деятельности человека. Оценка эффективности объектов ещё на стадии их разработки и проектирования может позволить во многом сократить ресурсы, связанные с последующим производством и применением рассматриваемых объектов. В настоящее время существующие подходы к разработке комплексных критериев оценки эффективности подобны «инженерному искусству». При этом современное развитие техники требует для оценки эффективности деятельности объекта четких алгоритмов построения интегральных критериев. Специалистами предпринимаются попытки найти такие интегральные критерии эффективности, которые бы в численном выражении давали наиболее точную оценку свойств объекта. Построение критерия эффективности является одним из наиболее сложных этапов, что объясняет наличие многочисленных требований и соответственно множество подходов к решению данной проблемы.

В общем случае применение *оценочных критериев* может быть связано с решением следующих задач:

- для принятия оптимального решения по управлению системой;

- для оценки эффективности реализуемых системами процессов в заданных условиях;

- для идентификации системы, эффективность функционирования которой наиболее соответствует заданным условиям.

Оценочный критерий выступает в роли инструментария, являющегося обобщённым показателем качества системы, и устанавливающего определённые правила решения таких задач.

В результате изучения ряда работ, посвящённых оценке эффективности в различных областях был сформулирован подход, определяющий принципы и технологию построения оценочных критериев. Разработка оценочного критерия основана на определении *эффективности* применительно к рассматриваемой системе. Под *эффективностью* сложной системы принимается мера её приспособленности к достижению цели (ее целевого назначения).

Эффективность системы определяется следующими положениями:

- понятие эффективности является внешним по отношению к системе;
- оценка эффективности требует учета свойств надсистемы, т.е. охватывает как систему, так и надсистему;
- нецеленаправленные (не имеющие цели) системы эффективностью не характеризуются.

Порядок конструирования интегральных критериев эффективности системы основан на использовании иерархического подхода. Сущность подхода состоит в поэтапном конструировании критерия, когда оценка эффективности каждого следующего уровня иерархической системы осуществляется с учетом уже полученной оценки подсистемы предыдущего этапа. С этой целью следует на каждом из последующих этапов синтеза использовать математическую модель объекта предыдущего этапа.

Иерархический подход к задаче синтеза комплексных критериев оценки эффективности определяется применением следующей методики:

- Формулируется целевая функция системы, отражающая обобщенный показатель эффективности системы.

В общем случае целевым назначением или целью системы является удовлетворение тех или иных потребностей в результате реализуемых системой функций.

Целевая функция может определяться единой (главной) целью системы, или составом целей. Состав целей определяет состав и количество показателей эффективности, характеризующих степень соответствия системы заданной целевой функции.

В зависимости от количества показателей используемые методы оценки эффективности можно условно разделить на *однокритериальные* и *многокритериальные*.

При *однокритериальном* подходе эффективность системы определяется одним из ее показателей. Полученная оценка является частной мерой

приспособленности системы к выполнению поставленной цели, и не является полной характеристикой соответствия системы заданной цели. При *многокритериальном подходе* эффективность системы определяется совокупностью частных показателей эффективности, каждый из которых отражает некоторое определенное требование к качеству ее функционирования. Определение эффективности осуществляется по комплексу показателей, и позволяет всесторонне охарактеризовать уровень соответствия системы целевой функции.

Исходная цель разбивается на совокупность более частных, но и более простых и конкретных подцелей, часть которых, в дальнейшем также разбивается на подцели. Процесс нахождения таких подцелей является *квантификацией* цели. Процесс квантификации приводит к построению многоуровневого дерева целей (рис. 1).

Число уровней иерархии дерева определяется числом этапов квантификации, что зависит от степени детализации, которая требуется для получения на нижнем уровне дерева полного набора локальных целей определяющих перечень частных показателей эффективности системы.

• Для *обоснования допустимости* последующей *свертки* полученного набора целей проверяется их *измеримость* и *сравнимость*.

Измеримость может характеризоваться качественными и количественными показателями, что определяет уровень оценки эффективности системы. Критериальная оценка эффективности системы предусматривает использование количественных показателей эффективности.

При оценке сравнимости полученных локальных целей они должны между собой определяться соотношением предпочтительности или эквивалентности. При несравнимых целях комплексный критерий эффективности не имеет физического смысла.

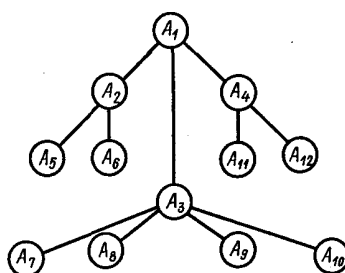


Рис. 1. Дерево целей

• С учетом полученной квантификации обобщенной целевой функции системы производится разбиение исходной сложной системы на иерархически связанные подсистемы так, чтобы на нижнем уровне иерархии были представлены подсистемы, отражающие соответствие частным показателям эффективности системы.

• Далее производится *нормализация* и *приведение* частных показателей эффективности.

*Нормализация* представляет процедуру приведения частных физически разнородных показателей эффективности к единому безразмерному масштабу измерения одним из существующих способов. Большинство применяемых способов нормализации основывается на введении понятия решения  $X$ , обладающего идеальным значением вектора  $K^{II}(x)$ . С помощью  $K^{II}(x) = (k_i^n)$  вектор критериев  $K(x)$  приводится к безразмерной форме  $k_i = k_i/k_i^{II}$ . Каждая компонента принадлежит диапазону  $[0,1]$ .

Для практической реализации операции нормализации можно использовать выражение вида:

$$E = j(k_1, \dots, k_m) = \sum_{i=1}^l \frac{(k_i^0 - k_i)}{(k_i^0 - k_i^{\min})} + \sum_{j=l+1}^m \frac{(k_j - k_j^0)}{(k_j^{\max} - k_j^0)};$$

где:  $k_i^{\min}$ ,  $i = \overline{1, l}$ ;  $k_j^{\max}$ ,  $j = \overline{l+1, m}$  - наименьшие значения для минимизируемых и наибольшие для максимизируемых критериев оптимальности по всему множеству альтернатив.

*Приведение*, т.е. определение коэффициентов значимости критериев производится для учёта неравнозначности частных показателей эффективности при их включении в обобщающий критерий эффективности системы. Учет приоритета критериев осуществляется путем задания коэффициентов важности критериев:

$$I = (I_1, I_2, \dots, I_l), \sum_{i=1}^l I_i = 1;$$

где:  $I_l$  - коэффициент важности критерия  $k_i$ .

Определение коэффициентов важности критериев может быть проведено с использованием формальных процедур, либо применением экспертных оценок. В общем случае для придания равномерности влияния каждого из критериев необходимо выровнять диапазоны изменения частных критериев путем масштабирования и сведения их значений к диапазону  $[0;1]$ . В результате нормализации и учета приоритетов критериев образуется комплексная оценка, представляющая обобщённый критерий эффективности системы:

$$k(a) = (I_1 k_1(a), I_2 k_2(a), \dots, I_l k_l(a));$$

где:  $k_i(a)$  - нормированный критерий.

• Полученная совокупность частных показателей эффективности может быть преобразована в комплексный критерий эффективности системы с использованием одного из существующих принципов свертки. Методы свертывания частных показателей критерия эффективности в обобщающий показатель в общем виде представляют задачу экстремизации частных показателей:

$$k(a) \rightarrow \underset{a \in A}{extr}.$$

где  $k(a)$  - обобщающий критерий, представляющий собой некоторую функцию от значений частных показателей эффективности:

$$k(a) = f(k_1(a), k_2(a), \dots, k_l(a)).$$

Функция  $f$  в данном выражении является сверткой компонентов обобщающего критерия.

Конструирование комплексного критерия представляет собой итерационную процедуру. На первом этапе производится конструирование критерия эффективности для подсистем самого нижнего уровня иерархии, определяемого уровнем квантификации обобщённого показателя эффективности системы. Эффективность каждой подсистемы нижнего уровня иерархии определяется исходя из частных показателей эффективности, которые присущи всем последующим подсистемам более высокого уровня иерархии. Поскольку декомпозиция системы производится до элементарных подсистем, то для оценки их эффективности могут быть использованы известные способы и методики.

На следующем этапе осуществляется построение критерия эффективности для подсистем следующего более высокого уровня иерархии, который включает полученные ранее критерии оценки эффективности в качестве частных. Затем проводится построение критерия эффективности подсистемы, синтезированной на втором этапе, по третьему, еще более общему, критерию, с учетом новой подсистемы более низкой иерархии и т.д. Указанная процедура позволяет осуществить конструирование комплексного критерия оценки эффективности.

На каждом иерархическом уровне свертка показателей эффективности подсистем в обобщённый показатель эффективности производится с использованием одного из принципов свёртки. Ряд основных принципов, применяемых для свёртки частных показателей эффективности в комплексный критерий представлен в таблице 1.

Выбор принципа свертки критерия зависит от характера показателей эффективности и целей оценивания системы. Наиболее общими из приведённой группы принципов свёртки комплексного критерия являются

аддитивная и мультипликативная свертки компонентов критерия, поскольку из них могут быть выведены любые из перечисленных принципов при соответствующем задании весовых коэффициентов. Данные принципы могут рассматриваться как универсальные в схеме формального подхода к построению комплексного критерия оценки эффективности системы на основе

Таблица 1

№ п/п	Принцип свёртки критерия	Выражение функции свёртки критерия
1.	Принцип максимина	$opt_1 K(x) = \max_{x \in X_k} \min k_i(x);$
2.	Принцип квазиравенства	$opt_2 K(x) = (K(x)   k_{i1}(x) - k_{i2} \leq d, i_1, i_2 \in I, x \in X);$
3.	Принцип абсолютной уступки.	$opt_3 K(x) = \left( K(x) \sum_{i \in I_1}  \Delta k_i(x, x')  \geq \sum_{i \in I_2}  \Delta k_i(x, x') , x \in X^k, x' \in X^k \right);$
4.	Принцип максимума аддитивности.	$opt_4 K(x) = \max_{x \in X^k} \sum_{i \subseteq I} k_i(x);$
5.	Принцип относительной уступки	$opt_5 K(x) = \max_{x \in X^k} \prod_{i \in I} k_i(x);$ или $opt_5 K(x) = \max_{x \in X^k} \sum_{i \subseteq I} \log k_i(x);$
6.	Принцип выделения главного критерия	$opt_6 K(x) = \max K(x);$
7.	Принцип максимизации взвешенной суммы критериев	$opt_7 K(x) = \max_{x \in X^k} \sum_{i \subseteq I} a_i k_i(x); \quad \sum_{i \in I} a_i = 1;$
8.	Принцип максимизации мультипликативности	$opt_8 K(x) = \max_{x \in X^k} (1 - \prod_{i \in I} [1 - k_i(x)])$
9.	Принцип, основанный на использовании аппарата нечетких множеств с учетом неопределенности	$opt_9 K = \max_{x \in X} m_k;$

множества частных показателей эффективности. Выбор между аддитивной и мультипликативной свертками частных критериев определяется степенью

важности абсолютных или относительных изменений значений частных критериев соответственно.

• В результате произведённой свёрстки частных показателей эффективности на каждом иерархическом уровне, определяемом квантификацией целевой функции, на самом верхнем уровне будет получен интегральный критерий эффективности, отвечающий общей целевой функции рассматриваемой системы.

Задача разработки интегрального критерия эффективности определяет ряд требований, как к самому критерию, так и к показателям, на основе которых он формируется.

Общие требования к выбору показателей критерия эффективности:

— выбранный показатель должен отражать основную цель, а также условия и ограничения;

— используемый показатель должен быть наглядным;

— используемый показатель должен быть измеряемой (счетной) величиной, способ расчета которой известен;

— показатель должен включать параметры и характеристики объекта, влияние которых требуется оценить или которые необходимо оптимизировать;

— показатель должен быть чувствителен к тем параметрам системы, рациональное значение которых требуется определить;

— каждый из показателей эффективности должен входить в критерий в явном виде.

Общие требования к формированию критерия эффективности:

1. Критерий оценки эффективности должен быть объективно определен, т.е. физически измеримой величиной.

2. Оценка эффективности требует цельного охвата системы. Процедура оценки эффективности должна идти от целого к частному - сверху вниз. Она может быть как формализованной (математической), так и эвристической (экспертной).

3. Эффективность подсистемы любого уровня иерархии должна оцениваться по критерию надсистемы (либо по критерию монотонному относительно критерия надсистемы). Критерии оценки системы и всех ее подсистем должны быть связаны прямой зависимостью.

4. Критерий эффективности должен отвечать следующим локальным требованиям:

- сопоставлять полезный эффект и затраты, необходимые для его обеспечения;

- определять различного рода ограниченные ресурсы;

- отражать многоуровневый подход;

- учитывать неопределенности.

5. Структура интегрального критерия должна быть удобной для практического использования.

6. Желательно чтобы критерий включал минимальное число параметров, так как при большом числе параметров трудно построить критерии, обладающие свойством конкретности, имеющие ясный физический смысл.

### Литература:

1. Кини Р.Л., Райфа Х. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения. М: Радио и связь, 1981. 560 с.

2. Самойленко А.П., Черный С.А. Прикладные элементы теории эффективности архитектур объектно ориентированных ЭВМ. // Учебное пособие Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002 с 79.

3. Анфилатов В.С., Емельянов А. А., Кукушкин А.А Системный анализ в управлении // Учебное пособие Москва Изд-во «Финансы и статистика» 2003 с 367.

4. Николаев В Л. Брук В.М. Системотехника: методы и приложения//Ленинград: изд-во Машиностроение, 1985г. 199с.

## ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИГНАЛА МОДУЛИРОВАННОГО С МИНИМАЛЬНЫМ СДВИГОМ

Ю.А. Геложе, В.В. Петренко

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС, Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Исследован способ формирования MSK сигнала на основе квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом (OQPSK). Создана программная модель формирователя, на основе которой получены временные и спектральные диаграммы. Показано, что использование данного типа модуляции в ограниченной полосе частот является перспективным.*

Повышение скорости передачи, улучшение вероятности приема и экономное использование полосы частот является основной тенденцией развития систем передачи дискретной информации.

Решить эти проблемы можно путем рационального выбора вида радиосигнала, методов его формирования и приема, обеспечивающих высокую эффективность информационных систем [1]. На смену простым видам сигналов приходят более сложные. Значительно возрос интерес к частотно-манипулированным сигналам с непрерывной фазой (ЧМНФ сигнал) при малых индексах манипуляции (*FSK*, *CPFSK*). Сохранение непрерывности фазы сигнала в моменты смены информационных символов и малый индекс манипуляции позволяют получить малую занимаемую полосу частот и высокую скорость убывания внеполосного излучения [2 – 4]. Наибольшее



внимание в этом плане заслуживают сигналы с индексом манипуляции 0,5 (*MSK*). Для модуляции и приема этих сигналов разрабатывают новые совершенные методы и схемотехнические решения, что подтверждается патентами [5 – 9]. Согласно [10] *MSK* сигналы применяют и в оптическом диапазоне.

Цель научной работы – рассмотреть принцип формирования *MSK* сигнала, создать модель модулятора сигнала в программной среде *Matlab + Simulink* и проанализировать полученные результаты.

Модуляция с минимальным сдвигом (ММС или *MSK*) – это специальная форма двоичной частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ), в которой индекс манипуляции равен 0,5 [11]. Фаза несущей на интервале  $nT \leq t \leq (n+1)T$  равна:

$$\begin{aligned} \Phi(t, I) &= \frac{1}{2}\pi \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + \pi I_n q(t - kT) = \\ &= Q_n + \frac{1}{2}\pi I_n (t - nT/T), nT \leq t \leq (n+1)T, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $T$  – длительность информационного такта,  
 $\{I_k\}$  – последовательность информационных символов,  
 $I_n = \pm 1$  – значения информационных последовательностей,  
 $q(t)$  – нормированная огибающая сигнала.

Решетка состояний для этого сигнала показана на рисунке 1. Набег фазы на один информационный символ составляет  $\pi/2$ .

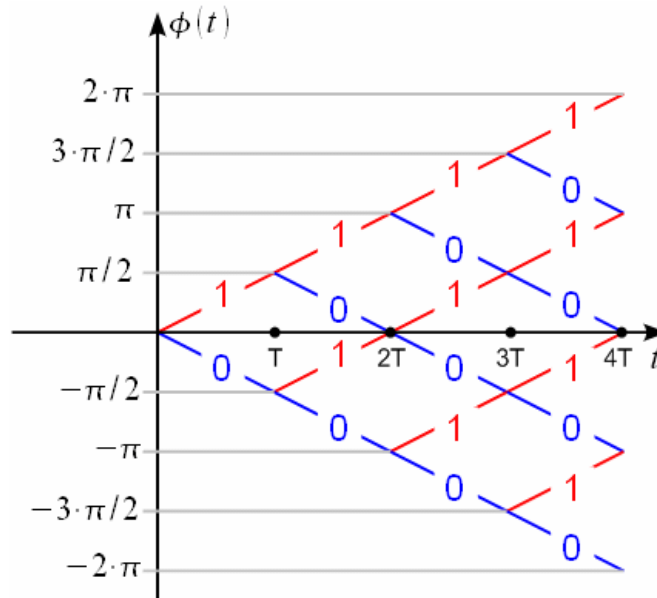


Рисунок 1 – Решетка состояний для *MSK*

Математическое описание сигнала имеет вид:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A \cos \left[ 2\pi f_c t + Q_n + \frac{1}{2} \pi I_n \left( t - \frac{nT}{T} \right) \right] = \\
 &= A \cos \left[ 2\pi (f_c + I_n/4T) t - \frac{1}{2} \pi n I_n + Q_n \right], nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2)
 \end{aligned}$$

Формула (2) указывает на то, что сигнал двоичной ЧМНФ может быть выражен как синусоида, имеющая одно из двух возможных значений частоты на интервале  $nT \leq t \leq (n+1)T$ . Если мы определим эти частоты так:

$$f_1 = f_c - 1/(4T); f_2 = f_c + 1/(4T), \quad (3)$$

тогда сигнал двоичной ЧМНФ, определяемый формулой (2), можно записать в виде:

$$s_i(t) = A \cos \left[ 2\pi f_i t + Q_n + \frac{1}{2} \pi n (-1)^{i-1} \right], i = 1, 2. \quad (4)$$

Исходя из формулы (3) отметим важную особенность этого сигнала. Девияция частоты для *MSK* сигнала составляет одну четвертую информационного такта:

$$f_d = 1/(4T). \quad (5)$$

Разность частот  $\Delta f = f_2 - f_1 = 1/(2T)$  – это минимальная разность частот, необходимая для обеспечения ортогональности сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  на сигнальном интервале длиной  $T$ .

*MSK* сигнал можно сформировать на основе принципа формирования *OQPSK*. Конкретно мы можем выразить эквивалентный низкочастотный модулирующий сигнал в виде:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [I_{2n} g(t - 2nT) - j I_{2n+1} g(t - 2nT - T)], \quad (6)$$

где  $g(t)$  – сигнальный импульс, определяемый:

$$g(t) = \begin{cases} \sin \frac{\pi t}{2T}, & (0 \leq t \leq 2T); \\ 0 & \text{(для других } t). \end{cases} \quad (7)$$

Таким образом, этот тип сигнала можно рассматривать как *OQPSK*, в котором огибающая импульса является полупериодом синусоиды. Четные двоичные ( $\pm 1$ ) символы  $\{I_{2n}\}$  от информационной последовательности  $\{I_n\}$  передаются при помощи косинусоиды несущей, в то время как двоичные ( $\pm 1$ ) символы  $\{I_{2n+1}\}$  передаются при помощи синусоиды несущей. Скорость передачи двух ортогональных несущих равна  $1/2T$  бит/с, так что суммарная скорость передачи равна  $1/T$  бит/с. Заметим, что битовые переходы на синусной

и косинусной несущей смещены во времени на  $T$  секунд. Из этих соображений сигнал

$$s(t) = A \left\{ \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{2n} g(t - 2nT) \right] \cos(2\pi f_c t) + \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{2n+1} g(t - 2nT - T) \right] \sin(2\pi f_c t) \right\}$$

называют офсетной квадратурной или квадратурной ФМ (*SQPSK* или *OQPSK*) со сдвигом. *MSK* сигнал формируется суммой двух смещенных квадратурно-модулированных двоичных ФМ-сигналов.

Схема формирователя *MSK* сигнала на основе *OQPSK* представлена на рисунке 2.

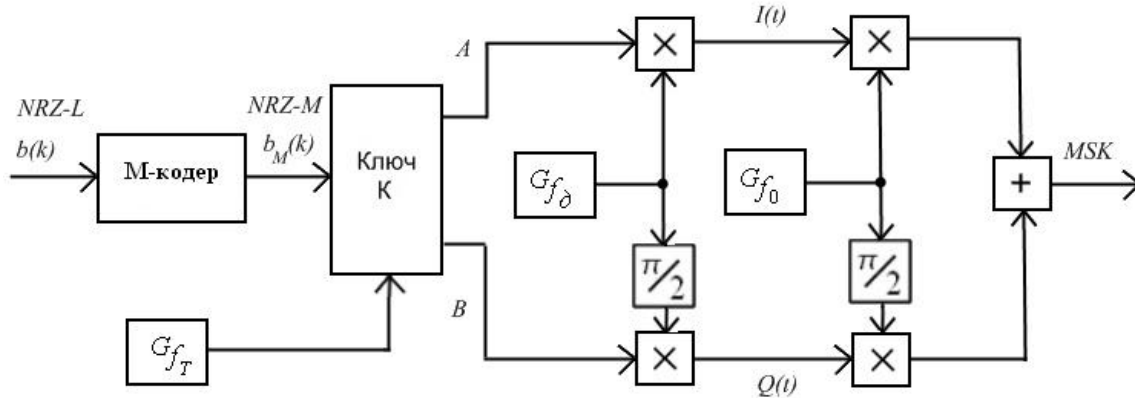


Рисунок 2 – Структурная схема формирователя *MSK* сигнала на основе *SQPSK*

Устройство работает следующим образом. Тактовый генератор  $G_{f_T}$  формирует тактовые синхроимпульсы через время  $T$  (с частотой  $f_T$ ). На входе имеется цифровая информация  $b(k)$  в виде последовательности бит 0 и 1, так называемый *NRZ – L* код. Эта последовательность поступает на кодер, на выходе которого получается *M*-код (*NRZ – M*). После кодирования ключ, управляемый тактовым сигналом, делит один поток на четные и нечетные последовательности. При этом необходимо получить биполярный сигнал, в котором длительность символа составляет  $2T$ . Далее полученные последовательности перемножаются на синус и косинус, генерируемых генератором  $G_{f_0}$ , имеющих частоту  $f_0 = 1/4f_T$ . После перемножителей получаем две квадратурные составляющие сигнала  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые перемножаются на синус и косинус с несущей частотой, складываются в сумматоре и на выходе сумматора имеем сформированный *MSK* сигнал. На рисунке 3 представлены временные диаграммы, поясняющие работу формирователя.

На основе анализа временных диаграмм на рисунке 3 и схемы на рисунке 2 разработана модель формирователя в среде *Matlab + Simulink*. Схема представлена на рисунке 4, а результаты моделирования на рисунках 5 и 6.

По временным диаграммам, полученным в результате моделирования, можно сделать вывод, что сигнал на выходе модулятора частотно-манипулированный и частота меняется без разрыва фазы. Проанализировав

спектр *MSK* сигнала, можно отметить, что боковые лепестки спадают относительно первого со скоростью 40 дБ/дек, а это, непосредственно, говорит об эффективности использования выделенной полосы частот. В системах связи это очень значительный параметр, так как полоса частот, выделенная любой системой, является весьма дорогостоящим и дефицитным ресурсом.

Исследования показали, что весьма привлекательным видом модуляции для применения в условиях ограниченного спектрального ресурса является модуляция *MSK*.

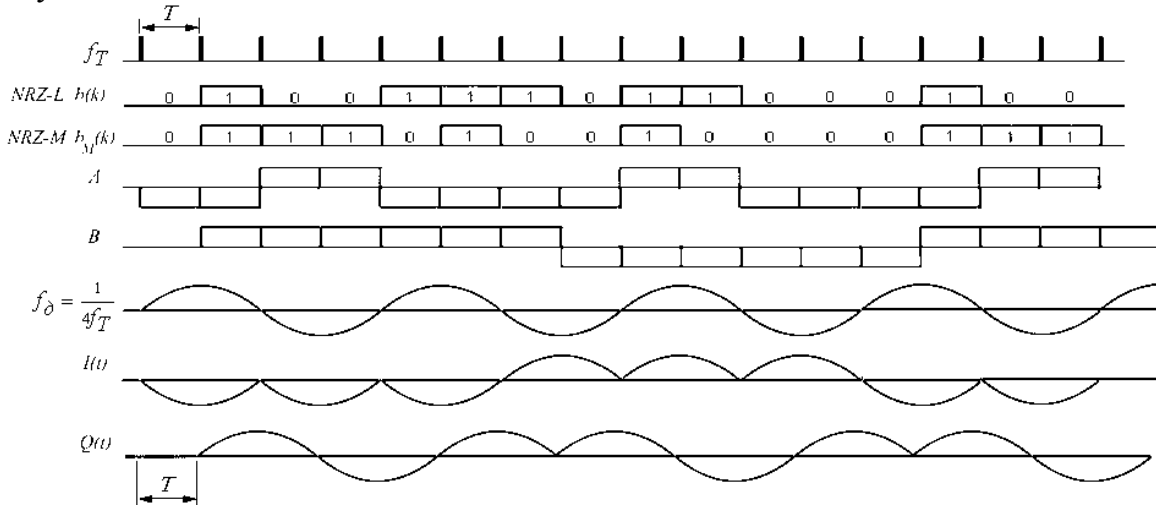


Рисунок 3 – Временные диаграммы, поясняющие работу формирователя *MSK* сигнала

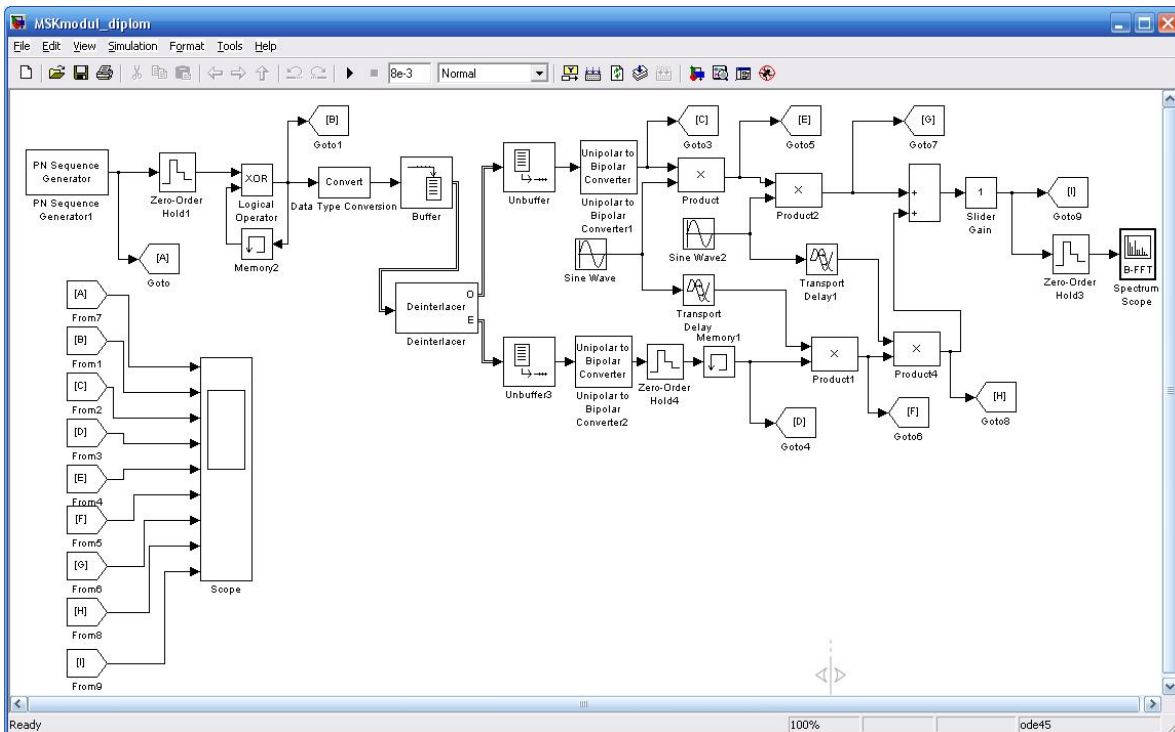


Рисунок 4 – Схема формирователя *MSK* сигнала в среде *Matlab + Simulink*



Рисунок 5 – Результаты моделирования – временные диаграммы

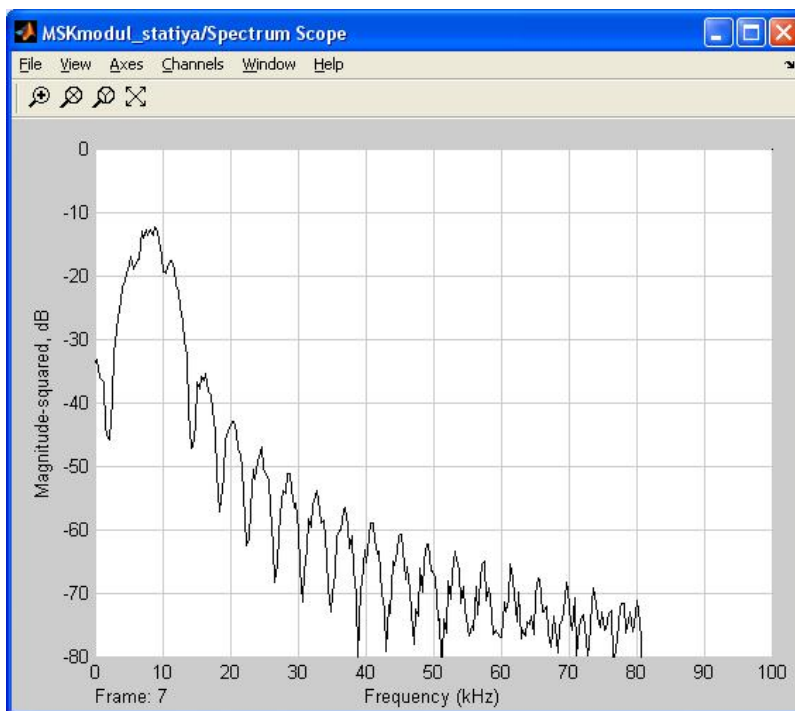


Рисунок 6 – Результаты моделирования – спектр *MSK* сигнала

### Литература:

1. Крохин А. В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В., Дрямов Ю.А., Муравьев С. А. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиотехника – 1982. №4. – С. 102 – 103.
2. Lucky R.W., Salz J., Weldon E.J. Principles of data communication. – New York: – McGraw-Hill, 1968.
3. Bennet W.R. Davey J. R. Data Transmission. New York: – McGraw-Hill, 1965.
4. Schwartz M., Bennet W., Stain S. Communications system and techniques. New York: – McGraw-Hill, 1966.
5. Патент SU 1345366 Н 04 L 27/10. 15.05.87. Формирователь сигнала. Таганрогский технологический институт им. В.Д. Калмыкова. Ю.А. Геложе, А.А. Кибирев, В.А. Втулкин, М.Ю.Геложе.
6. US Patent June 7, 1977. MSK digital data synchronization detector. Marvin Aaron Epstein, Monsey, N. Y.
7. US Patent Apr. 6, 1982. Synchronization for MSK burst communications. Smith A. Rhodes, Falls Church, Va.
8. US Patent Apr. 15, 1986. MSK digital demodulator burst communications. Constantine Gumacos, Broomall Pa.; Nicola A. Macina, Somerville, N.J.

9. US Patent Jul. 3, 2007. Coherent demodulation of hopped MSK waveforms system and method. Eric O., Zuber, South Amana, IA (US); Terry Golubiewski, Marengo, IA (US).

10. US Patent Mar. 25 2003. Optical MSK modulator. Douglas M. Gill, Hoboken, NJ (US).

11. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М: Радио и связь. 2000. – 800с.

12. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104с.

13. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Изд. «Связь» - 1979.

14. Бондаренко В. Н., Клевин А.Г., Галеев Р.Г. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах. Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies – 2011. № 4.

## К ВОПРОСУ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЧМ-СИГНАЛА НА ПЛИС

Ю.А. Геложе, В.В. Петренко

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС, Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Рассмотрен способ формирования сигнала, разработана структурная схема устройства, проведено моделирование формирователя*

Характерной особенностью разработки и производства современных и перспективных электронных средств (ЭС) является непрерывное увеличение их функциональных возможностей, улучшение технических характеристик и надежности, снижение стоимости, потребляемой мощности и размеров. Разрабатывать ЭС позволяют современные системы автоматизации проектирования (САПР), а программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) и стандартные языки описания аппаратуры (*Hardware Description Languages-HDL*) становятся ключевыми элементами в новых методологиях проектирования.

Цель данной работы – рассмотреть возможность реализации формирователя *MSK (minimum shift keying)* сигнала на ПЛИС.

Средством разработки является программный продукт *Matlab + Simulink* с использованием библиотек фирмы *Xilinx*.

В работе решаются следующие задачи:

1. Рассмотрен метод формирования *MSK* сигнала, реализуемый в ПЛИС.
2. Разработана структурная схема формирователя.



3. На основе структурной схемы разработан формирователь *MSK* сигнала в среде *Matlab + Simulink* с использованием библиотек фирмы *Xilinx*.

Согласно [1-2] *MSK* сигнал можно рассматривать как частный случай частотной манипуляции без разрыва фазы (*continuous-phase frequency shift keying – CPFSK*, ЧМНФ) или как частный случай квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом с синусоидальным взвешиванием символов. В первом случае сигнал *MSK* можно представить следующим образом:

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right] \quad kT < (k+1)T. \quad (1)$$

где  $f_0$  – несущая частота,

$d_k = \pm 1$  представляет биполярные данные, которые передаются со скоростью  $R = 1/T$ ,

$x_k$  – это фазовая постоянная для  $k$ -го интервала передачи двоичных данных.

При  $d_k = 1$  передаваемая частота это  $f_0 + 1/4T$ , а при  $d_k = -1$  – это  $f_0 - 1/4T$ . В течение каждого  $T$  – секундного интервала передачи данных значение  $x_k$  постоянно, т. е.  $x_k = 0$  или  $\pi$ , что диктуется требованием непрерывности фазы сигнала в моменты  $t = kT$ . Это требование накладывает ограничение на фазу, которое можно представить следующим соотношением:

$$x_k = x_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k) \text{ по модулю } 2\pi.$$

Уравнение (1) можно записать в квадратурном представлении:

$$s(t) = a_k \cos \left( \frac{\pi t}{2T} \right) \cos(2\pi f_0 t) - b_k \sin \left( \frac{\pi t}{2T} \right) \sin(2\pi f_0 t), \quad kT < t < (k+1), \quad (2)$$

где

$$a_k = \cos(x_k) = \pm 1,$$

$$b_k = d_k \cos(x_k) = \pm 1.$$

Синфазный компонент обозначается как  $a_k \cos(\pi t/2T) \cos(2\pi f_0 t)$ , где  $\cos(2\pi f_0 t)$  – несущая,  $\cos(\pi t/2T)$  – синусоидальное взвешивание символов,  $a_k$  – информационно-зависимый член. Подобным образом квадратурный компонент – это  $b_k \sin(\pi t/2T) \sin(2\pi f_0 t)$  где  $\sin(2\pi f_0 t)$  – квадратурное слагаемое несущей,  $\sin(\pi t/2T)$  – синусоидальное взвешивание символов, а  $b_k$  – информационно-зависимый член. Величины  $a_k$  и  $b_k$  не меняют свое значение каждые  $T$  секунд. Из-за требования непрерывности фазы величина  $a_k$  может изменяться лишь при переходе через нуль функции  $\cos(\pi t/2T)$ , а  $b_k$  – только при переходе через нуль  $\sin(\pi t/2T)$ . Следование взвешивание импульсов в синфазном и квадратурном канале – это синусоидальный импульс с периодом  $2T$  и переменным знаком.



Как и в случае *OQPSK*, синфазный и квадратурный компоненты сдвинуты друг относительно друга на  $T$  секунд.

Таким образом, если рассматривать уравнение (2) как частный случай модуляции *OQPSK*, его можно переписать в следующей форме:

$$s(t) = d_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_0 t) - d_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_0 t). \quad (3)$$

Здесь  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  – это разделенный поток данных  $d_k(t) = d_0, d_1, d_2, \dots$ , на синфазный  $d_I(t)$  и квадратурный  $d_Q(t)$ :

$$d_I(t) = d_0, d_2, d_4, \dots \text{ (четные биты)}$$

$$d_Q(t) = d_1, d_3, d_5, \dots \text{ (нечетные биты)}.$$

Причем длительность битов синфазного и квадратурного потоков равна  $2T$ , как показано на рисунке 1 а. Графическое представление уравнения (3) представлено на рисунке 1 б.

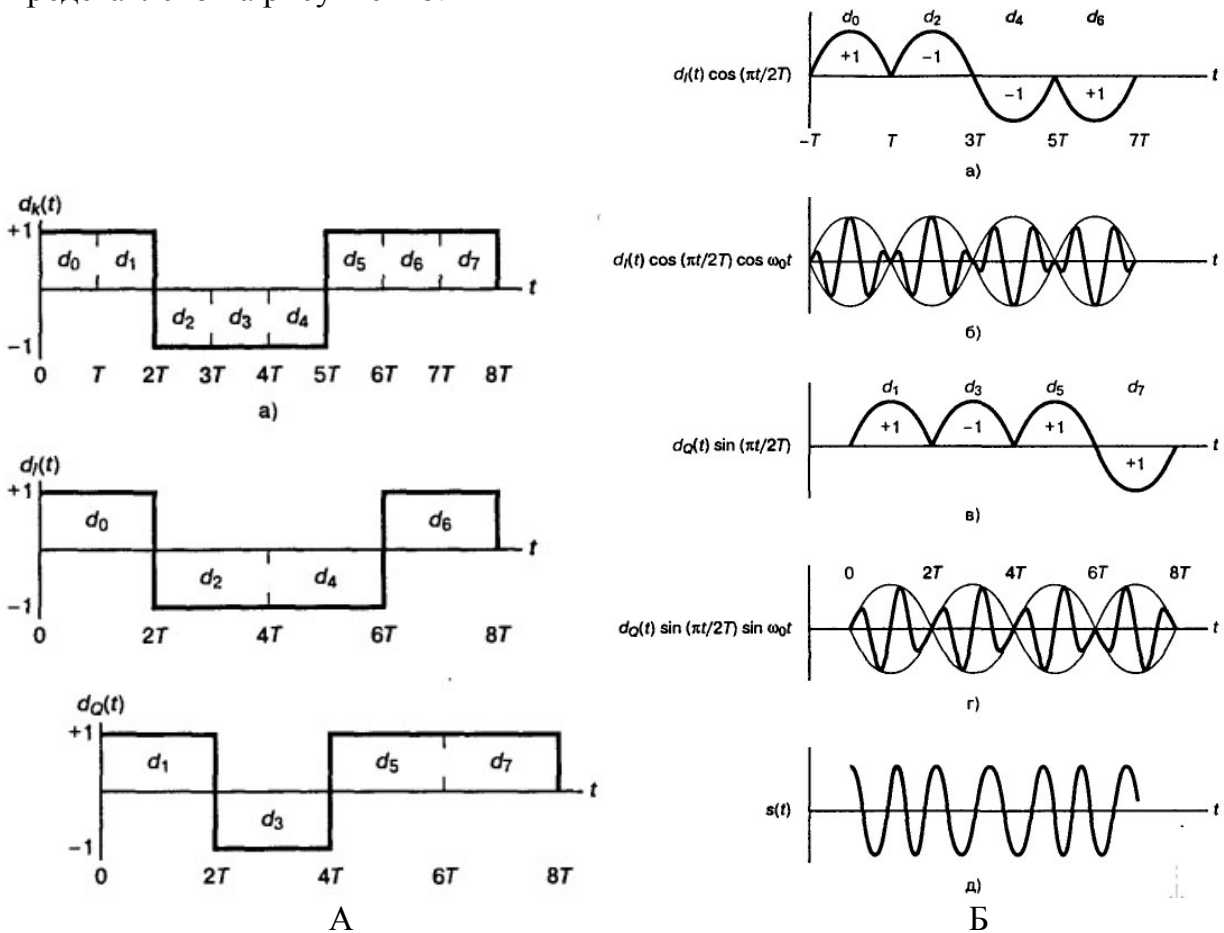


Рисунок 1. – Разделение потока данных  $d_k$  на синфазный  $d_I(t)$  и квадратурный  $d_Q(t)$  потоки (А); – манипуляция с минимальным сдвигом (Б): а) – модифицированный синфазный поток битов; б) произведение синфазного потока битов и несущей; в) модифицированный квадратурный поток битов; г) – произведение модифицированного квадратурного потока битов и несущей; д) – сигнал *MSK* (сумма б и г)

Структурная схема формирователя, разработанная на основе математического аппарата и графиков, представленных выше, изображена на рисунке 2.

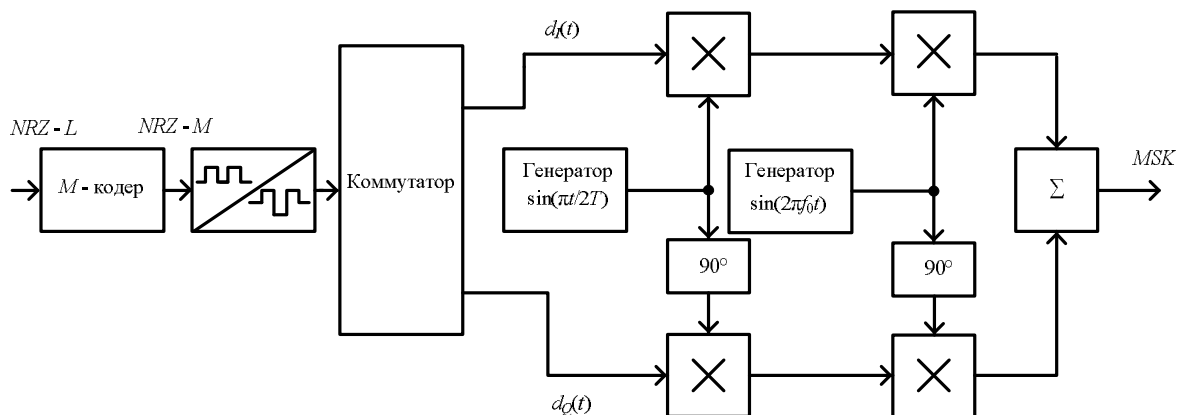


Рисунок 2 – Структурная схема формирователя *MSK* сигнала

Схема содержит кодер, принцип работы которого поясняют временные диаграммы на рисунке 3, следующий блок – блок преобразования униполярного сигнала в биполярный, блок коммутатор, разделяющий биполярный информационный поток на четные и нечетные потоки символов, при этом длительность символа уже составляет  $2T$ , 4 перемножителя, два генератора синуса, 2 фазовращателя на  $90^\circ$  и сумматор.

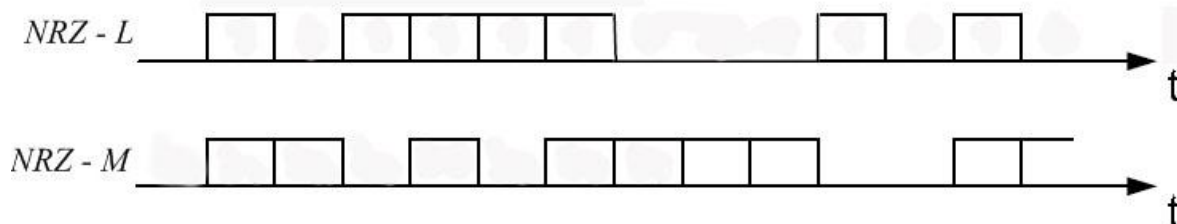


Рисунок 3 – Временные диаграммы, поясняющие работу *M* – кодера

На основе принципа формирования и структурной схемы, изображенной на рисунке 2, разработан формирователь *MSK* сигнала в программном продукте *Matlab+Simulink* с использованием специальных библиотек компании *Xilinx*. Формирователь представляет собой цифровое устройство, схема которого показана на рисунке 4. Схема, заключенная в блоке *Subsystem*, генерирует *m*-последовательность. Она реализована на регистрах сдвига и изображена на рисунке 5. *M* – кодер сделан на основе элемента *xor* (блок *Logical*) и на блоке *Delay*, который обеспечивает задержку последовательности на один информационный такт. Далее блок *Mcode2* преобразует информационную последовательность из униполярной в биполярную, путем добавление

знакового разряда. В данный блок заложена программа, написанная на языке *Matlab*. Блок *Time Division Demultiplexer* разбивает поток битов на четную и нечетную последовательности. Суммирование последовательностей с константой в блоках *addsub2* и *addsub3* необходимо для преобразования данных в нужный формат, для последующей операции перемножения в блоках *Mult*. *Addsub1* осуществляет задержку последовательности ровно на один информационный такт, согласно временным диаграммам на рисунке 1. Генератор синуса и косинуса реализован на счетчике и блоках *ROM* (рисунок 6).

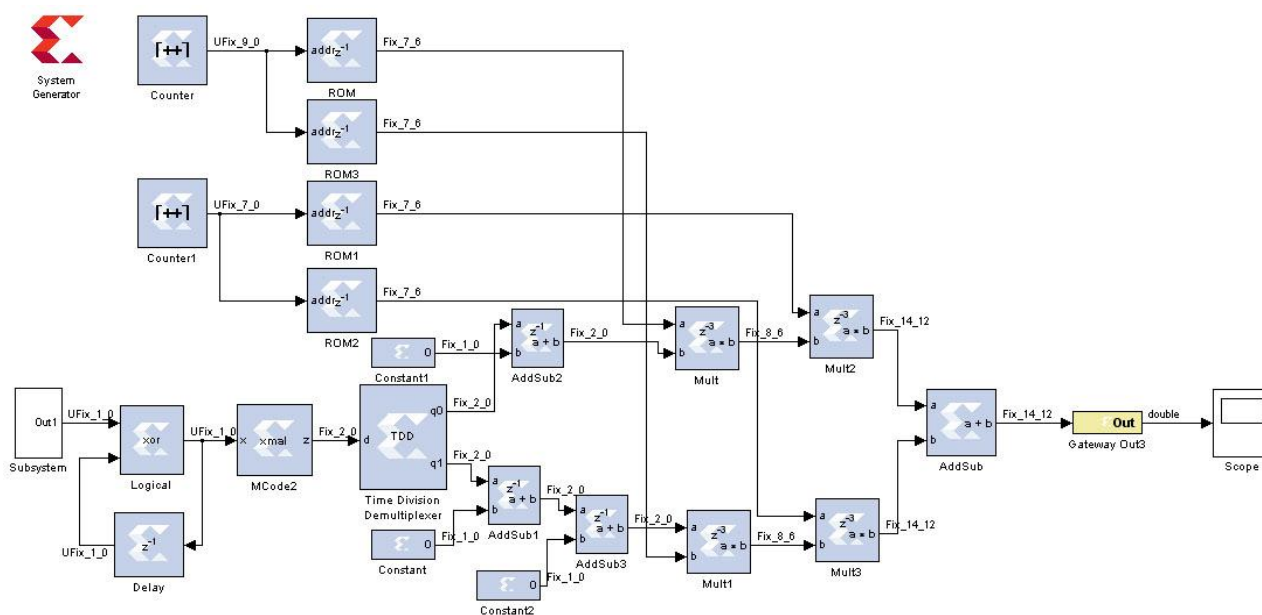


Рисунок 4 – Формирователь *MSK* сигнала в программе *Matlab+Simulink*

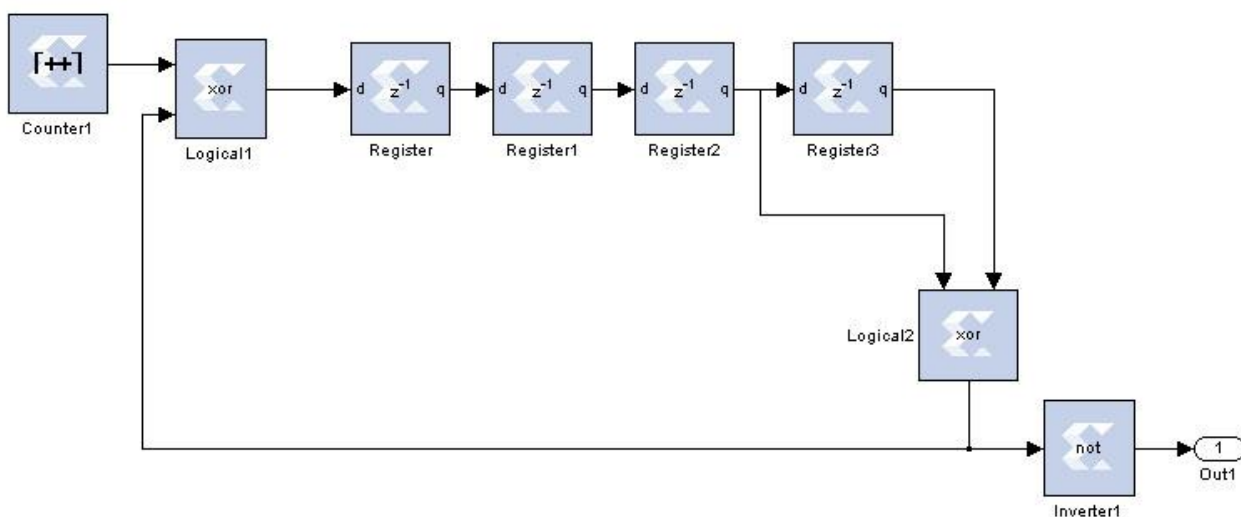


Рисунок 5 – Генератор *m*-последовательности

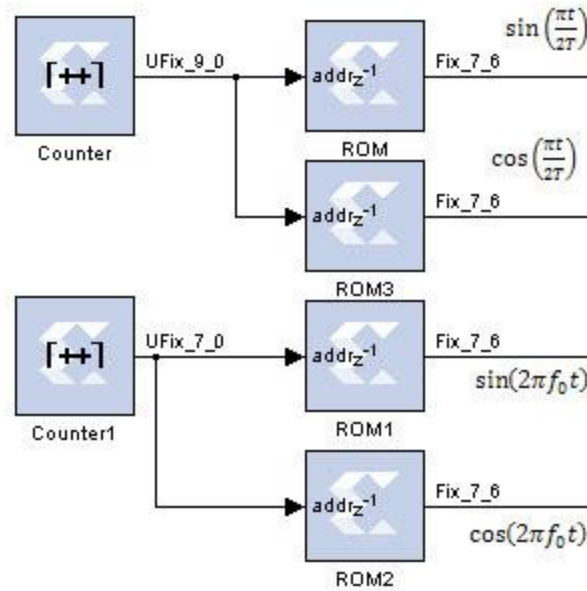
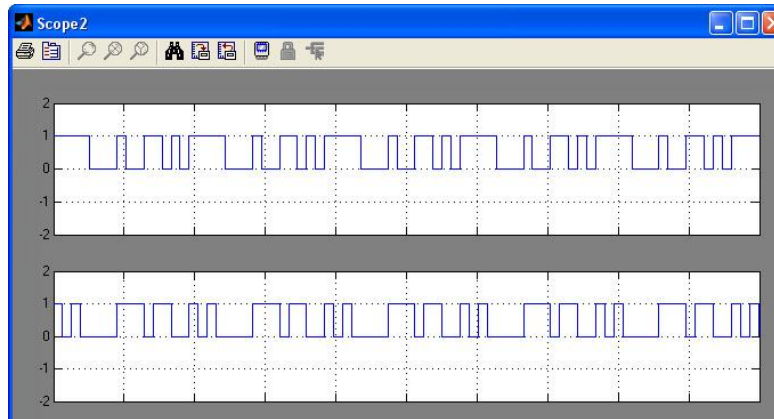


Рисунок 6 – Реализация генератора гармонического колебания

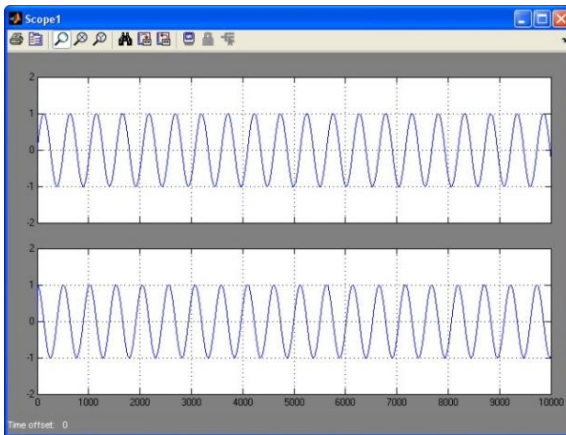
Ниже представлены временные диаграммы, полученные в результате моделирования и поясняющие работу узлов схемы. На рисунке 7 а) изображены временные диаграммы на выходе блока *Subsystem* и *M*-кодера, рисунке 7 б) и в) синусоида и косинусоида, сформированные схемой, представленной на рисунке 6.

Проанализировав временные диаграммы, полученные в ходе эксперимента, делаем вывод, что сигнал на выходе формирователя частотно-манипулированный, разрыва фазы не наблюдается. Далее в блоке *System Generator* задается параметр тактовой частоты (*Clocking*), и параметры компилятора, в которых указывается тип микросхемы, язык компиляции (*VHDL, Verilog*).

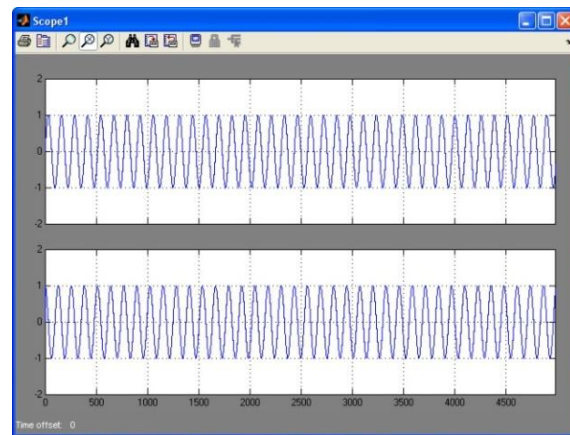
Таким образом, в данной статье рассмотрен принцип формирования сигнала, представление *MSK* сигнала, как частный случай частотной манипуляции без разрыва фазы и как частный случай квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом с синусоидальным взвешиванием символов. Разработана структурная схема устройства. Рассмотрена возможность реализации формирователя *MSK* сигнала на ПЛИС с использованием таких программных продуктов, как *Matlab* и *Xilinx ISE*. Получены экспериментальные данные в виде временных диаграмм.



а)



б)



в)

Рисунок 7 – Временные диаграммы на выходе блока *Subsystem* и *M*-кодера – а), синус и косинус, сформированные схемой, изображенной на рисунке 6 – б)

На рисунке 8 представлены временные диаграммы синфазного и квадратурного каналов формирователя.

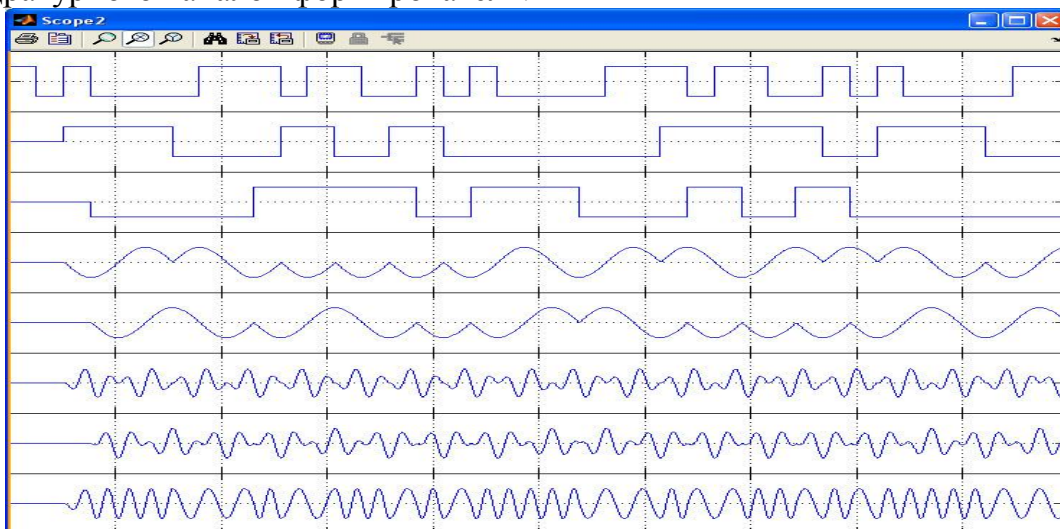


Рисунок 8 – Результаты моделирования в виде временных диаграмм

**Литература:**

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104с.
2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Изд. «Связь» - 1979.
3. Патент SU 1345366 Н 04 L 27/10. 15.05.87. Формирователь сигнала. Таганрогский технологический институт им. В.Д. Калмыкова. Ю.А. Геложе, А.А. Кибирев, В.А. Втулкин, М.Ю. Геложе.
4. US Patent Mar. 28, 1961. Minimum-shift data communication system. Mevin L. Doelz, Nortridge, and Earl T. Heald, Canoga Park, Calif., assignors to Collins Radio Company, Cedar Rapids, Iowa, a corporation of Iowa. Filed Aug. 18, 1958, ser. No. 7555,740

## МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ

В.Т. Корниенко

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Рассмотрена модель обработки сигнального поля для получения функции изображения. Для этого использована процедура пространственно-временной согласованной фильтрации, реализующая функцию вычисления взаимной корреляции сигнального и опорного волновых полей. Приведены соотношения для абсолютной задержки опорного сигнала и длительности импульса облучения для заданной длительности импульса стробирования, определяемой из условия обеспечения заданной достоверности формирования голограммы.*

Многоканальная организация аппаратуры акустической системы видеонаблюдения основана на голографировании статических и динамических объектов и нестационарных быстропротекающих процессов. В соответствии с применяемой в системе антенной решеткой каждый канал может обслуживать либо один элемент при параллельной обработке, либо несколько элементов приемной антенны при параллельно-последовательной обработке [1,2]. При описании процесса активного голографирования первоочередной задачей является анализ процессов облучения наблюдаемого объекта и приема отраженного от объекта волнового поля (см. рис. 1). Если для возбуждения облучающей антенны используется пространственно-временной сигнал, то процесс формирования сигнального поля  $P_i(\mathbf{m}, \mathbf{v}, 0, t)$  на входе голографической системы можно физически интерпретировать как последовательность операций пространственно-временного преобразования сигнала облучающей антенной, слоем пространства "облучающая антенна –

оригинал", шероховатой поверхностью оригинала и, наконец, слоем пространства "оригинал – приемная антенна". Для простоты и наглядности ограничимся моделями непрерывных антенн и приближением однократного рассеяния для оператора рассеяния.

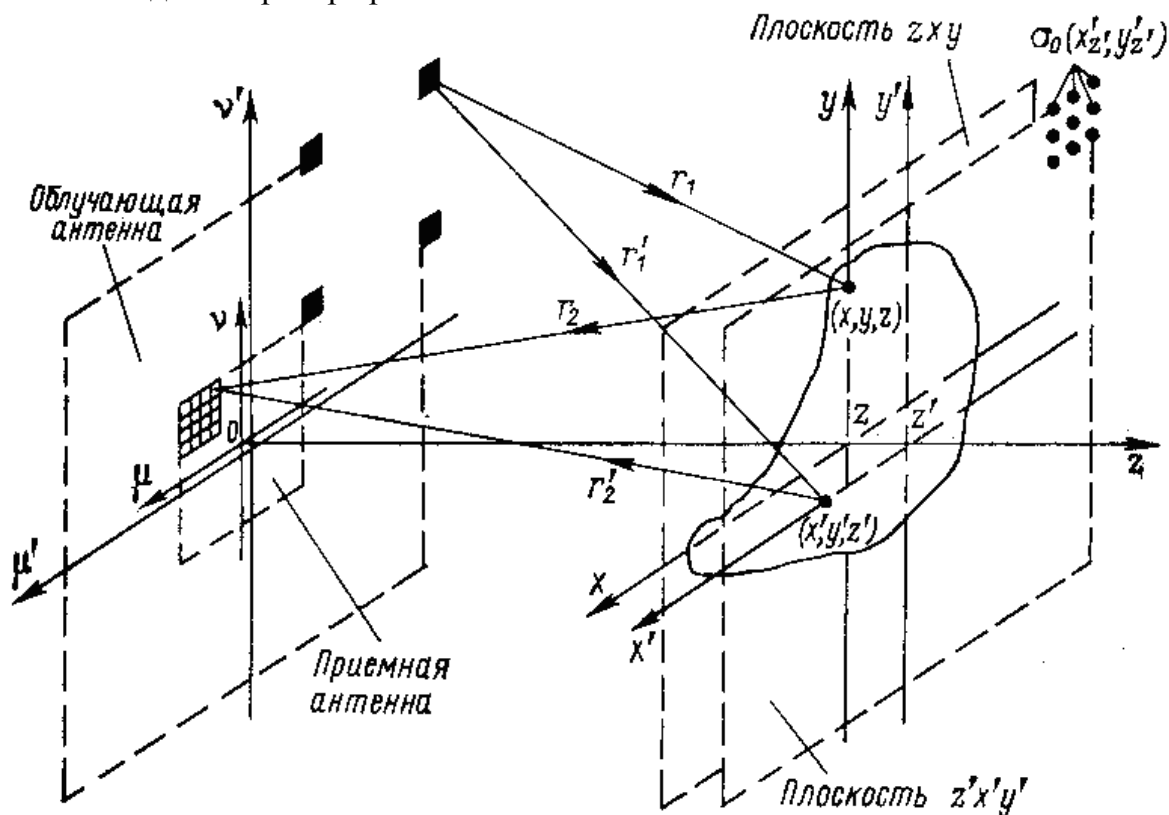


Рисунок 1 – Пространственные соотношения при организации облучения-приема

Ограничиваясь случаем квазистационарного приближения, взаимозависимость временных и пространственных характеристик облучающего поля, можно представить соотношением [1]

$$p_1(x, y, z, t) \approx p_1(x, y, z) U(t - z/c) \exp(-j\omega_0 t).$$

где

$$p_1(x, y, z) = p_2(\mu', \nu') \cdot \frac{z}{(r_1)^2} \exp\left(-j \frac{\omega_0}{c} r_1\right);$$

$r_1 = \sqrt{(x - \mu')^2 + (y - \nu')^2 + z^2}$ ,  $r_2 = \sqrt{(\mu - x)^2 + (\nu - y)^2 + z^2}$  – радиусы-векторы волнового поля соответственно при облучении и приеме;

$\mu'$ ,  $\nu'$ , и  $\mu$ ,  $\nu$  – координаты в плоскостях облучающей и приемной антенн;

$U(t - z/c)$  – огибающая импульсного сигнала.



Информативность отраженного оригиналом волнового поля зависит от отраженного оригиналом волнового поля, т.е. от распределения энергии облучения по его поверхности или от вида функции облучения

Соотношение, характеризующее вид функции облучения при заданном уравнении поверхности оригинала  $z = z(x, y)$ , имеет вид обыкновенного двойного интеграла [1]:

$$\rho(\mu, \nu, 0, t) \approx \left\{ \iint_{D(x, y)} \sigma(x, y, z(x, y)) \frac{z}{(r_2)^2} \exp\left(-j \frac{\omega_0}{c} r_2\right) \times \right. \\ \left. \times dx dy \right\} U'\left(t - \frac{2z}{c}\right) \exp(-j\omega_0 t),$$

где  $D(x, y) = \Pi(x, y, z) \cap Z_{xy}$ ,  $Z_{xy}$  - плоскость, проходящая через продольную координату  $Z$  перпендикулярно к оси  $z$ .

Таким образом, пространственно-временной сигнал, рассеянный оригиналом, несет информацию об его трехмерном пространственном содержании как об упорядоченной во времени последовательности двумерных сечений  $D_i(x, y)$  облученной поверхности  $\Pi(x, y, z)$  оригинала, расположенных на дальностях  $z_i$ , где  $1 \leq i \leq N$ .

При проектировании системы необходимо использовать алгоритм обработки сигнального поля для получения на выходе функции изображения. Для этого используется процедура пространственно-временной согласованной фильтрации, реализующая функцию вычисления взаимной корреляции сигнального и опорного волновых полей.

Опорная функция рассеяния может быть представлена в виде [1]:

$$\sigma_0[x', y', z'] = \Pi_0(x', y', z') \text{comb}\left(\frac{x'}{b_0}\right) \text{comb}\left(\frac{y'}{b_0}\right) \times \\ \times \text{comb}\left(\frac{z'}{b_0}\right) = \begin{cases} 1 & \text{при } x' = x_i, y' = y_k, z' = z_l, \\ & 1 \leq i, k, l \leq N; \\ 0 & \text{при } x' \neq x_i, y' \neq y_k, z' \neq z_l, \\ & 1 \leq i, k, l \leq N; \end{cases}$$

где

$$\text{comb}\left(\frac{x'}{b_0}\right) \text{comb}\left(\frac{y'}{b_0}\right) \text{comb}\left(\frac{z'}{b_0}\right) = \\ = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left(\frac{x'}{b_0} - i\right) \delta\left(\frac{y'}{b_0} - k\right) \delta\left(\frac{z'}{b_0} - l\right) = \\ = \begin{cases} 1 & \text{при } x' = ib_0 = x_i, y' = kb_0 = y_k, z' = lb_0 = z_l, \\ 0 & \text{при } x' \neq x_i, y' \neq y_k, z' \neq z_l, \end{cases}$$



$$\begin{aligned} \Pi_0(x', y', z') &= \text{rect}\left(\frac{x'}{A_0}\right) \text{rect}\left(\frac{y'}{A_0}\right) \text{rect}\left(\frac{z'}{A_0}\right) = \\ &= \begin{cases} 1 & \text{при } |x'/A_0| \leq 1/2, \quad |y'/A_0| \leq 1/2, \quad |z'/A_0| \leq 1/2; \\ 0 & \text{при } |x'/A_0| > 1/2, \quad |y'/A_0| > 1/2, \quad |z'/A_0| > 1/2; \end{cases} \end{aligned}$$

где:  $A_0$  – линейный размер области определения опорной функции рассеяния;  
 $b_0$  – шаг дискретизации опорной функции рассеяния

Следовательно, процедуру обработки сигнального поля в системе можно описать следующим образом:

$$\begin{aligned} \sigma(x, y, z, \Delta\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi_1(\mu, \nu) p_1(\mu-x, \nu-y, z, t-\tau) \times \\ &\times p_0^*(\mu-x', \nu-y', z', t-\tau) d\mu d\nu dt = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(x, y, z) \sigma_0^*[x', y', z'] \times \\ &\times R_{\Sigma}(\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\tau) dx' dy' = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma[x', y', z'] \times \\ &\times R_{\Sigma}(\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\tau) dx' dy'. \end{aligned}$$

где диаграммная функция непрерывной приемной антенны имеет вид

$$\begin{aligned} \Pi_1(\mu, \nu) &= \text{rect}\left(-\frac{\mu}{A_1}\right) \text{rect}\left(\frac{\nu}{A_1}\right) = \\ &= \begin{cases} 1 & \text{при } |\mu/A_1| \leq 1/2, \quad |\nu/A_1| \leq 1/2; \\ 0 & \text{при } |\mu/A_1| > 1/2, \quad |\nu/A_1| > 1/2; \end{cases} \end{aligned}$$

где  $A_1$  – линейный размер апертуры приемной антенны;

Многомерная функция корреляции выглядит как

$$\begin{aligned} R_{\Sigma}(\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_1(x, y, z) p_1^*(x', y', z') \Pi_1(\mu, \nu) \times \\ &\times \frac{1}{2z'} \exp\left\{-j \frac{\omega_0}{c} (r_2 - r_2')\right\} U'(t - \frac{2z}{c}) U_0^*(t - \frac{2z'}{c}) dx dy d\mu d\nu dt \end{aligned}$$

где  $\tau = 2z/c$ ;  $\tau' = 2z'/c$  — соответственно абсолютные задержки распространения сигнального поля и искусственного временного запаздывания имитируемого опорного поля.

Процесс обработки информации в системе, происходит в несколько этапов и может быть физически интерпретирован как последовательность операций пространственно-временного преобразования типа умножение-фильтрация. Вначале облучающая подсистема формирует зондирующее поле  $p_i(x, y, z, t)$  с заданными пространственно-временными характеристиками. Затем на этапе регистрации в приемной подсистеме осуществляется стробирование во времени сигнального поля и анализ его пространственной структуры на основании информации, представленной во временной области. Основными задачами этого этапа являются регистрация и фиксация пространственной структуры сигнального поля – формирование голограммы. Этап восста-

новления изображения сводится к реализации процедуры оптимальной пространственной обработки зафиксированного сигнального поля путем создания с помощью специализированного контроллера согласованного пространственного фильтра, импульсная переходная функция которого имеет пространственную структуру имитируемого опорного поля. Из этого следует, что информация о трехмерном пространственном содержании оригинала поступает на вход приемной подсистемы двумерными порциями.

Согласно описанной модели в восстановленном изображении могут разрешаться только некоррелированные или некогерентные элементы функции рассеяния оригинала [3]. Возможность факторизации многомерной функции корреляции свидетельствует о том, что выполнить это условие разрешения можно в основном двумя способами: на основе свойств приемной подсистемы, обеспечивая при облучении широким лучом высокоизбирательный пространственно-временной прием; на основе свойств облучающей подсистемы, обеспечивая при слабом избирательном приеме пространственно-некогерентное облучение всех элементов разрешения в поле зрения системы, что соответствует поэлементному облучению поверхности оригинала и выделению составляющих принимаемого сигнала, обусловленных отражениями от различных, изолированно облученных участков поверхности оригинала.

Как следует из модели, использование опорной функции рассеяния, которая на этапе восстановления обеспечивает при направленном облучении – сфокусированное восстановление всех разрешимых элементов изображения, что позволяет при реализации данного этапа на ЭВМ использовать алгоритмы быстрого преобразования (БПФ), а при многолучевом игольчатом облучении – селекцию элементов изображения, уже сформированных физически существующими лучами акустического облучения.

Интегральная корреляционная модель системы в результате перегруппирования составляющих модели может быть преобразована к виду, позволяющему более прозрачно интерпретировать информационную структуру системы с помощью операторных представлений, использующих при классификации операторов свойства представляющих их функциональных ядер: последовательные операции усредняющей пространственной выборки, пространственно-временного стробирования, а также пространственной фильтрации.

Поскольку эффективная ширина функции вида  $\text{sinc}(x)$ , фигурирующая в соотношении функции облучения, соответствует значениям ее аргумента, равным  $\pm 0,5$ , то поперечные размеры поля зрения системы на дальности  $z$  будут составлять  $x_z = y_z = \lambda \cdot z / a$ , где  $\lambda$  – длина волны акустического излучения,  $a$  – линейный размер пьезоэлектрического преобразователя. При моноимпульсной организации процесса облучения-приема, для заданной формы импульсов близкой к прямоугольной, если  $T$  – эффективная длительность принятого

объектного сигнала);  $T_1$  – длительность стробирования (опорного сигнала), тогда при  $T > T_1$  корреляционная функция становится равной [1]

$$R_z(\Delta\tau) = \text{rect}(\Delta\tau'/\Delta T) + \{1 - 2|\Delta\tau'|/(T + T_1)\} \text{rect}\{(\Delta\tau' - 0,5T)/T_1\}$$

где  $\Delta T = T - T_1$ ,  $\Delta\tau' = \Delta\tau - 0,5\Delta T$ .

При импульсной организации процессов облучения и приема задача регистрации неоптической голограммы может быть решена при обеспечении временной когерентности сигнального и опорного полей. В соотношении для корреляционной функции когерентному режиму регистрации данных соответствует только первое слагаемое, характеризующее область значений  $D\tau$ , где более узкая прямоугольная функция опорного сигнала полностью покрывается более широкой функцией принятого сигнала. Второе слагаемое соответствует нежелательному частично когерентному режиму регистрации данных, который целесообразно устранять и не учитывать в дальнейшем при анализе пространственно-временных характеристик системы.

Структурное решение голографической системы содержит приемную антенну, выполненную в виде квадратной антенной решетки, в узлах прямоугольной структуры которой располагаются квадратные приемные преобразователи. Используя сокращенную систему записи математических операторов, структуру такой приемной антенны в символической форме можно описать следующим выражением:

$$\Pi_1''(\mu, \nu) = \left\{ \Pi_1(\mu, \nu) \text{comb}\left(\frac{\mu}{b_1}\right) \text{comb}\left(\frac{\nu}{b_1}\right) \right\} ** \left\{ \text{rect}\left(\frac{\mu}{a_1}\right) \text{rect}\left(\frac{\nu}{a_1}\right) \right\}$$

где  $a_1, b_1$ , – соответственно линейные размеры приемного преобразователя и шага решетки;

$\mu, \nu$  – координаты плоскости приемной антенной системы.

Пространственная селекция разрешаемых элементов изображения реализуется на этапе восстановления путем организации согласованного пространственного фильтра, переходная функция которого (опорное волновое поле) имеет пространственную структуру, определяемую заданными дальностями до наблюдаемых участков поверхности объекта:

$$r'_{2z'} \approx z' + (\mu - x'_{z'})^2/(2z') + (\nu - y'_{z'})^2/(2z'),$$

где  $x'_{z'} = x_i, y'_{z'} = y_i, z' = z_i, i \geq 1, k < N$

Для одномерного случая амплитудная огибающая сечений корреляционной функции в поперечном ( $\Delta z = 0$ ) и продольном ( $\Delta x_2 = 0$ ) направлениях имеет вид:

$$|R_{r2}(\Delta x_z, \Delta z = 0)| = \frac{1}{z^2} \left| a_1 A_1 \operatorname{sinc} \left( a_1 \frac{\Delta x_z}{\lambda z} \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc} A_1 \left( \frac{\Delta x_z}{\lambda z} - \frac{n}{b_1} \right) \right|;$$

$$|R_{r2}(\Delta z, \Delta x_z = 0)| \approx \frac{1}{zz'} \left| \frac{a_1^2}{64} \frac{A_1^2}{(z')^2} \operatorname{sinc} \left( \frac{a_1^2}{8z'} \frac{\Delta z}{\lambda z} \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc} \frac{A_1^2}{8z_1} \left[ \frac{\Delta z}{\lambda z} - \frac{B}{\lambda} - \frac{n}{b_1^2/(8z')} \right] \right|$$

Для вывода данных соотношений использовались упрощения, основанные на использовании преобразования Фурье по смещению пространственных частот  $\Delta f_x = \Delta x_z/\lambda \cdot z$ ,  $\Delta f_y = \Delta y_z/\lambda \cdot z$ ,  $B = \Delta z/z'$  и оператор преобразования Френеля, который для упрощения аппроксимирован по первым минимумам функции  $\operatorname{sinc}(x)$ .

Из соотношений, характеризующих пространственную корреляцию принятого сигнального и имитируемого опорного волновых полей соответственно в поперечном и продольном направлениях, следует, что усредняющая выборка сигнального поля с помощью решетки приемных преобразователей приводит к многозначности весовой функции. Появление трехмерного набора модулированных по амплитуде весовых функций вызывает неоднозначность изображения на выходе голографической системы.

Кривые продольного сечения весовой функции при облучении простым сигналом соответствуют функциям  $\operatorname{sinc} \left( \frac{A_1^2}{8z'} \frac{\Delta z}{\lambda z} \right)$  и  $\operatorname{sinc} \left( \frac{a_1^2}{8z'} \frac{\Delta z}{\lambda z} \right)$ , а кривые поперечного сечения весовой функции соответствуют функциям  $\operatorname{sinc} \left( A_1 \frac{\Delta x_z}{\lambda z} \right)$  и  $\operatorname{sinc} \left( a_1 \frac{\Delta x_z}{\lambda z} \right)$ .

Все приведенные соотношения применимы для случая квазистационарного приближения, анализом отклика только по главному лепестку и полному использованию приемной апертуры антенной решетки голографической системы.

Свойство пространственной селективности голографической системы обусловлено только ее пространственными параметрами и не зависит от временных параметров при выполнении условий:

$$\Delta z \geq \frac{(A_1 - 2x_2)^2}{16z}; \quad \Delta T \geq \left( \frac{A_1}{2zc} \right) (A_1 - 2x_2),$$

где  $x_2 < (X_{z\max}/2)$ ;

$X_{z\max}$  – наибольший поперечный размер объекта в плоскости  $xzy$ .

При длительности импульса стробирования, определяемой из условия обеспечения заданной достоверности формирования голограммы, и сфокусированном восстановлении элементов изображения в плоскости  $xzy$

абсолютная задержка опорного сигнала  $\tau_{\text{оп}}$  и длительность импульса облучения  $T_{\text{обл}}$  можно оценить с помощью формул:

$$\tau_{\text{оп}} \approx \frac{2z}{c} + \frac{(A_1 + x_{z \text{ max}})^2}{16zc}; \quad T_{\text{обл}} \approx T_1 + \frac{A_1}{2zc} (A + x_{z \text{ max}})$$

Таким образом, выбор и обоснование математических моделей, применимых для решения задач анализа и синтеза систем голографического формирования изображений, обеспечивает наглядную физическую интерпретацию информационных процессов и позволяет решать задачи проектирования системы видеонаблюдения на основе метода акустической голографии.

### Литература:

1. Качанов Е.И., Пигулевский Е.Д., Яричин Е.М. Методы и средства гидроакустической голографии. – Л.:Судостроение, 1989.

2. Гиниятуллин Л.П., Крылов А.А., Корниенко В.Т., Розова Я.С., Суанов Т.А. Использование локационных методов для разработки новых алгоритмов функционирования технических средств контроля объектов. Отчет о выполнении НИОКР (заключительный): государственный контракт №6363р/8870 от 12.12.2008 г. Регистрационный №01200903305. Инв. №1940001170355 (код ВНТИЦ). 2010 г., 55 с.

3. Корниенко В.Т., Гиниятуллин Л.П. Использование акустической голографии в системах видеонаблюдения оптически непрозрачных контролируемых объемов. Материалы XI Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. 1. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010 – с.140-143.

УДК 004.056:061.68

## СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ РАБОТЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С КЛАВИАТУРОЙ

В.М. Федоров, Д.П.Рублев

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета, каф. БИТ*

*Показано, что идентификацию клавиш по записанным сигналам предполагается производить за два этапа: на первом определяется местоположение (окрестность) клавиши на основе корреляции в частотной области, на втором производится непосредственно идентификация по выделенным из акустического сигнала признакам клавиши.*

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2012, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia

Одной из актуальных задач является аутентификации субъекта с высокой надежностью, точностью, без применения дорогостоящего оборудования и незаметно для испытуемого. Существующие распространенные варианты лишь частично удовлетворяют этим требованиям. Широко распространенная аутентификация (пароли, ключи) не отличается высокой надежностью, системы биометрической аутентификации (распознавание отпечатков пальца, ладони, радужной оболочки, голоса) требуют спецсредства, а также существует риск подмены образца. Аутентификация методом клавиатурного почерка выгодно отличается не требовательностью к аппаратным средствам (используется стандартная клавиатура), возможностью перманентного удаленного использования и прозрачностью для испытуемого. В связи с этим, для контроля доступа к ПЭВМ наибольшее распространение получили клавиатурные методы аутентификации пользователя. Главным недостатком данного метода является, недостаточна точность идентификации, связанная с ограниченным числом доступных анализируемых признаков.

Это связано с ограниченным числом параметров, используемых при аутентификации субъекта системой принятия решений.

Целью работы является аутентификация пользователя по акустическим шумам, возникающим при работе пользователя, которые возникают как при наборе данных на клавиатуре, так и при использовании манипулятора «мышь». При использовании признаков при использовании клавиатуры возможны два режима аутентификации, по произвольному тексту и при наборе парольной фразы. В связи с этим, первоначальной задачей при разработке системы являлась задача распознавания нажимаемых клавиш клавиатуры при работе.

На рис. 1 показана блок-схема системы записи виброакустических шумов. В качестве датчиков использовались плоскостные пьезоакустические датчики, снятый сигнал усиливался малошумящим операционным усилителем 548УН1.

Виброакустические датчики были установлены на выдвижную полку компьютерного стола по обеим сторонам от клавиатуры симметрично относительно её центра. Расстояние между датчиками составляло 65 см. Клавиатура Genius была установлена горизонтально на 4 штатные (2 эластичные и 2 жёсткие) опоры. Оцифровка сигнала производилась средствами внешней звуковой карты Creative при разрядности отсчёта 16 бит и частоте дискретизации 44100 Гц. Имеется ряд экспериментальных объяснений природы отличия шумов при нажатии различных клавиш, причины такого различия описаны в работе [1, 2]. При проведении экспериментов при помощи стенда были получены два сигнала — виброакустический сигнал от нажатия одной клавиши с цифрой "1" и верхнего цифрового ряда клавиш клавиатуры от "1" до "0". Осциллограммы и гистограммы фрагмента стереосигнала, полученного при помощи системы записи при нажатии клавиши "1" приведены на рис. 2, фрагмента сигнала с записью первого нажатия — на рис. 3.

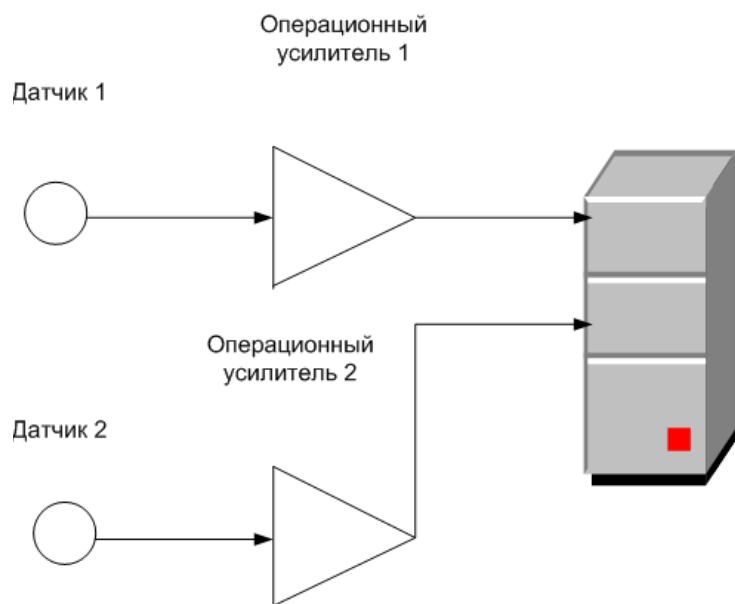


Рис. 1 — Структура системы записи виброакустических сигналов

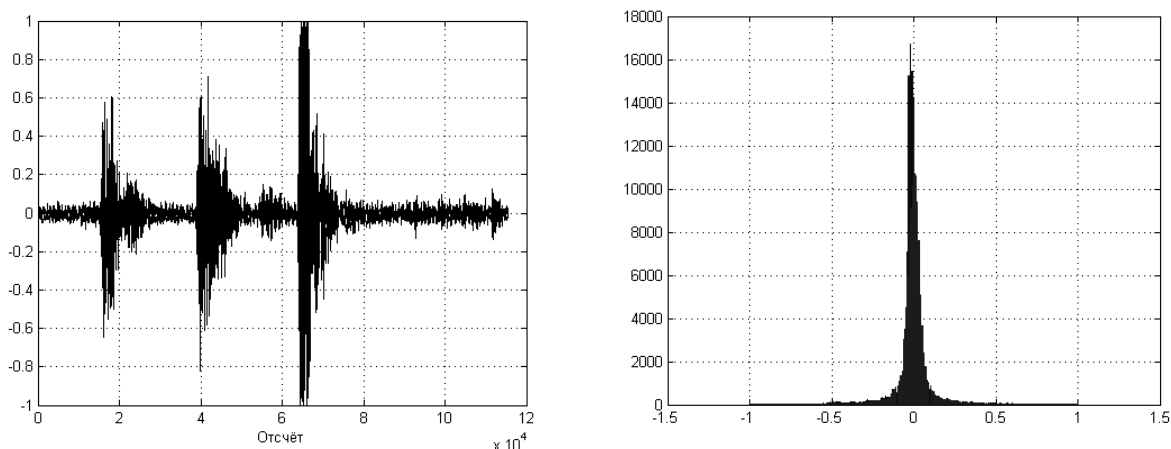


Рис. 2 — Осциллограмма и гистограмма фрагмента сигнала, полученного при нажатии на клавишу "1"

Значения смещения  $m$  составили  $-0.0138$  и  $-0.0017$ , дисперсии —  $0.0167$  и  $0.0158$  для каждого из каналов соответственно. Из осциллограммы фрагмента приведенной на рис. 3 ясно, что в начальный момент наблюдается также задержка сигнала.

Для возможности идентификации местоположения клавиши была исследованы корреляция каналов записи и её производные. На рис. 4 приведены графики коэффициентов межканальной взаимной корреляции во

временной области фрагмента сигнала, соответствующего нажатию клавиши “1”, полученные в скользящих окнах длин 4096, 16384 и 32768 отсчётов.

Из графиков видно, что на графиках наблюдаются пики в начальные моменты информативных сигналов нажатия клавиш. Для оценки зависимости коэффициента корреляции от задержки по времени для того же сигнала была получена развёртка межканальной корреляции [3] во временной области при длине окна 1024 отсчёта в соответствии с выражениями:

$$\hat{R}_{xy}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} y_n^* & m \geq 0 \\ \hat{R}_{yx}^*(-m) & m < 0 \end{cases},$$

где  $m$  — смещение,  
 $x_n$  —отсчёты окна канала L,  
 $y_n$  —отсчёты окна канала R,  
 $N$  — длина окна,  
 приведённая на рис. 5.

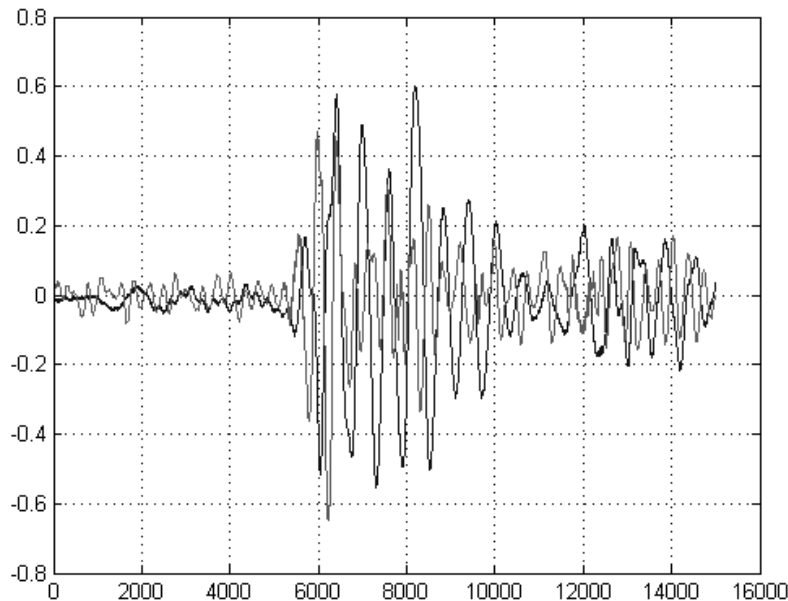


Рис. 3 — Фрагмент сигнала



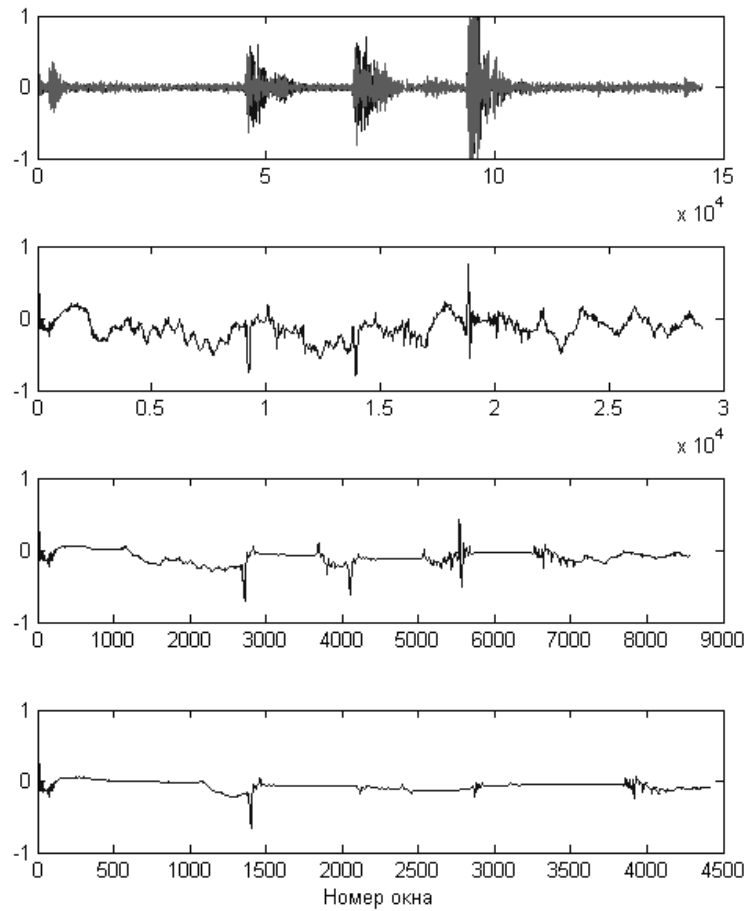


Рис. 4 — Коэффициенты корреляции исходного сигнала в скользящих окнах

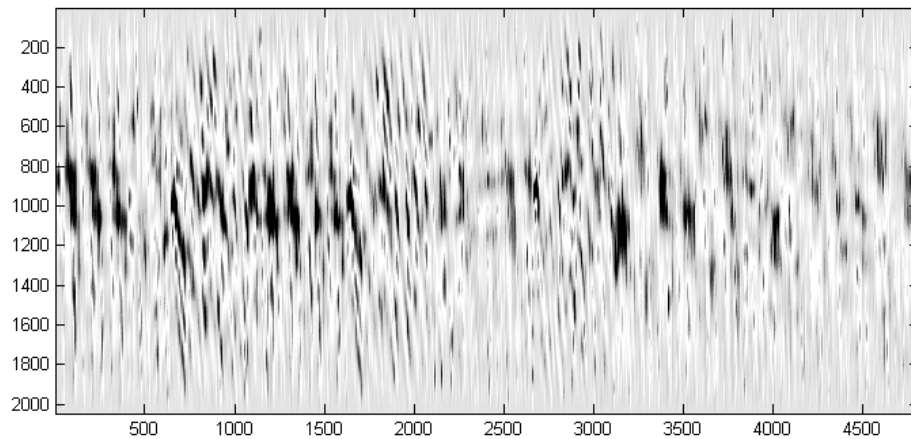


Рис. 5 — Развёртка межканальной взаимной корреляции во временной области

Вблизи нулевого смещения (элемента с индексом 1024) наблюдается минимум значения взаимной корреляции, смещающийся с течением времени. Для сравнения была получена аналогичная развертка для акустического сигнала с цифрового стереомикрофона, приведённая на рис. 6.

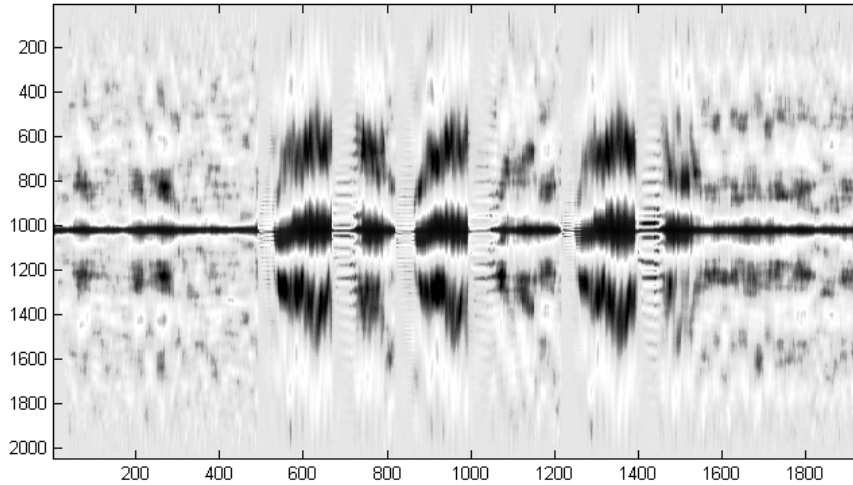


Рис. 6 — Развёртка межканальной взаимной корреляции акустического сигнала

Колебания максимума корреляции относительно нулевого смещения выражены слабо, наблюдается выраженная фрагментация сигнала с выделением временных отрезков, соответствующих упругим колебаниям и отрезков, соответствующих механическому перемещению клавиш. Однако, как показали предыдущие работы авторов, использование акустического канала на практике приводит к повышенному уровню помех, в том числе, совпадающих по характеристикам с информативным сигналом.

Для оценки задержек, присутствующих в виброакустическом сигнале и, соответственно, возможности позиционирования клавиш на их основе целесообразно реализовать операцию взаимной корреляции в частотной области. Примеры взаимной корреляции спектрограмм двух каналов и график индексов максимальных элементов приведены на рис. 7.

Идентификацию клавиш по записанным сигналам предполагается производить за два этапа. На первом определяется местоположение (окрестность) клавиши на основе корреляции в частотной области, на втором производится непосредственно идентификация по выделенным из акустического сигнала признакам клавиши.

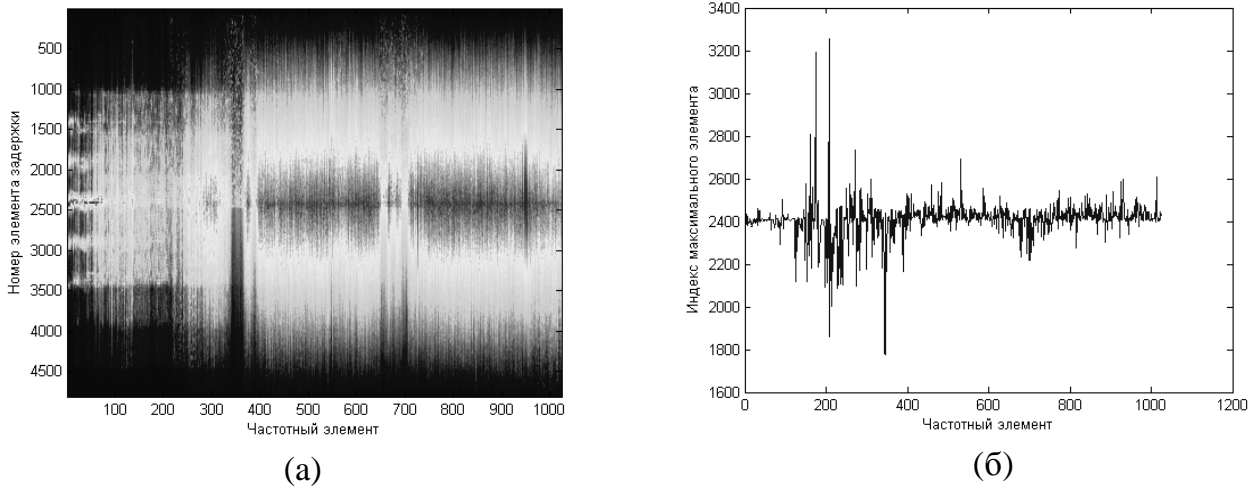


Рис. 7 — Взаимная корреляция спектрограмм двух каналов (а) и график индексов максимальных элементов (б)

*Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-00674-а*

#### **Литература:**

1. Dmitri Asonov, Rakesh Agrawal: Keyboard Acoustic Emanations. IEEE Symposium on Security and Privacy 2004: 3-11.
2. Yigael Berger, Avishai Wool, Arie Yeredor Dictionary Attacks Using Keyboard Acoustic Emanations, Alexandria, Virginia, USA CCS'06, 2006, 3, pp. 245-254.
3. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов: Пер. с англ./Под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова.— М.: Радио и связь, 1981.— 495 с.

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПА РАБОТЫ ЛИНЕЙНОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ДВУХПОЗИЦИОННОГО ИЗВЕЩАТЕЛЯ**

А.В.Шеверева

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Исследованы характеристики модели двухпозиционного линейного  
извещателя охраны периметра объекта*

Практическое применение активных двухпозиционных оптических  
лучевых средств контроля периметра объекта на примерах активных  
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,  
1 Ноября 2012, Таганрог, Россия  
THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,  
1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia

инфракрасных извещателей фирмы ОРТЕХ (АХ-70Т/АХ-130Т), реализуется при организации многорубежной охраны в первом или втором рубежах охранной сигнализации.

Стабильность работы активных фотоэлектрических ИК извещателей базируется на следующих технических принципах: двухлучевость; срабатывание при одновременном прерывании обоих лучей; импульсный режим работы; регулировка времени прерывания лучей; максимальная дальность в 10 раз больше номинальной рабочей; незамерзающая конструкция; устойчивость к разрядам молнии и индуцированным разрядам высокого напряжения и уникальная сферическая оптическая система; сохранение работоспособности извещателя при 99% потере энергии лучей.

Принцип работы извещателей обусловлен формированием извещения "Тревога" при ослаблении потока зондирующего ИК между блоком излучателя (БИ) и блоком приемника (БП). При полном перекрытии ИК луча между БИ и БП непрозрачным объектом извещатель формирует извещение "Неисправность". Передача извещений "Тревога" и "Неисправность" осуществляется по двухпроводной линии шлейфа сигнализации приемно-контрольного прибора, принцип действия которого предусматривает кратковременную переполосовку напряжения в шлейфе сигнализации при его контроле.

Для построения модели извещателя использованы блоки пакета Simulinc. Модель изображена на рис.1. Блок константа играет роль коэффициента ослабления оптического излучения. Коэффициент перемножается с сигналом генератора, и на выходе добавляется белый шум. Усиливаемые сигналы, поступают на входы трех пиковых детекторов (ПД1) -(ПД3). Модель пикового детектора реализуется в виде последовательных операций интегрирования, усиления, логарифмирования и модульной обработки. Причем все интеграторы с коэффициентами передачи  $K_i$  и соответствующими постоянными времени  $\tau_i$ , соотносящимися как  $K_1 > K_2 > K_3$ ,  $\tau_1 > \tau_2 > \tau_3$ . Сигнал с ПД1 усиливается и поступает в блок сравнения, и сравнивается с коэффициентом чувствительности канала неисправности, если сигнал ПД1 меньше, тогда на дисплее выводится значение 1, что указывает на наличие неисправности в системе, формируется извещение "Неисправность". Сигналы ПД2 и ПД3 поступают на блок сравнения. Извещение "Тревога" формируется в том случае, если сигнал ПД3 будет больше сигнала ПД2, на дисплее появится единица.

Таким образом, в предложенной модели извещателя сигнал тревоги повышенной информативности формируется из следующих событий: неисправность и тревога. А сигнал тревоги вскрытие корпуса в модели не показан из-за простоты реализации, т.е. информативность сигнала тревоги равна 3.

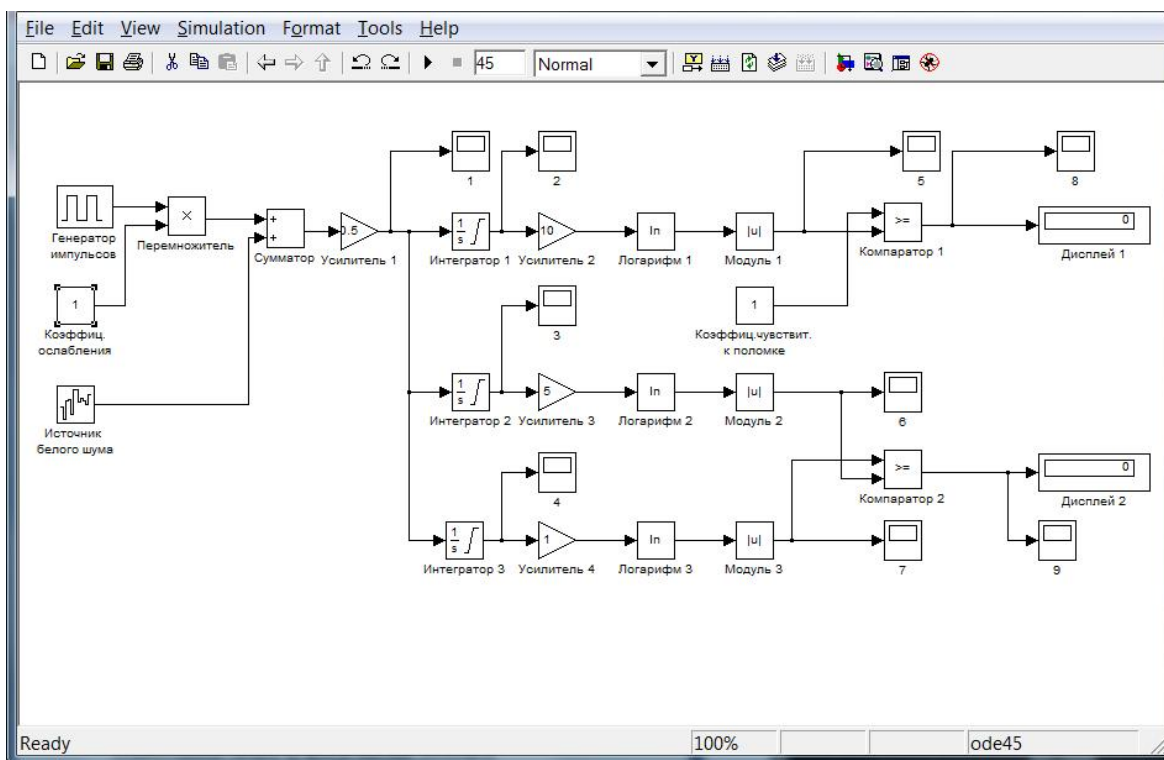


Рисунок 1 – Модель линейного оптико - электронного двухпозиционного извещателя

В соответствии с моделью проведены исследования зависимости параметров линейного оптико-электронного двухпозиционного извещателя от: уровня ослабления сигнала; параметров пиковых детекторов; отношения сигнал/шум.

Осцилограммы сигнала на выходе компаратора тревоги изображены на рис.2.

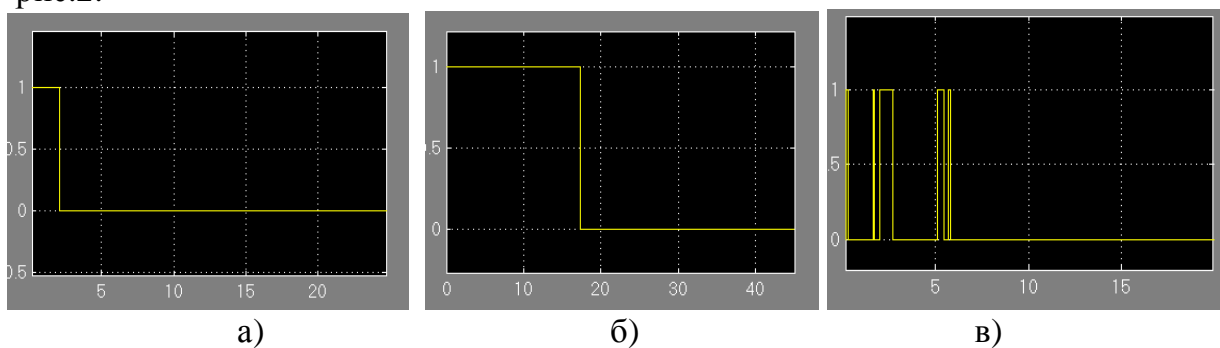


Рисунок 2 – Выходной сигнал тревоги при: а) слабом перекрытии луча, б) сильном перекрытии луча, в) малом отношении сигнал/шум

На основе полученных результатов можем сделать следующие выводы:

- Изменение уровня ослабления влияет на длительность импульса тревоги: чем больше уровень ослабления сигнала, тем больше длительность импульса тревоги.

- Изменение коэффициента усиления ПД2 и ПД3 влияет на длительность импульса тревоги: чем меньше коэффициент усиления, тем больше длительность импульса тревоги.

- Изменение дисперсии шума влияет на длительность импульса тревоги, также при изменении дисперсии в импульсе тревоги возникают прерывания: чем меньше дисперсия, тем больше длительность импульса тревоги и тем чаще прерывания сигнала.

Приведенная модель может быть использована при проведении лабораторных занятий для начального ознакомления с принципом действия извещателей систем охраны

#### **Литература:**

1. Лазарев Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB: учебный курс / Ю. Лазарев. - СПб.: Питер; Киев: BHV, 2005.

2. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 : основы применения. - М.: СОЛОН-Пресс, 2005.

3. Колесов Ю.Б., Сениченко Ю.Б. Объектно-ориентированное моделирование сложных динамических систем. - СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2004.

УДК 681.3.067 (075.8)

## **ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕВОДА ТЕРМИНОЛОГИИ ПО ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ С АНГЛИЙСКОГО ЯЗЫКА НА РУССКИЙ ЯЗЫК**

А.К. Шилов

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета, каф. БИТ*

*Рассматриваются стилистические особенности научно-технических и нормативных текстов по информационной безопасности. Анализируются источники пополнения терминологической системы. Делается частотный анализ способов перевода терминов в таких текстах с английского языка на русский. Результаты работы предлагается использовать для создания действенной модели перевода текстов по информационной безопасности.*

Быстрое развитие информационных систем вызвало необходимость решения вопросов, связанных с защитой информации. Значительное количество новых технологий и международных стандартов по информационной безопасности распространяется на английском языке. Активные процессы внедрения в России зарубежных технологий и международных стандартов по защите информации диктуют необходимость

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2012, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2012, Taganrog, Russia

адекватной трансляции англоязычных текстов на русский язык. Этим определяется актуальность темы настоящей работы.

Целью работы является выявление особенностей использования различных способов перевода терминов текстах по защите информации. Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

- рассмотрены основные характеристики научно-технического функционального стиля;
- обозначены понятия термина и определены его характерные особенности;
- представлена классификация терминологических единиц;
- исследованы способы перевода терминов с английского языка на русский в текстах по информационной безопасности;
- выделенные теоретические положения применены на практике при переводе оригинальных англоязычных текстов.

Профессиональная необходимость работать с текстами по направлению информационной безопасности позволяет составить представление об используемых в этой области функциональных стилях. Прежде всего, речь идет о научно-техническом стиле, поскольку, большей частью вопросы защиты информации связываются с компьютерной безопасностью. Специфика данной области состоит в строгой регламентации организационно-технических вопросов построения защищенных информационных систем, то есть таких, которые удовлетворяют государственным и международным нормам сертификации по безопасности. Большое значение имеет использование англоязычных отраслевых, национальных и международных руководящих документов и стандартов. Тексты таких нормативных документов имеют признаки официально-документального стиля, но в разной степени. Поэтому тексты в рассматриваемой области могут быть отнесены к научному, техническому и официально-документальному стилям, а некоторые тексты частично включают элементы всех трех стилей.

Имеется много источников по стилистической системе английского языка, например [1,2]. Принятая в этих работах классификация стилей применялась в работе с текстами в области защиты информации. Рассмотрены тексты научного стиля, включающего жанры: диссертация [3], монография, научно-журнальные статьи, тезисы доклада, отчет о результатах научной работы [4]. Несмотря на наличие общих стилистических черт в научных текстах, требования к оформлению печатных материалов у разных изданий может отличаться значительно. Примером может служить источник [5], в котором описываются правила для авторов тезисов, докладов и статей для IEEE. Примером научно-учебного стиля может служить учебник по криптографии [6].

Примером профессионально-технического стиля является документ [7], который является одновременно набором организационно-технических моделей и инструкций. В то же время это отраслевой стандарт по оптимизации

информационных технологий в бизнесе по различным критериям, включая минимизацию рисков безопасности предприятия. Анализ таких текстов позволяет сделать вывод о сближении технического стиля с официально-документальным, функциональными доминантами которого являются сообщение фактов и предписание действий. Это характерная особенность текстов в области информационной безопасности.

В рамках настоящей работы кроме собственно научно-технических текстов, рассмотрен отдельный вид официальных документов – отраслевые, национальные и международные стандарты, а также директивные документы по информационной безопасности. Этот вид документов уместно назвать нормативными документами, как это принято в России.

Нормативные документы включают как организационно-технические аспекты, так и законодательные, что составляет особенность рассматриваемой предметной области. Этот тип текстов обладает свойствами официально-документального стиля, которые необходимы для обслуживания сферы официально-деловых отношений, возникающих между органами государства, между организациями или внутри них, между организациями и частными лицами в процессе их производственной деятельности. Актуальным примером таких отношений является выполнение предприятиями законодательных норм при анализе безопасности сбора, хранения и обработки персональной информации.

Нормативные документы сохраняют функциональную доминанту официально-документального стиля – денотативную и волеизъявительную – сообщение фактов и предписание действий. Основная форма реализации этого стиля письменная, через монолог. Основные характеристики стиля:

- точность изложения, исключая двусмысленность,
- детальность изложения,
- стереотипность,
- стандартизованность изложения,
- долженствующе-предписывающий характер изложения,
- объективность,
- логичность.

Социальная, культурная и историческая функции у рассматриваемых нормативных документов ограничена. Основной является специальная функция – быть базой для проведения различного вида аудитов и аттестационных испытаний с целью получения сертификата, подтверждающего безопасность как отдельных продуктов информационных технологий, так предприятия в целом. Эта функция документов – интернациональная и определяет общие для разных языковых культур требования к документам этого типа:

- соблюдение норм официально-делового этикета,
- лаконичность и информативность содержания,
- объективность информации,



- структурированность изложения,
- стандартизация и унификация языковых и текстовых средств.

При переводе текстов нормативных документов особую роль играет знание языковых средств, образующих функционально-стилистическую норму официально-документального стиля: лексические, морфологические и синтаксические особенности. Ярким примером нормативного документа служит основной в мировой и российской практике стандарт по оценке безопасности продуктов информационных технологий ISO 15408 [8]. Перевод оригинальных англоязычных текстов этого стандарта, например, в учебных целях может вызывать затруднения даже у студентов старших курсов профильных специальностей. Это вызвано насыщенностью текста терминами, отражающими понятия с большой степенью обобщения. Порой для адекватного перевода требуется глубокое понимание предмета перевода, поэтому использования текста только стандарта может быть недостаточно.

Официально-документальный стиль строго соблюдается в выходных документах международной организации по стандартизации ISO. Национальные же стандарты по безопасности информации отражают наметившуюся в последние десятилетия тенденцию к упрощению, «демократизации» английского официального стиля. Примеры этого явления – американский, канадский и британский стандарты по защите персональных данных [9-11].

Направление информационной безопасности сравнительно новое и его терминологическая система находится в стадии формирования. Кроме общенаучных и общетехнических терминов словарный запас этого направления пополняется терминологией других отраслей. Стандартизация терминов проводится выпуском нормативных документов: руководящих документов и стандартов. Примерами таких нормативных документов по терминам и определениям в области защиты информации являются источники [12-15]. Технологии и нормативная база в области защиты информации приходят в Россию, в основном, из-за рубежа. Вместе с ними приходят понятия и термины. Поэтому отражающие этот процесс нормативные документы включают глоссарии с английскими терминами, с их русскими эквивалентами и пояснениями понятий. Кроме глоссариев, тематические стандарты могут включать разделы с терминами и определениями [8-11, 16-22].

Традиционными истоками современной информационной безопасности является нормативная база бумажного защищенного документооборота конца XIX столетия. Например, таково происхождение в современной терминологической системе таких базовых терминов как мандатный и дискреционный методы доступа. С развитием вычислительной техники появились технологии электронного защищенного документооборота. Поэтому вся компьютерная тематика, особенно ее сетевая часть, пополнила систему терминов информационной безопасности (межсетевой экран, облачные

вычисления, базы данных, цифровой сертификат, несанкционированный доступ и другие). Также источником пополнения терминологической системы стала прикладная математическая область – криптография (цифровая подпись, шифр, ключ, хэш-функция и другие). Понятие защиты информации распространяется не только на компьютерную систему, но и на предприятие в целом [19]. Поэтому система пополняется терминами из области комплексных систем защиты информации (контроль и управление доступом на территорию, видеонаблюдение, охранно-пожарные системы, защита речи, скремблирование, защита некомпьютерных каналов связи, электромагнитные наводки, паразитные излучения, экранирование). С введением стандартов по обеспечению непрерывности бизнеса [16-18], где защита информации трактуется как часть производственного процесса, значительное количество терминов бизнес-тематики начинает использоваться в систему терминов информационной безопасности (анализ рисков, рынок, поставщик, потребитель и другие). Отраслевые стандарты [20] по обеспечению информационной безопасности организаций банковской системы добавили свою терминологию: автоматизированная банковская система, платежный технологический процесс и другие. В настоящее время вводится в действие серия стандартов ISO 270xx [14], где защита информации трактуется как самоорганизующийся процесс управления безопасностью предприятия по методологии стандартов менеджмента качества ISO 9000 [15]. Это обогатило терминологическую систему новыми терминами, а также новой семантикой известных терминов (планирование качества, требование, удовлетворенность потребителей и другие). Большое социальное значение имеет одна из задач защиты информации – защита персональных данных. Решению этой задачи в последнее время уделяется много внимания в России и других странах: приняты и внедряются законы, стандарты, руководящие документы [12-15, 19-22]. Появились новые термины (недекларированные возможности, учреждение, обезличивание персональных данных, категоричность персональных данных и другие).

Таким образом, можно выделить следующие основные отрасли, влияющие на терминологическую систему в области информационной безопасности:

- традиционный бумажный защищенный документооборот;
- криптография;
- компьютерная тематика;
- комплексные системы защиты информации на предприятии;
- обеспечение непрерывности бизнеса;
- безопасность организаций банковской системы;
- управления безопасностью предприятия;
- системы менеджмента;
- защита персональных данных.

Сложность перевода текстов по информационной безопасности заключается в том, что многие термины не имеют регулярных соответствий в русском языке, а для некоторых нет даже описательных статей в словарях. Существующие словари отстают и от развития техники, либо включают не все термины. В процессе внедрения в России стандартов и технологий такие термины постепенно приобретают переводческие соответствия.

Одним из актуальных направлений информационной безопасности является защита персональных данных. Современное развитие высокотехнологичных отраслей в ведущих экономически развитых странах мира привело к осознанию необходимости защиты персональной информации. Это необходимо как из-за потребностей бизнеса, так и по требованиям законодательств разных стран. В Российской Федерации имеется закон РФ от 27 июля 2006 года № 152-ФЗ «О персональных данных», который определяет случаи и особенности обработки персональных данных. Широко известны и используются на практике рекомендации Национального института стандартов США SP 800-122 [9] по обеспечению конфиденциальности персональной информации. В Канаде и других странах используется нормативный документ [10], где даются рекомендации по достижению соответствия между требованиями законодательства и практическими решениями по защите персональных данных в бизнес-проектах. В международной практике, особенно в европейских странах, используется британский стандарт BS 10012 [11], который посвящен требованиям к управлению системами обработки персональных данных. Использование стандарта помогает обеспечить соответствие требованиям законодательства в области защиты информации. Переводческий анализ этих документов нормативного типа позволил установить частотность применения различных способов перевода терминов.

В таблице показаны результаты сравнительного анализа способов перевода научно-технических текстов по защите компьютеров и нормативных документов по направлению информационной безопасности. Для перевода некоторых терминов использовались несколько способов перевода.

Особенность рассмотренных научно-технических текстов состоит в большой насыщенности общенаучными и малознакомыми в русскоязычной литературе специальными терминами, поэтому для их перевода чаще других применялись способы перевода семантическим эквивалентом, калькированием, транскрипцией и транслитерацией – 81,1 %. Это характерно для текстов с новой технической и технологической информацией.

Особенность нормативных текстов состоит в том, они требуют точных ссылок на другие документы, поэтому достаточно часто используется полное копирование – 14,3%. Большое количество пояснений различных положений стандарта вызывает необходимость применения метода переводческого комментария, поэтому этот способ перевода на первом месте по частотности применения – 32,2%.

Частотность использования различных способов перевода терминов в текстах по направлению информационная безопасность

Способы перевода терминов	Типы текстов по защите информации	
	Научно-технический. Компьютерная безопасность (%)	Нормативный. Стандарт по защите персональных данных (%)
Полное копирование	10,8	14,3
Транскрипция	7,3	–
Транслитерация	6,8	–
Калькирование	26,1	21,4
Семантический эквивалент	40,9	16,1
Добавления	3,3	1,7
Опущение	1,3	–
Конкретизация	1,3	5,4
Генерализация	1,6	–
Описание	0,2	8,9
Переводческий комментарий	0,4	32,2

Как уже отмечалось, специфика нормативных документов по информационной безопасности состоит в насыщенности текстов организационно-технической понятиями и терминами. Поэтому, не смотря на то, что тексты стандартов стремятся к консервативности в отношении терминологии, при переводе на русский язык возникает необходимость применять калькирование – 21,4% и перевод семантическим эквивалентом – 16,4%. При этом бывает полезным применение способов перевода добавления – 1,7%, конкретизации – 5,4% и описания – 8,9%.

Проведенный в работе анализ особенностей англоязычных текстов по защите информации позволил получить следующие результаты.

1. Было установлено, что многие тексты в этой области имеют черты научного, технического и официально-документального стилей. Выделена для рассмотрения отдельная группа текстов – нормативные документы по безопасности.

2. Был проведен анализ характерных особенностей терминологии в области информационной безопасности. Были выявлены основные источники пополнения терминологической системы.

3. Была предложена классификация терминов, используемых в области информационной безопасности, и рассмотрены характерные для данной области способы образования и перевода терминов.

4. В результате переводческого анализа англоязычных текстов по защите информации была установлена частотность применения различных способов перевода терминов. Проведен сравнительный анализ и обсуждение полученных результатов для текстов различных типов.

Практическая значимость работы состоит в том, что проведенное исследование способов перевода терминов по защите информации может стать предпосылкой к созданию действенной модели перевода подобных текстов, а также может быть широко использовано при переводе терминологии в научно-технической литературе.

### **Литература:**

1. Пронина Р.Ф. Пособие по переводу английской научно-технической литературы. – М.: Высш. школа, 1973. – 200с.

2. Судовцев В.А. Научно-техническая информация и перевод. – М.: Высшая школа, 1989. – 231 с.

3. Ida Hogganvik. A Graphical Approach to Security Risk Analysis Doctoral Dissertation by Submitted to the Faculty of Mathematics and Natural Sciences at the University of Oslo in partial fulfillment of the requirements for the degree Ph.D. – Oslo, October 2007. – 164 p.

4. Marcus Nohlberg. Securing Information Assets: Understanding, Measuring and Protecting against Social Engineering Attacks Securing Information Assets: Understanding, Measuring and Protecting against Social Engineering Attacks DSV Report Series No 09-001. – Stockholm University, 2008. – 164 p.

5. Information for IEEE transactions, journals, and letters authors. – IEEE Periodicals Transactions/Journals Department, 2003 – The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., Revised: 1/03. – 26 p.

6. A. Menezes, P. van Oorschot and S. Vanstone. Handbook of Applied Cryptography. – CRC Press, 1996 – 661 p. ([www.carc.math.uwaterloo.ca/hac](http://www.carc.math.uwaterloo.ca/hac)).

7. COBIT Mapping: Overview of International IT Guidance. –IT Governance Institute, Rolling Meadows, IL USA, 2006 – 76 p.

8. ISO/IEC 15408:2005. Information technology. Security techniques. Evaluation criteria for IT security. – Second edition. 2005-10-01. – ISO/IEC 2005, Published in Switzerland. – 417 p. ([www.iso.org](http://www.iso.org)).

9. Guide to Protecting the Confidentiality of Personally Identifiable Information (PII). Recommendations of the National Institute of Standards and Technology. — NIST Special Publication 800-122, 59 p. (Apr. 2010).

10. PIPEDA and the Privacy Act: Achieving Compliance with Canadian Regulations – A White Paper – March 31, 2004. – 11 p.

11. BS 10012:2009 Data protection – Specification for a personal information management system. – 26 p.

12. РД ГТК РФ. Защита от несанкционированного доступа к информации. Термины и определения. – М.: 1992.

13. ГОСТ Р 50922-96. Защита информации. Основные термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1996.

14. ГОСТ Р ИСО/МЭК 27000. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Системы менеджмента информационной безопасности. Общий обзор и терминология. ISO/IEC 27000:2009 Information technology – Security techniques – Information security management systems – Overview and vocabulary.

15. ГОСТ Р ИСО 9000-2001. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь. Quality management systems. Fundamentals and vocabulary. Принят и введен в действие постановлением Госстандарта РФ от 15.08.2001 № 332-ст. Дата введения 31.08.2001. С изменениями от 07.07.2003.

16. DPC BS 25999-1. Business Continuity Management. – Code of practice. Draft for Public Comment. – 23 June 2006, Version 6.1. – BSI British Standard. Responsible committee: BCM/1. Head Office. London. – 39 p.

17. Draft BS 25999-2 Business continuity management – Part 2: Specification. Draft for Public Comment. – 31 May 2007, Version 6.1. – BSI British Standard. Responsible committee: BCM/1/-/2 Panel 2. Head Office. London. – 27 p.

18. Good Practice Guidelines. A Management Guide to Implementing Global Good Practice in Business Continuity Management. Version 2007.3 – October 2007, The Business Continuity Institute – 121 p.

19. ГОСТ Р ИСО/МЭК 17799-2005. Информационная технология. Практические правила управления информационной безопасностью. ISO/IEC. Information technology. Code of practice for information security management. Группа T00. ОКС 01.040.01. Дата введения 2007-01-01. – М.: Стандартинформ, 2006. – 105с.

20. Стандарт Банка России СТО БР ИББС-1.0-2008. Обеспечение информационной безопасности организаций банковской системы Российской Федерации. Общие положения. Дата введения: 2009-05-01. Издание официальное. М.:Центральный банк Российской Федерации (Банк России).–51с.

21. Нормативно-методический документ Минздравсоцразвития России «Методические рекомендации для организации защиты информации при обработке персональных данных в учреждениях здравоохранения, социальной сферы, труда и занятости» от 23 декабря 2009 года // Утвержден директором Департамента информатизации Минздравсоцразвития Российской Федерации. – 2009. – 94 с.

22. Нормативно-методический документ Минздравсоцразвития России «Методические рекомендации по составлению Частной модели угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных в учреждениях здравоохранения, социальной сферы, труда и занятости» от 23 декабря 2009 года // Утвержден директором Департамента информатизации Минздравсоцразвития Российской Федерации. – 2009. – 215 с.

## О КОРРЕКТИРУЮЩИХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ИНВЕРСНОГО КОДА

В.А. Алехин, Д.Э. Рубайло

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Рассмотрены корректирующие способности инверсного кода, проанализированы необнаруженные ошибки для различных разрядностей кода*

Инверсный код относится к блочным кодам и формируется из информационной кодовой комбинации натурального двоичного кода путем добавления к ней со стороны младших разрядов группы контрольных символов, число которых равно разрядности информационной части.

При этом комбинация контрольных символов повторяет комбинацию информационных, если вес ее является четным числом, и инверсна по отношению к информационной части, если вес ее – нечетное число.

Широкое применение находит 8-разрядный инверсный код, состоящий из 4 информационных разрядов  $a_4 a_3 a_2 a_1$  и 4 контрольных  $b_4 b_3 b_2 b_1$ , известный как код, обнаруживающий ошибки. Его полная кодовая комбинация выглядит так:

$$a_4 a_3 a_2 a_1 b_4 b_3 b_2 b_1.$$

Этот код имеет Хэммингово расстояние  $d_0 = 4$  и поэтому позволяет обнаруживать ошибки всех возможных значностей, за исключением некоторых 4-значных и одной 8-значной.

Характер расположения необнаруживаемых ошибочных разрядов в кодовых комбинация инверсного кода приведен в Таблице 1

Таблица 1

$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$a_n$	$a_k$	$a = a_n + a_k$	<b>Число комбинаций</b>
	*	*			*	*		2	2	4	$C_{n_u}^2 = C_4^2 = 6$
		*		*	*		*	1	3	4	$C_{n_u}^1 = C_4^1 = 4$
	*	*	*	*				3	1	4	$C_{n_k}^1 = C_4^2 = 4$
*	*	*	*	*	*	*	*	4	4	8	$C_{n_u}^{n_u} = C_4^4 = 1$

В таблице  $n_u$  – разрядность информационной части комбинации инверсного кода;  $n_k$  – разрядность его контрольной части;  $n = n_u + n_k$  –

разрядность кодовой комбинации инверсного кода;  $a_n$  - значность ошибок в информационной части;  $a_k$  - значность ошибок в контрольной части кода.

Звездочками обозначены ошибочно принятые символы кодовой комбинации. Первая строка характеризует 4-значные ошибки, сгруппированные попарно в одноименных разрядах информационной и контрольной частей кодовой комбинации. Число таких необнаруживаемых ошибок равно 6.

Вторая строка характеризует 4-значные ошибки, сгруппированные так, что одиночной ошибке в информационной части соответствует тройная ошибка в контрольной части в разрядах, номера которых не совпадают с номером ошибочного разряда информационной части. Число таких ошибок равно разрядности  $n_u=4$ . Третья строка характеризует 4-значные ошибки (одна в контрольной части и три в информационной) взаимное расположение которых аналогично третьей строке таблице. Число таких ошибок равно  $n_k=4$ .

Пятая строка соответствует единственно возможной 8-значной ошибке. Итак, 8-разрядный инверсный код позволяет обнаруживать  $a$ -значные ошибки и его Хэммингово расстояние

$$d_0 = a + 1,$$

где  $a$  - максимальная значность всех обнаруживаемых ошибок в упорядоченном ряде их значений

$$a = \underline{1,2,3,4,5,6,7}$$

все

$$d_0 = 3 + 1 = 4.$$

Объем 8-разрядного инверсного кода (число разрешенных кодовых комбинаций)

$$A_k = 2^{n_k} = 2^4 = 16,$$

а полное число возможных  $n$ -разрядных кодовых комбинаций

$$A_n = 2^n = 2^8 = 256,$$

из которых число запрещенных кодовых комбинаций

$$A_n - A_k = 2^8 - 2^4 = 240,$$

в составе которых только  $A_k - 1 = 15$  кодовых комбинаций, содержащих необнаруживаемые ошибки. Относительная доля необнаруживаемых ошибок 8-разрядного инверсного кода

$$e = \frac{A_k - 1}{A_n - A_k} = \frac{15}{240} = 0,0625,$$

а коэффициент обнаружения

$$K_{обн} = 1 - \frac{P_{но}}{P_k},$$



где  $p_{но}$  – вероятность появления необнаруживаемых ошибок в принятых кодовых комбинациях,  $p_{к}$  – вероятность появления всех возможных ошибок.

При независимых ошибках с вероятностью символьной ошибки  $p_0$

$$p_{к} = 1 - (1 - p_0)^n$$

$$p_{но} = (C_{n_u}^2 + C_{n_u}^1 + C_{n_u}^1) p_0^4 (1 - p_0)^4 + p_0^8 = 10 p_0^4 (1 - p_0)^4 + p_0^8$$

где в выражении вероятности появления необнаруживаемых ошибок  $p_{но}$  первое слагаемое равно вероятности появления 4-значных ошибок вида первых трех строк Таблицы 1, а второе слагаемое – вероятность 8-значной ошибки. Учитывая, что в реальных каналах радиосвязи значение  $p_0$  не превышает  $10^{-3}$  и, пренебрегая слагаемыми высокой степени малости, получаем

$$p_{но} \approx 10 p_0^4 (1 - 4 p_0) = 10 p_0^4 - 40 p_0^5;$$

$$K_{обн} = 1 - \frac{10 p_0^3 + 40 p_0^4}{n}.$$

$$\text{При } p_0 = 10^{-3} \quad K_{обн} = 0,99999999912.$$

Известно, что Хэммингово расстояние  $d_0$  связано с потенциальной возможностью кода не только обнаруживать, но и исправлять обнаруженные ошибки. Обозначая значность обнаруживаемых ошибок  $a$ , а значность исправленных ошибок  $b$  ( $a > b$ ), можно выразить  $d_0$  через  $a$  и  $b$  так

$$d_0 = a + b + 1.$$

Пологая  $b=1$  и  $a=2$ , получаем  $d_0 = 4$ .

То есть по значению  $d_0$  инверсный код потенциально способен исправлять одиночные ошибки.

В [1] показано, что при определенном расположении контрольных разрядов  $\kappa_{ib}$  комбинациях кода Хэмминга  $(7+1,4)$   $a_4 a_3 a_2 a_1 \kappa_0 \kappa_1 \kappa_2 \kappa_3$  с дополнительным контрольным разрядом четности  $\kappa_0$ , множество разрешенных комбинаций кода Хэмминга превращается в множество комбинаций инверсного кода. Это означает, что для инверсного кода можно формировать алгоритм исправления одиночных ошибок, аналогичный коду Хэмминга  $(7,4)$  и сохранить возможность обнаружения ошибок других значностей, характерных для инверсного кода. При этом следует считать равными значения контрольных разрядов:  $b_4 = \kappa_0$ ;  $b_2 = \kappa_2$ ; и  $b_1 = \kappa_3$ , а алгоритм исправления одиночных ошибок - основанным на вычислении синдрома

$$C_1 = \hat{b}_3 \oplus \hat{a}_1 \oplus \hat{a}_2 \oplus \hat{a}_4;$$

$$C_2 = \hat{b}_2 \oplus \hat{a}_1 \oplus \hat{a}_3 \oplus \hat{a}_4;$$

$$C_3 = \hat{b}_1 \oplus \hat{a}_2 \oplus \hat{a}_3 \oplus \hat{a}_4.$$

Здесь «крышечка» над символом означает принятое решение на приемной стороне радиоприемника, возможно ошибочное.

Процедура исправления одиночных ошибочно принятых двоичных символов как и для кода Хэмминга (7+1,4) описывается логическими выражениями:

$$\begin{aligned} a_1 &= \hat{a}_1 \oplus (C_1 \cdot C_2 \cdot \bar{C}_3) = \hat{a}_1 \oplus z_1; \\ a_2 &= \hat{a}_2 \oplus (C_1 \cdot \bar{C}_2 \cdot C_3) = \hat{a}_2 \oplus z_2; \\ a_3 &= \hat{a}_3 \oplus (\bar{C}_1 \cdot C_2 \cdot C_3) = \hat{a}_3 \oplus z_3; \\ a_4 &= \hat{a}_4 \oplus (C_1 \cdot C_2 \cdot C_3) = \hat{a}_4 \oplus z_4 \end{aligned}$$

Нулевое значение синдрома свидетельствует о безошибочном приеме.

Функциональная схема такого дешифратора кодовых комбинаций инверсного кода содержит вместо блока из 3-разрядных конъюнкторов, формирующих управляющие воздействия, может использоваться 3-входовой двоичный дешифратор, на входы которого подаются разряды синдрома  $C_1, C_2, C_3$ , а выходные переменные  $z_1, z_2, z_3, z_4$  снимаются с выходов дешифратора с номерами 3,5,6 и 7 соответственно.

Контрольный разряд  $b_4$ , соответствующий разряду четности  $\kappa_0$  кода Хэмминга, может использоваться для формирования нулевого разряда синдрома

$$C_0 = \left( \sum_{i=1}^4 \hat{a}_i \right) \oplus \left( \sum_{i=1}^4 \hat{b}_i \right) = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3.$$

Используя его совместно с признаком

$$Y = \overline{z_1 + z_2 + z_3 + z_4} = 1$$

нулевого синдрома, как и в коде Хэмминга (7+1,4), можно фиксировать факт появления двойных ошибок.

Функциональная схема декодера инверсного 8-разрядного кода, исправляющая одиночные ошибки, не реализует все корректирующие возможности инверсного кода, упомянутые выше. Кроме этого анализ прохождения через декодер кодовых комбинаций с количеством ошибочных разрядов больше двух показал, что возможны ситуации когда получается синдром, ложно исправляющий одиночные ошибки. Устранить этот эффект можно, объединяя канонический декодер инверсного кода с декодером, исправляющим ошибки.

При этом в декодере инверсного кода необходимо устранить формирование признака ошибки при появлении одиночных ошибок.

Каноническая процедура декодирования инверсного кода состоит в формировании признака  $S=1$  обнаружения ошибок:

$$S = x_1 + x_2 + x_3 + x_4;$$

$$x_i = a_i \oplus g_i;$$

$$g_i = b_i \oplus \sum_{i=1}^4 \oplus a_i = b_i + P,$$

где  $P$  – признак четности информационной части кодовой комбинации.

Если обнаружена одиночная ошибка, то комбинация  $x_i$  содержит только один единичный символ.

Этот факт может быть зафиксирован логической переменной  $S_1 = 1$ , представленной функцией переменных  $x_i$ :

$$S_1 = \overline{x_1 x_2 x_3 x_4} + x_1 \overline{x_2 x_3 x_4} + x_1 x_2 \overline{x_3 x_4} + x_1 x_2 x_3 \overline{x_4} = (x_1 \oplus x_2) x_3 x_4 + x_1 x_2 (x_3 \oplus x_4).$$

Вариант декодера инверсного кода, исправляющего одиночные ошибки и обнаруживающего все ошибки определяемые для инверсного кода содержит признак верного приема  $S_2 = 1$ , формирующийся в случае безошибочного приема и приема кодовой комбинации с одиночной (исправляемой) ошибкой.

Инверсный 8-разрядный код имеет незначительное число разрешенных кодовых комбинаций, определяющих объем кода  $A_k = 2^{0,5n} = 2^4 = 16$ .

Для увеличения объема кода необходимо увеличивать разрядность его информационной части. При этом корректирующие возможности кода по части обнаружения ошибок сохраняются. Например, для 10-разрядного кода, имеющего  $A_k = 2^5 = 32$  необнаруживаемыми ошибками остаются такие, которые представлены в Таблице 2.

Таблица 2

$a_5$	$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$a_n$	$a_k$	$a = a_n + a_k$	Число комбинаций
	*				*		*	*	*	1	4	5	$c_5^1 = 5$
*		*			*		*			2	2	4	$c_5^2 = 10$
		*	*	*	*	*				3	2	5	$c_5^3 = 10$
*		*	*	*	*		*	*	*	4	4	8	$c_5^4 = 5$
*	*	*	*	*						5	0	5	$c_5^5 = 1$

Относительные доли необнаруживаемых ошибок соответственно разрядностям кодовых комбинаций

$$e_{10} = 0,0312;$$

$$e_{12} = 0,0156;$$

$$e_{14} = 0,0078.$$

Для 12- и 14- разрядного кодов необнаруживаемые ошибки приведены в Таблицах 3 и 4 соответственно

Таблица 3

$a_6$	$a_5$	$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$a_n$	$a_k$	$a = a_n + a_k$	Число комбинаций
		*				*	*		*	*	*	1	5	6	$c_6^1 = 6$
*		*	*	*	*		*					5	1	6	$c_6^5 = 6$
	*	*					*	*				2	2	4	$c_6^2 = 15$
	*	*		*		*			*		*	3	3	6	$c_6^3 = 20$
*	*	*			*	*	*	*			*	4	4	8	$c_6^4 = 15$
*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	6	6	12	$c_6^6 = 1$

Таблица 4

$a_7$	$a_6$	$a_5$	$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	$b_7$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$a_n$	$a_k$	$a = a_n + a_k$	Число комбинаций
	*	*						*	*					2	2	4	$c_7^2 = 21$
		*		*	*		*	*		*			*	3	4	7	$c_7^3 = 35$
			*				*	*	*		*	*	*	1	6	7	$c_7^1 = 7$
*		*	*	*			*		*	*	*			4	4	8	$c_7^4 = 35$
*	*	*		*	*					*			*	5	2	7	$c_7^5 = 21$
	*	*	*	*	*	*		*	*	*	*	*	*	6	6	12	$c_7^6 = 7$
*	*	*	*	*	*	*								7	0	7	$c_7^7 = 1$

При количестве информационных разрядов в инверсном коде большем 4 Хэммингово расстояние  $d_0=4$  не изменяется и поэтому потенциальная возможность исправления одиночных ошибок сохраняется независимо от количества информационных разрядов. Синдром обнаружения таких ошибок может быть получен из логических выражений, определяющих алгоритм формирования контрольных разрядов кодовых комбинаций

$$b_i = a_i \oplus \sum_{i=1}^{n_u} \oplus a_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_u} \oplus a_j$$

При этом в декодере необходимо формировать синдром, разряды которого  $C_i$  определяются логическими выражениями

$$C_i = \hat{e}_i \oplus \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_u} \oplus \hat{a}_j,$$

где  $\hat{a}_i$  и  $\hat{b}_i$  оценки значений  $i$ -х разрядов информационной и контрольной частей кодовой комбинации на входе декодера, возможно ошибочные.

При одиночной ошибке только в  $i$ -м разряде информационной группы символов синдром будет иметь значение  $c_i = 0$  при единичных остальных разрядах синдрома. Это значит, что в декодере управляющие воздействия  $z_i$  для исправления ошибки в  $\hat{a}_i$  следует формировать в соответствии с выражением

$$z_i = c_1 \cdot c_2 \cdot c_3 \cdot \dots \cdot \overline{c_i} \cdot c_{i+1} \cdot \dots \cdot c_{n_u},$$

а процедура исправления ошибки состоит в инвертировании обнаруженного ошибочного символа

$$a_i = \hat{a}_i \oplus z_i.$$

Аналогично одиночным ошибкам, сосредоточенным в контрольной части кодовой комбинации, будут соответствовать комбинации синдрома, содержащие один единичный разряд и нулевые остальные разряды. Номер единичного разряда синдрома соответствует номеру ошибочно принятого контрольного разряда. Однако исправление ошибок в контрольной части кодовой комбинации инверсного кода лишено практического смысла.

#### Литература:

1. В.А. Алехин, Д.Э. Рубайло «О скрытых возможностях кода Хэмминга» Всероссийская научная конференция «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2011») Сборник трудов, Таганрог, 2011, с. 191-197.

УДК 004.056:061.68

## ВЫЯВЛЕНИЕ НЕЛЕГИТИМНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ С ПОМОЩЬЮ ИММУНОЛОГИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ОТБОРА

Ю.А. Брюхомицкий

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета, каф. БИТ*

*Рассматривается задача мониторинга информационных процессов в компьютерных системах с целью их классификации на легитимные и нелегитимные процессы с применением аппарата искусственных иммунных систем. Поставленная задача решается на основе используемого в искусственных иммунных системах алгоритма отрицательного отбора. Отмечается, что важной особенностью такого решения является его высокая вычислительная трудоемкость, которая обусловлена экспоненциальным ростом числа детекторов, необходимых для реализации алгоритма отрицательного отбора, в зависимости от размерности задачи.*

*Делается вывод о необходимости разработки более эффективных модификаций алгоритма отрицательного отбора.*

В информационных технологиях все большее внимание специалистов привлекает новое направление искусственного интеллекта – искусственные иммунные системы (Artificial Immune Systems), – которое основывается на использовании фундаментальных знаний в области иммунологии для решения прикладных задач [1]. Наиболее перспективной областью применения искусственных иммунных систем (ИИС) являются компьютерная безопасность [1, 2].

Значительная часть задач в сфере компьютерной безопасности сводится, по существу, к проблеме нахождения отличий «своего» от потенциально опасного «чужого». В технической постановке это широко распространенные задачи распознавания и классификации образов.

Наиболее распространенной иммунологической моделью ИИС, применяемой в сфере компьютерной безопасности является алгоритм отрицательного отбора [3, 4], который в самом общем виде формулируется следующим образом.

1. Определяется понятие «свой», как нормальная динамика поведения системы, которая описывается множеством строк символов фиксированной длины.

2. Создается набор детекторов «произвольных чужих», каждый из которых не должен совпадать с любой строкой нормальной совокупности строк символов «своего». При этом используется правило частичного совпадения, согласно которому две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в определенном числе смежных позиций.

3. Производится непрерывное сопоставление новых поступлений строк в систему с детекторами. В случае совпадения строки с одним из детекторов она классифицируется как представитель «чужого».

Поставим задачу выявления в компьютерной системе информационных процессов, представляющих потенциальную угрозу нарушения информационной безопасности. Такие информационные процессы в отличие от легитимных («своих») будем называть нелегитимными или «чужими».

Пусть в компьютерной системе в нормальном состоянии может протекать  $k = 1, 2, \dots, M$  «своих» информационных процессов  $P^k(t)$ . В ходе функционирования системы возможно появление «чужих» информационных процессов –  $P^q(t)$ . Задача состоит в том, чтобы своевременно обнаружить появление среди всех протекающих в системе процессов  $P(t)$  нелегитимных процессов  $P^q(t)$ . В техническом плане суть поставленной задачи сводится к непрерывной классификации (распознаванию) протекающих информационных процессов на два класса: «свои» и «чужие». Классификацию будем

осуществлять на с использованием ключевого механизма ИИС – алгоритма отрицательного отбора (АОО).

При описании АОО будем использовать следующие обозначения:

$P(t_i) = p_1, p_2, \dots, p_N$  – информационный процесс, состоящий из  $N$  событий, происходящих в дискретные моменты времени  $t_i, i = 1, 2, \dots, N$ ;

$P^s(t_i)$  – «свой» (легитимный) информационный процесс;

$P^x(t_i)$  – «чужой» (нелегитимный) информационный процесс;

$P^k(t_i) = p_1, p_2, \dots, p_{N_k}, k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$  – совокупность  $k$  «своих» информационных процессов, протекающих в дискретном времени  $t_i, i = 1, 2, \dots, N_k$ ;

$P^*(t_i), i = \overline{1, N_x}$  – неопознанный информационный процесс;

$a_1, a_2, \dots, a_N$  – числовое представление событий  $p_1, p_2, \dots, p_N$  информационного процесса  $P(t_i)$  символами цифрового алфавита  $A$ .

$d = (\min a_i, \max a_i)$  – фиксированный диапазон изменения числовых значений  $a_1, a_2, \dots, a_N$ ;

$r$  – длина строки, содержащей  $r$  событий информационного процесса  $P(t_i)$ . Значение  $r$  соответствует числу смежных символов, по которым реализуется принцип частичного совпадения (две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в  $r$  смежных позициях);

$h$  – шаг сдвига (измеряемый числом символов) при формировании строк информационного процесса  $P(t_i)$ ;

$S_j = s_1, s_2, \dots, s_r, j = \overline{1, n}$  – строка «своего» информационного процесса  $P(t_i)$ , состоящая из  $r$  символов;

$X_q = x_1, x_2, \dots, x_r, q = \overline{1, n_x}$  – строка неопознанного информационного процесса  $P^x(t_i)$ , состоящая из  $r$  символов;

$j = \overline{1, n}$  – максимально возможное число строк информационного процесса  $P(t_i)$ ;

$j = \overline{1, \hat{n}}$  – сокращенное максимально возможное целое число строк информационного процесса  $P(t_i)$ , образованное путем удаления одинаковых строк;

$L$  – число проведенных сравнений строк  $X_q, q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t_i)$  с эталоном;

$L^+$  – число положительных исходов сравнений строк  $X_q, q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t_i)$  с шаблоном;

$\varphi$  – частота положительных исходов сравнений строк  $X_q, q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t_i)$  с шаблоном;

$\varphi^n$  – пороговое значение частоты положительных исходов сравнений строк  $X_q, q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t_i)$  с шаблоном;

$\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$  – поддиапазоны изменения чисел интегрального шаблона «своих»;

$l_{\delta_i}$  – ширина поддиапазона  $\delta_i$ ;

$m_{\delta_i}$  – число случайных строк символов, генерируемых в поддиапазоне  $\delta_i$ ;

$\lambda$  – коэффициент пропорциональности между шириной поддиапазона  $l_{\delta_i}$  и числом случайных строк символов, генерируемых в этом поддиапазоне.

Первый пункт АОО сводится к специальному построчному представлению информационных процессов  $P(t)$  и последующей регистрации легитимных процессов  $P^k(t)$ ,  $k = \overline{1, M}$  путем формирования для каждого из них соответствующего шаблона.

Представим информационные процессы  $P(t)$  конечными последовательностями событий:  $P(t_i) = p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_N, i = \overline{1, N}$ . При этом  $k = \overline{1, M}$  легитимным процессам будет соответствовать совокупность конечных последовательностей  $P^k(t_i)$ ,  $i = \overline{1, N_k}$ . Конкретный вид представления и кодирования отдельных событий  $p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_N$  процессов  $P(t_i)$  определяется приложением. В большинстве приложений информационной безопасности события  $p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_N$  процесса  $P(t_i)$  могут быть представлены символами  $a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_N$  некоторого алфавита  $A$ , кодирующими эти события в числовой форме. Количество символов  $d$  алфавита  $A$ , очевидно, будет соответствовать диапазону изменения чисел в каждой позиции последовательностей  $a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_N$ , а, следовательно, – перечню всех возможных событий процессов  $P(t_i)$ .

Для определенности положим, что числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_N$ , кодирующие события процессов  $P(t_i)$ , представлены действительными числами, нормированными к фиксированному диапазону  $d = (\min a_i, \max a_i)$ , определяемому приложением. Для реализации в АОО операции сопоставления символов  $a_1, a_2, \dots, a_N$  по принципу частичного соответствия диапазон  $d$  удобно представлять  $m$ -разрядным двоичным кодом. При этом разрядность  $m$  задает точность двоичного представления исходного действительного числа. Очевидно,  $m$ -разрядным двоичным кодом можно закодировать  $2^m$  чисел от 0 до  $2^m - 1$ . При этом весь диапазон  $d = (\min a_i, \max a_i)$  будет содержать  $2^m - 2$  интервалов. Соответственно размер интервала равен  $d = (\min a_i, \max a_i) / (2^m - 2)$ . В таком случае величина  $a_i$ , изменяющаяся в диапазоне  $\min a_i \leq a_i \leq \max a_i$ , где  $\max a_i = \min a_i + (2^m - 2) \cdot d$ , может быть отнесена к одному из интервалов  $d_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, (2^m - 2)$  всего диапазона  $d$  с абсолютной ошибкой  $di$  представлена двоичным кодом номера интервала  $d_j$ .

В том случае, если значения  $a_i$  по каким-либо причинам выходят за пределы нормированного интервала  $d$ , то эти значения следует исключить из анализа. Например, если  $a_i < \min a_i$ , то двоично-кодированное значение  $a_i$  будет состоять из одних нулей, а если  $a_i > \max a_i$ , то двоично-кодированное значение  $a_i$  будет состоять из одних единиц. Обработка данных реализуется таким образом, что двоичные комбинации [00...0] и [11...1] из анализа исключаются.



Принцип кодирования событий информационных процессов  $P(t_i), i = \overline{1, N_k}$  поясняет рис. 1.

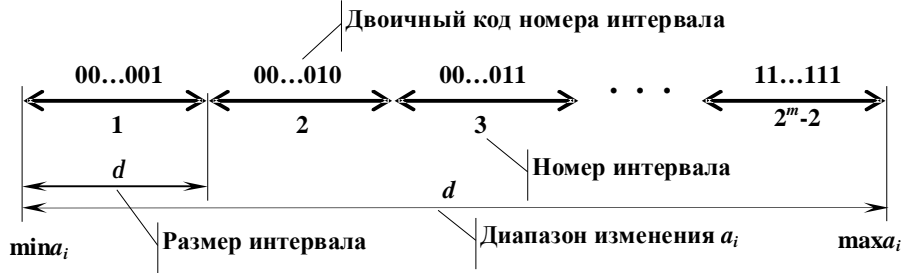


Рис. 1. Принцип кодирования событий информационных процессов

После описанного представления информационных процессов  $P(t)$  в системе мониторинга возможно создание шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$ , ориентированных на применение АОО.

Разобьем последовательности событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$  каждого информационного процесса  $P^k(t_i)$ , представленные символами  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  алфавита  $A$ , на множества строк равной длины по  $l$  событий в каждой строке. Для образования строк используем скользящее временное окно длиной  $l$  символов с шагом сдвига  $h$  символов. Каждое такое окно будет представлять порцию из  $l$  событий последовательности  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ . В конечном итоге каждый легитимный информационный процесс  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$  будет представлен набором из  $n$  строк по  $l$  событий в каждой строке. Каждый  $k$ -набор задает ориентированный на алгоритм отрицательного отбора шаблон легитимного процесса  $P^k(t_i)$ .

Вид шаблона одного легитимного информационного процесса при  $l = 5$  и  $h = 2$  показан на рис. 2.

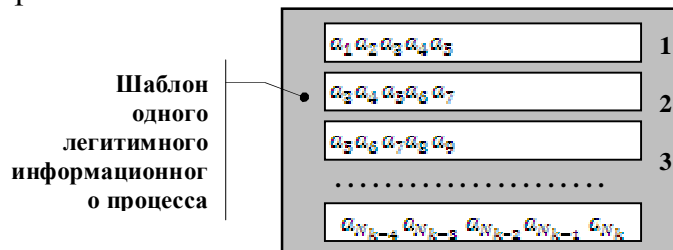


Рис. 2. Вид шаблона одного легитимного информационного процесса при  $l = 5$  и  $h = 2$

По описанному принципу формируются шаблоны для всей совокупности легитимных информационных процессов  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}$ .

Второй пункт АОО – это создание набора детекторов для обнаружения «чужих» информационных процессов  $P^q(t)$ . В терминах систем распознавания образов его можно назвать этапом обучения системы мониторинга. Кандидаты в детекторы генерируются в виде строк длиной  $l$  символов. Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_N$ , кодирующие события  $P_1, P_2, \dots, P_N$  информационных процессов  $P^q(t)$ , генерируется случайно с равномерным законом распределения в заданном диапазоне  $d$ . Каждый образованный кандидат в детекторы поочередно сопоставляется со строками всех ранее сформированных  $k = \overline{1, M}$  шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$  по принципу частичного совпадения. Детектор «чужого» не должен совпадать ни с одной строкой всех  $k = \overline{1, M}$  шаблонов. В соответствии с принципом частичного совпадения две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в  $r$  смежных позициях, где  $r$  – целочисленный параметр, выбираемый в зависимости от приложения. При установлении факта частичного совпадения соответствующий кандидат в детекторы уничтожается. Схема формирования набора детекторов «чужих» показана на рис. 3.

Параметр  $r$  имитирует свойство аффинности иммунной системы, т.е. – прочности связи между чужеродным агентом (антигеном) и антителом, вырабатываемым иммунной системой организма. В набор включаются только те детекторы, аффинность которых по сравнению со строками эталонов  $k = \overline{1, M}$  меньше  $r$ . Процесс создания детекторов продолжается до тех пор, пока не будет сгенерировано их необходимое число. На этом процесс обучения системы заканчивается.

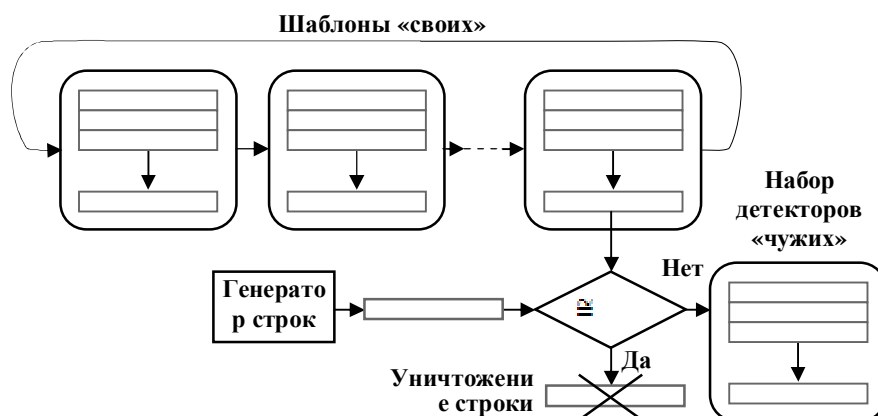


Рис. 3. Схема формирования набора детекторов

В рабочем режиме (режиме мониторинга) система функционирует в реальном масштабе времени и реализует третий пункт АОО. Все порожденные в компьютерной системе информационные процессы  $P(t)$  сначала приводятся к виду, аналогичному представлению шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ , а затем контролируются на предмет аномалий путем непрерывного сопоставления входящих в них строк с детекторами.

Активация детектора свидетельствует о появлении аномальной строки, т.е. такого сочетания событий, которое отсутствовало в шаблонах легитимных информационных процессов  $P^k(t)$ ,  $k = \overline{1, M}$ . В конечном итоге, это повышает вероятность появления в компьютерной системе «чужого» информационного процесса  $P^*(t)$ .

Описанный алгоритм является классическим. Вычислительная трудоемкость этого алгоритма очень велика и характеризуется экспоненциальным ростом числа детекторов от размера шаблона «своего».

Возможны и другие методы построения АОО, которые характеризуются значительно меньшей трудоемкостью и высокой эффективностью выявления измененных строк, которая при размере шага сдвига  $h = 1$  для некоторых приложений может достигать 100%. Один из таких модифицированных алгоритмов упоминается в работе [5].

При попытке создания других эффективных модификаций АОО уместно отметить ряд принципиальных особенностей АОО:

1. Шаблон для всех объектов класса «свой», созданный с шагом  $h = 1$  теоретически (если это позволяет характер приложения) может представлять все возможные объекты этого класса.

2. Шаблон для всех объектов класса «свой», созданный с шагом при  $h > 1$  по определению является неполным и не охватывает всего разнообразия объектов этого класса.

3. Строки-детекторы для распознавания «чужих» объектов могут быть любыми, не совпадающими со строками шаблона для объектов класса «свой» по принципу частичного соответствия.

4. Для шаблона объектов класса «свой», созданного с шагом  $h = 1$ , теоретически (если это позволяет характер приложения) путем полного перебора можно создать набор детекторов для распознавания всех возможных «чужих».

5. Для шаблона объектов класса «свой», созданного с шагом  $h > 1$ , набор детекторов, созданный даже путем полного перебора, не обеспечит распознавание всех возможных «чужих» (в силу п. 2).

6. Возможность создания детекторов путем полного перебора определяется характером приложения (размерностью задачи) и связано, как правило, с большой вычислительной трудоемкостью.

На основе анализа указанных особенностей предлагаются два новых варианта построения модифицированного АОО, выгодно отличающиеся от описанного выше первого, который будем называть *классическим*.

1. «Классический» АОО. При обучении вначале создается шаблон «своего», а затем случайно создаются детекторы, причем совпавшие по принципу частичного соответствия с шаблоном «своего» детекторы уничтожаются. При распознавании производится проверка строк неизвестного процесса по принципу частичного соответствия с детекторами.

2. Ускоренный АОО. При обучении вначале создается шаблон «своего», по которому определяются параметры допустимых детекторов, а затем из допустимых детекторов случайно создаются рабочие детекторы. При распознавании производится проверка строк неизвестного процесса по принципу частичного соответствия с рабочими детекторами.

3. АОО с полным перебором. При обучении вначале создается шаблон «своего», по которому определяются параметры допустимых детекторов, а затем производится полная проверка строк неизвестного процесса на соответствие этим параметрам.

Итогом работы любого АОО является принятие решения о том, какому из двух альтернативных классов принадлежит неизвестный информационный процесс  $P^x(t)$ : «своему» или «чужому».

В каждом из трех рассмотренных вариантов АОО в зависимости от характера приложения и принятой политики безопасности возможно использование двух типов правил принятия решения:

- «жесткое» решающее правило, при котором ответ «чужой» формируется сразу после обнаружения в неизвестном информационном процессе  $P^x(t)$  любой строки, отсутствующей в шаблоне легитимного информационного процесса;

- «мягкое» решающее правило, при котором ответ «чужой» формируется в случае, если в неизвестном информационном процессе  $P^x(t)$  частота появления строк, отсутствующих в шаблоне легитимного информационного процесса, превысит заданное пороговое значение.

Более точно второе правило выглядит следующим образом.

Если  $\varphi$  – частота положительных исходов сравнений строк  $X_q$ ,  $q = \overline{1, n_x}$  информационного процесса  $P^x(t)$  с шаблоном, то статистическая вероятность того, что процесс  $P^x(t)$  является «чужим» определится как

$$\hat{P}[P^x(t) \equiv P^y(t)] \approx \varphi = \frac{L^+}{L},$$

где  $L$  – число проведенных сравнений строк  $X_q$ ,  $q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t)$  с шаблоном;

$L^+$  – число положительных исходов сравнений строк  $X_q$ ,  $q = \overline{1, n_x}$  процесса  $P^x(t)$  с шаблоном.

Принятие решения о присутствия в компьютерной системе «чужого» информационного процесса  $P^y(t)$  осуществляется в случае превышения частоты  $\varphi$  некоторого порогового значения  $\varphi^n$ :

$$P^x(t) \equiv \begin{cases} P^y(t), & \text{если } \varphi \leq \varphi^n; \\ P^x(t), & \text{если } \varphi > \varphi^n. \end{cases}$$

Рассмотренный принцип реализации мониторинга информационных процессов в компьютерных системах методами искусственных иммунных систем с применением классического алгоритма отрицательного отбора показывает высокую вычислительную трудоемкость такой схемы. Сложность эта обусловлена, прежде всего, экспоненциальным ростом необходимых для реализации АОО числа детекторов в зависимости от размерности задачи. Поэтому в следующей статье, тематически тесно связанной с данной, предлагаются два новых варианта построения модифицированного АОО, выгодно отличающихся от классического меньшей вычислительной трудоемкостью.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 12-07-00081-а

### Литература:

1. Искусственные иммунные системы и их применение / Под ред. Д. Дасгупты. Пер. с англ. под ред. А.А. Романюхи. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 344 с.

2. Брюхомицкий Ю.А. Использование принципов построения и функционирования иммунных систем в компьютерной безопасности / Материалы XII Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. I. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – С. 3-10.

3. Forrest S., Perelson A.S., Allen L., Cherukuri R. Self-nonsel self discrimination in a computer // In: Proc. of IEEE symposium on research in security, Oakland, CA, 16-18 May 1994. P. 202-212.

4. P. Helman, S. Forrest. An efficient algorithm for generating random antibody strings // Technical report №CS94-7, Department of computer science, University of New Mexico, 1994.

5. P. Dhaeseleer, S. Forrest, P. Helman. An immunological approach to change detection: algorithms, analysis, and implications // In: Proc. of Ieee symposium on research in security, Oakland, CA, May 1996.

УДК 004.056:061.68

## МОДИФИКАЦИИ ИММУНОЛОГИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ОТБОРА ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЬЮТЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Ю.А. Брюхомицкий, С.Б. Гончаров

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета, каф. БИТ*

*Цель работы – создание модифицированных иммунологических алгоритмов отрицательного отбора, предназначенных для мониторинга информационных процессов в компьютерных системах методами искусственных иммунных систем. Представлены две новые модификации алгоритма отрицательного отбора, которые отличаются от классического алгоритма существенно меньшей вычислительной трудоемкостью.*

На основании проведенного в работе [1] (настоящий сборник) анализа возможности применения в системах компьютерной безопасности классического иммунологического алгоритма отрицательного отбора (АОО) предлагаются две его новые модификации, отличающиеся от прототипа существенно меньшей трудоемкостью:

- ускоренный АОО;
- АОО с полным перебором.

Работа каждого из двух алгоритмов рассмотрена на этапах обучения системы распознавания «свой – чужой» и ее рабочего режима.

**Ускоренный АОО.** Этап обучения. Как и в «классическом» АОО, легитимные информационные процессы  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$  рассматриваются как последовательности событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ . События, в свою очередь, представляются символами числовых значений  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$ , изменяющимися в некотором фиксированном диапазоне  $d = (\min a_i, \max a_i)$ . Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  кодируются затем  $m$ -разрядным двоичным кодом.

Следующим этапом является создание шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$ , ориентированных на применение АОО.

Ключевым механизмом АОО, моделирующим свойство аффинности клеток иммунной системы, является правило частичного соответствия при сопоставлении строк исследуемого процесса со строками детекторов. Результат сопоставления строк с использованием этого правила определяются исключительно параметром аффинности  $r$ . Длина строк  $l$  при этом не оказывает существенного влияния на результаты сопоставления строк.

Принимая во внимание определяющий характер параметра  $r$  при сопоставлении строк, в ускоренном алгоритме АОО информационные процессы предлагается структурировать, используя только параметр  $r$ . Т.е.  $l = r$ . Следует заметить, что такое решение не влияет и на число детекторов, которое в пределах точности округления числа строк до целого остается таким же, как и при  $l > r$ .

Как и в «классическом» АОО для образования строк шаблона используем скользящее временное окно с шагом сдвига  $h$ , только длиной  $r$  символов. Каждое такое окно будет представлять порцию из  $r$  событий последовательности  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ .

В конечном итоге каждый информационный процесс  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ ,  $i = \overline{1, N_k}$  будет представлен целым числом строк  $n_k$ , которое определится выражением

$$n_k = \left\lfloor \frac{N_k - r}{h} + 1 \right\rfloor,$$

где  $[x]$  – пол функция числа  $x$ , (целая часть числа, образуемая путем округления  $x$  до ближайшего целого в меньшую сторону).

Пример формирования шаблона легитимного информационного процесса  $P^c(t_i)$  при  $r = 3$  и  $h = 2$  поясняет рис. 1.

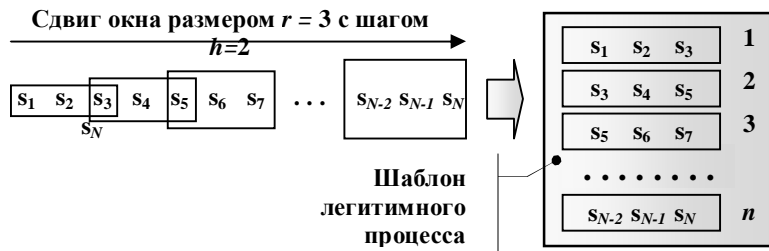


Рис. 1. Пример формирования шаблона легитимного информационного процесса  $P^c(t_i)$  при  $r = 3$  и  $h = 2$

Исходя из того, что числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  событий информационных процессов кодируется  $m$ -разрядным двоичным номером интервала  $d_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, (2^m - 2)$ , строки шаблона  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r$ ,  $j = \overline{1, n_k}$  предлагается представить их в виде  $r$ -разрядных чисел в позиционной  $d$ -ичной системе счисления:

$$S_j = a_{(r-1),j} \cdot d^{r-1}, a_{(r-2),j} \cdot d^{r-2}, \dots, a_{0,j} \cdot d^0.$$

Из полученных  $r$ -разрядных чисел  $S_j$  образуем в памяти ИИС  $k = \overline{1, M}$  (по числу легитимных информационных процессов  $P^{ik}(t_i)$ ) одномерных неупорядоченных массивов  $S_{n_k}^k$ , каждый размером  $j = \overline{1, n_k}$ .

Объединим массивы  $S_{n_k}^k$  всех  $k = \overline{1, M}$  процессов в единый массив:

$$S_n = S_{n_1}^1 \cup S_{n_2}^2 \cup \dots \cup S_{n_k}^k \cup \dots \cup S_{n_M}^M, \quad k = \overline{1, M},$$

а затем отсортируем массив  $S_n$  по возрастанию входящих в него чисел  $S_j$ . Результатом будет упорядоченный массив  $\overline{S_n}$  всех  $k = \overline{1, M}$  легитимных процессов  $P^k(t)$  размером

$$n_M = \sum_{k=1}^M n_k.$$

В общем случае в массиве  $\overline{S_n}$  могут встречаться повторяющиеся числа, соответствующие одинаковым строкам событий легитимных процессов  $P^k(t_i)$ . Все обнаруженные дубликаты  $r$ -разрядных чисел удаляются из массива  $\overline{S_n}$ . Результатом будет сокращенный упорядоченный по возрастанию массив  $\overline{S_n}$  размером  $\overline{n_M}$ , не содержащий повторяющихся чисел. Массив  $\overline{S_n}$  представляет собой машинную репрезентацию интегрального шаблона всех легитимных процессов  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ . Вид интегрального шаблона при  $r = 3$  приведен на рис. 2.

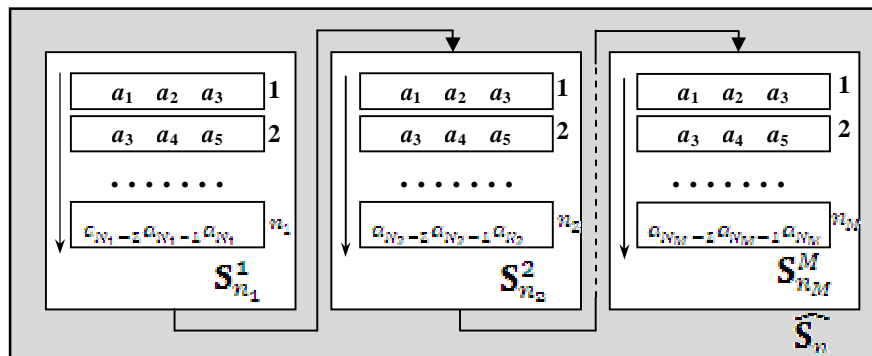


Рис. 2. Вид машинной репрезентации интегрального шаблона при  $r = 3$

Созданная в виде массива  $\overline{S_{n_k}^k}$  машинная репрезентация является основой для определения:

- поддиапазонов  $\delta_i$  чисел, находящихся за пределами массива  $\overline{S_{n_k}^k}$



$$S_j < S_{\min}, S_j > S_{\max};$$

- поддиапазонов  $\delta_i$  чисел, ограниченных парами смежных чисел в массиве  $\overline{S_{N_x}^k}$   
 $S_j < S \leq S_{j+1}$ .

Структурирование машинной репрезентации интегрального шаблона  $k = \overline{1, M}$  легитимных информационных процессов на поддиапазоны  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , необходимо для создания детекторов «чужих».

Последним шагом процесса обучения является создание детекторов «чужих», которые формируются путем генерации случайных  $d$ -ичных чисел  $x_j$  в полученных на предыдущем шаге поддиапазонах  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ .

Плотность распределения случайных чисел  $x_j$  в поддиапазонах  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$  зависит от приложения. В общем случае, при отсутствии какой-либо априорной информации о распределении информационных процессов, целесообразно применение равномерного закона распределения чисел  $x_j$ . При этом число случайных чисел  $m_{\delta_i}$ , генерируемых в каждом поддиапазоне  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , должно быть пропорционально ширине  $l_{\delta_i}$  соответствующего поддиапазона:

$$m_{\delta_i} = \lambda \cdot l_{\delta_i},$$

где  $\lambda$  - коэффициент пропорциональности.

Ввиду того, что генерация детекторов привязана к предварительно определенным поддиапазонам  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , по понятной причине исключена процедура их проверки на совпадение со строками шаблона, что значительно ускоряет процесс формирования детекторов.

На этом заканчивается процесс обучения ИИС. Далее решается основная задача мониторинга информационных процессов в КС с целью выявления нелегитимных информационных процессов  $P^*(t)$ . Решение этой задачи сводится к классификации неопознанных процессов  $P^x(t), i = \overline{1, N_x}$ , на два класса: «свой» и «чужой».

Рабочий этап. Неизвестному информационному процессу  $P^x(t_i), i = \overline{1, N_x}$  (также как при обучении – легитимному процессу) поставим в соответствие последовательность событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_x}$ , представленную символами числовых значений  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$ , изменяющихся в фиксированном диапазоне  $d = (\min a_i, \max a_i)$ . Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$  кодируются  $m$ -разрядным двоичным кодом.

Как и при создании шаблона, разбиваем последовательность символов  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$  на строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r, q = \overline{1, n_x}$  равной длины по  $r$  символов в каждой. Для этого используем скользящее временное окно длиной  $r$

символов с шагом сдвига  $h$  (значение  $h$  соответствует значению, принятому на этапе создания шаблона).

Полученные строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r$ ,  $q = \overline{1, n_x}$  представим  $r$ -разрядными числами, используя двоично- $d$ -ичное кодирование, при котором каждый символ строки кодируется  $m$ -разрядным двоичным кодом, а вся строка представляет собой  $r$ -разрядное число в позиционной  $d$ -ичной системе счисления с основанием  $d$ :

$$X_j = a_{(r-1),j} \cdot d^{r-1}, a_{(r-2),j} \cdot d^{r-2}, \dots, a_{0,j} \cdot d^0.$$

Из полученных  $r$ -разрядных чисел  $X_q$  образуем в памяти ИИС одномерный неупорядоченный массив  $X_{n_x}$  размером  $q = \overline{1, n_x}$ .

Далее последовательно сравниваем числа массива  $X_{n_x}$  с детекторами по принципу полного совпадения символов в  $r$  разрядах. В зависимости от принятого правила принятия решения («жесткое» или «мягкое») задается допустимое количество совпадений строк неизвестного процесса с детекторами. Превышение этого количества классифицирует неизвестный процесс  $P^x(t_i)$  как «чужой».

Вычислительная сложность ускоренного АОО. На стадии обучения наиболее емкими операциями будут:

$O_1$  – операции формирования из  $k = M$  последовательностей  $N_k$ , образующих суммарную последовательность

$$N_M = \sum_{k=1}^M N_k,$$

интегрального шаблона «своих» информационных процессов в виде одномерного массива, состоящего из  $n_M$  строк длины  $r$ :

$$n_M = \left\lfloor \frac{N_M - r}{h} + 1 \right\rfloor;$$

$O_2$  – операции формирования из одномерного массива строк длины  $r$  одномерного массива  $S_n$   $r$ -разрядных чисел, представленных в позиционной двоично- $d$ -ичной системе счисления;

$O_3$  – операции сортировки одномерного массива  $S_n$   $r$ -разрядных чисел по возрастанию с получением упорядоченного массива  $\overrightarrow{S_n}$ ;

$O_4$  – операции удаления возможных дубликатов чисел в массиве  $\overrightarrow{S_n}$  и новое индексирование элементов массива с получением сокращенного упорядоченного массива  $\overline{\overrightarrow{S_n}}$ ;

$O_3$  – операции разбиения элементов массива  $\overline{S_n}$  на поддиапазоны  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ ;

$O_6$  – операции создания детекторов путем генерации случайных двоично- $d$ -ичных чисел в поддиапазонах  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , в количестве, пропорциональном ширине  $l_{\delta_i}$  этих поддиапазонов.

На стадии распознавания наиболее емкими операциями будут:

$O_1$  – операции формирования из последовательности  $N_x$  неизвестного информационного процесса одномерного массива  $X_{n_x}$ , состоящего из  $n_x$  строк длины  $r$ :

$$n_x = \left\lfloor \frac{N_x - r}{h} + 1 \right\rfloor;$$

$O_2$  – операции полного сравнения строк массива  $X_{n_x}$  с детекторами.

**АОО с полным перебором.** Алгоритм отрицательного отбора с полным перебором отличается от предыдущего алгоритма тем, что на стадии обучения детекторы создаются не случайно в предварительно определенных поддиапазонах, а путем полного перебора значений в этих поддиапазонах. На стадии распознавания неизвестные процессы построчно сравниваются со всеми созданными детекторами. Очевидно, что при таком подходе детекторы будут полностью покрывать все возможные области распределения «чужих» и, следовательно, при условии корректного создания шаблона (когда он исчерпывает все возможные вариации «своих»), теоретически будет гарантироваться распознавание «чужих» с нулевой ошибкой. Другое дело, что в большинстве реальных приложений АОО невозможно создать шаблоны с исчерпывающим охватом всех возможных вариаций «своих» процессов. Как следствие процент ложных тревог практически всегда будет отличным от нуля. Кроме того, высокая точность распознавания оплачивается в этом случае трудоемкостью создания большого числа детекторов.

Вместе с тем можно предложить другую реализацию АОО с полным перебором, которая возможно сочетает в себе лучшие качества всех рассмотренных вариантов.

Суть такой реализации АОО заключается в отказе на стадии обучения ИИС от создания детекторов, как таковых. Действительно, зачем с высокой трудоемкостью создавать все возможные детекторы в предварительно определенных поддиапазонах распределения «чужих», чтобы потом с высокой трудоемкостью сравнивать с ними все строки неизвестного процесса? Проще сразу проводить проверку попадания строк неизвестного процесса в установленные поддиапазоны распределения «чужих», в которых и создавались детекторы.

Таким образом, стадия обучения такого алгоритма будет аналогична ускоренному АОО с той разницей, что обучение заканчивается созданием поддиапазонов  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , распределения «чужих», а детекторы вообще не создаются.

На стадии распознавания неизвестного процесса  $P^x(t_i), i = \overline{1, N_x}$ , он предварительно разбивается на  $n_x$  строк длины  $r$ :

$$n_x = \left\lfloor \frac{N_x - r}{h} + 1 \right\rfloor,$$

из которых затем формируется одномерный массив строк  $X_{n_x}$ .

Далее строки массива  $X_{n_x}$  в формате  $d$ -ичных чисел последовательно проверяются на попадание в установленные поддиапазоны  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ , распределения возможных «чужих».

При такой реализации АОО высокая точность распознавания «чужих» разумно сочетается с вычислительной трудоемкостью алгоритма.

Может показаться, что в последней описанной реализации алгоритм распознавания «чужих» сильно отличается от «классического АОО» в смысле бионического подобия, т.е. степени адекватности модели реальным механизмам живой иммунной системы. Однако при более пристальном рассмотрении можно констатировать, что особенность АОО состоит исключительно в способе его реализации и не затрагивает существа воспроизводимых в нем основополагающих принципов работы иммунных механизмов.

Действительно, как и в «классическом АОО» в предлагаемом алгоритме информационные процессы разлагаются на элементарные единицы – строки последовательностей событий, распознавание которых осуществляется децентрализованно в своем дополнительном пространстве по принципу  $r$ -смежности на уровне индивидуального взаимодействия строк.

Как и в «классическом АОО» в предлагаемом алгоритме за счет использования высоко распределенной массовой обработки элементарных данных (строк), алгоритм остается более устойчивым к шумам, чем обычные алгоритмы распознавания.

Как и в «классическом АОО» в предлагаемом алгоритме рост числа контролируемых информационных процессов  $M$  не приводит к пропорциональному росту меры сложности решения задачи классификации «свой» – «чужой».

Как и в «классическом АОО» в предлагаемом алгоритме обнаружение «чужих» информационных процессов осуществляется в темпе проверки попадания текущих элементов данных (строк) в предварительно определенные поддиапазоны распределения «чужих».

Этап обучения. Вербальное описание алгоритма

1<sup>0</sup>. Задать  $k = 1, S = 0$ . Перейти на следующий шаг.

2<sup>0</sup>. Легитимному информационному процессу  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$  поставить в соответствие последовательность событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ , представленную символами числовых значений  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$ , изменяющихся в диапазоне  $d = (\min a_i, \max a_i)$ . Перейти на следующий шаг.

3<sup>0</sup>. Разбить последовательность символов  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  на строки  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r, j = \overline{1, n_k}$  равной длины по  $r$  символов в каждой. Для образования строк использовать скользящее временное окно длиной  $r$  символов и с шагом сдвига  $h$ . Перейти на следующий шаг.

4<sup>0</sup>. Представить полученные на шаге 3<sup>0</sup> алгоритма строки  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r, j = \overline{1, n_k}$   $r$ -разрядными числами, используя двоично- $d$ -ичное кодирование, при котором каждый символ строки кодируется  $m$ -разрядным двоичным кодом, а вся строка представляет собой  $r$ -разрядное число в позиционной  $d$ -ичной системе счисления с основанием  $d$ . Перейти на следующий шаг.

5<sup>0</sup>. Из полученных на шаге 4<sup>0</sup> алгоритма  $r$ -разрядных чисел образовать в памяти одномерный массив  $S^k$  размером  $j = \overline{1, n_k}$ . Перейти на следующий шаг.

6<sup>0</sup>. Образовать в памяти суммарный одномерный массив  $S = S + S^k$  для текущего числа учтенных информационных процессов

7<sup>0</sup>. Произвести проверку  $k = M$ . Если да, то перейти на следующий шаг, иначе  $k = k + 1$  и перейти на шаг 2<sup>0</sup>.

8<sup>0</sup>. Отсортировать массив чисел  $S$  по возрастанию, получить отсортированный массив  $\bar{S}$ . Перейти на следующий шаг.

9<sup>0</sup>. Удалить из массива  $\bar{S}$  повторяющиеся числа, получить сокращенный отсортированный массив  $\bar{\bar{S}}$  размером  $j = \overline{1, \bar{n}_k}$  и запомнить массив  $\bar{\bar{S}}$  в качестве машинной репрезентации интегрального шаблона всех легитимных процессов  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$ . Конец алгоритма.

Этап распознавания с использования «жесткого» решающего правила. Вербальное описание алгоритма.

1<sup>0</sup>. Неопознанному информационному процессу  $P^x(t_i), i = \overline{1, N_x}$  поставить в соответствие последовательность событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_x}$ , представленную символами  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$ . Перейти на следующий шаг.

2<sup>0</sup>. Разбить последовательность символов  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$  на строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r, q = \overline{1, n_x}$  равной длины по  $r$  символов в каждой.

Для образования строк использовать скользящее временное окно длиной  $r$  символов с шагом сдвига  $h$  (значение  $h$  соответствует значению, принятому на этапе обучения системы). Перейти на следующий шаг.

3<sup>0</sup>. Представить полученные на шаге 2<sup>0</sup> алгоритма строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r, q = \overline{1, n_x}$   $r$ -разрядными числами, используя двоично- $d$ -ичное кодирование, при котором каждый символ строки кодируется  $m$ -разрядным

двоичным кодом, а вся строка представляет собой  $r$ -разрядное число в позиционной  $d$ -ичной системе счисления с основанием  $d$ . Перейти на следующий шаг.

4<sup>0</sup>. Из полученных на шаге 3<sup>0</sup> алгоритма  $r$ -разрядных чисел образовать в памяти одномерный массив  $X$  размером  $q = \overline{1, n_x}$ . Задать  $q = 0$  и перейти на следующий шаг.

5<sup>0</sup>. Задать  $q = q + 1$  и выбрать из массива  $X$  строку  $X_q$ . Перейти на следующий шаг.

6<sup>0</sup>. Задать  $j = 1$  и выбрать из массива  $\bar{S}$  строку  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r$ . Перейти на следующий шаг.

7<sup>0</sup>. Произвести проверку  $X_q < S_j$ . Если да, то перейти на шаг 14<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

8<sup>0</sup>. Задать  $j = j + 1$  и выбрать из массива  $\bar{S}$  строку  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r$ . Перейти на следующий шаг.

9<sup>0</sup>. Произвести проверку  $S_{j-1} < X_q < S_j$ . Если да, то перейти на шаг 14<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

10<sup>0</sup>. Произвести проверку  $j = \hat{n}_x - 1$ . Если да, то перейти на следующий шаг, иначе перейти на шаг 8<sup>0</sup>.

11<sup>0</sup>. Произвести проверку  $X_q > S_j$ . Если да, то перейти на шаг 14<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

12<sup>0</sup>. Произвести проверку  $q = n_x$ . Если да, то перейти на следующий шаг, иначе – на шаг 5<sup>0</sup>.

13<sup>0</sup>. Информационный процесс  $P^x(t_i)$  считать «своим» и перейти на шаг 15<sup>0</sup>.

14<sup>0</sup>. Информационный процесс  $P^x(t_i)$  считать «чужим» и перейти на следующий шаг.

15<sup>0</sup>. Конец алгоритма.

Этап распознавания с использования «мягкого» решающего правила. Вербальное описание алгоритма.

1<sup>0</sup>. Задать  $\varphi^n, L = 1, L^+ = 1$ . Перейти на следующий шаг.

2<sup>0</sup>. Неопознанному информационному процессу  $P^x(t_i), i = \overline{1, N_x}$  поставить в соответствие последовательность событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_x}$ , представленную символами  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$ . Перейти на следующий шаг.

3<sup>0</sup>. Разбить последовательность символов  $a_1, a_2, \dots, a_{N_x}$  на строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r, q = \overline{1, n_x}$  равной длины по  $r$  символов в каждой. Для образования строк использовать скользящее временное окно длиной  $r$  символов с шагом сдвига  $h$  (значение  $h$  соответствует значению, принятому на этапе обучения системы). Перейти на следующий шаг.

4<sup>0</sup>. Представить полученные на шаге 2<sup>0</sup> алгоритма строки  $X_q = x_1, x_2, \dots, x_r$ ,  $q = \overline{1, n_x}$   $r$ -разрядными числами, используя двоично- $d$ -ичное кодирование, при котором каждый символ строки кодируется  $m$ -разрядным двоичным кодом, а вся строка представляет собой  $r$ -разрядное число в позиционной  $d$ -ичной системе счисления с основанием  $d$ . Перейти на следующий шаг.

5<sup>0</sup>. Из полученных на шаге 4<sup>0</sup> алгоритма  $r$ -разрядных чисел образовать в памяти одномерный массив  $X$  размером  $q = \overline{1, n_x}$ . Задать  $q = 0$  и перейти на следующий шаг.

6<sup>0</sup>. Задать  $q = q + 1$  и выбрать из массива  $X$  строку  $X_q$ . Перейти на следующий шаг.

7<sup>0</sup>. Задать  $j = 1$  и выбрать из массива  $\overline{S}$  строку  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r$ . Перейти на следующий шаг.

8<sup>0</sup>. Произвести проверку  $X_q < S_j$ . Если да, то перейти на шаг 15<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

9<sup>0</sup>. Задать  $j = j + 1$  и выбрать из массива  $\overline{S}$  строку  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_r$ . Перейти на следующий шаг.

10<sup>0</sup>. Произвести проверку  $S_{j-1} < X_q < S_j$ . Если да, то перейти на шаг 15<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

11<sup>0</sup>. Произвести проверку  $j = n_s - 1$ . Если да, то перейти на следующий шаг, иначе перейти на шаг 9.

12<sup>0</sup>. Произвести проверку  $X_q > S_j$ . Если да, то перейти на шаг 14<sup>0</sup>, иначе перейти на следующий шаг.

13<sup>0</sup>. Произвести проверку  $q = n_x$ . Если да, то перейти на следующий шаг, иначе  $L = L + 1$  и перейти на шаг 5<sup>0</sup>.

14<sup>0</sup>. Информационный процесс  $P^x(t_i)$  считать «своим» и перейти на шаг 15<sup>0</sup>.

15<sup>0</sup>. Вычислить  $L = L + 1$ ,  $L^+ = L + 1$ ,  $\varphi = L^+/L$ . Произвести проверку  $\varphi > \varphi^n$ . Если да, то информационный процесс  $P^x(t_i)$  считать «чужим» и перейти на следующий шаг, иначе на шаг 7<sup>0</sup>.

16<sup>0</sup>. Конец алгоритма.

Вычислительная сложность АОО с полным перебором. На стадии обучения наиболее емкими операциями будут:

$O_1$  – операции формирования из  $k = M$  последовательностей  $N_k$ , образующих суммарную последовательность

$$N_M = \sum_{k=1}^M N_k,$$



интегрального шаблона «своих» информационных процессов в виде одномерного массива, состоящего из  $n_M$  строк длины  $r$ :

$$n_M = \left\lfloor \frac{N_M - r}{h} + 1 \right\rfloor;$$

$O_2$  – операции формирования из одномерного массива  $n_M$  строк длины  $r$  одномерного массива  $S_n$   $r$ -разрядных чисел, представленных в позиционной двоично- $d$ -ичной системе счисления;

$O_3$  – операции сортировки одномерного массива  $S_n$   $r$ -разрядных чисел по возрастанию с получением упорядоченного одномерного массива  $\overrightarrow{S_n}$ ;

$O_4$  – операции удаления возможных дубликатов чисел в массиве  $\overrightarrow{S_n}$  и новое индексирование элементов массива с получением сокращенного упорядоченного массива  $\overline{\overrightarrow{S_n}}$ ;

$O_5$  – операции разбиения элементов массива  $r$ -разрядных чисел на поддиапазоны  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ .

На стадии распознавания из числа наиболее емкими операциями будут:

$O_1$  – операции формирования из последовательности  $N_x$  неизвестного информационного процесса одномерного массива, состоящего из  $n_x$  строк длины  $r$ :

$$n_x = \left\lfloor \frac{N_x - r}{h} + 1 \right\rfloor.$$

$O_2$  – операции формирования из одномерного массива  $n_x$  строк длины  $r$  одномерного массива  $X_{n_x}$   $r$ -разрядных чисел, представленных в позиционной двоично- $d$ -ичной системе счисления;

$O_3$  – операции проверки попадания чисел массива  $X_{n_x}$  в поддиапазоны  $\delta_i, i = \overline{1, n_\delta}$ .

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 12-07-00081-а

### Литература:

1. Брюхомицкий Ю.А. Выявление нелегитимных информационных процессов с помощью иммунологического алгоритма отрицательного отбора / Материалы Всероссийской научной конференции «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» (Системотехника-2012»). – Таганрог: 2012.



## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИЁМА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С QAM

И.В. Бессонов, М.Н. Веренич

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Рассмотрена Simulink-модель устройства, обеспечивающего помехоустойчивость оптимального когерентного приема сигналов QAM-16*

Повсеместное развитие цифровых беспроводных сетей и технологий приводит к неуклонному повышению требований к их эффективности – скорости передачи, надежности, помехоустойчивости в условиях дефицита частотных и энергетических ресурсов. Одним из путей повышения эффективности радиосистем является применение сложных (широкополосных) сигналов и новых методов модуляции. К таким методам относится мультиплексирование ортогональных поднесущих (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), нашедшее применение в беспроводных сетях WIFI и WIMAX, проводных системах xDSL, системах цифрового телевидения DVB и прочее. В этом случае суммарный сигнал образуется из множества разнесенных по частотному спектру отдельных узкополосных сигналов. Применение OFDM сигнала обеспечивает наивысшую спектральную эффективность (скорость передачи данных в одном Герце полосы частотного спектра), возможность работы вне прямой видимости, наивысшие энергетические параметры связи, обеспечивающие высокую дальность связи, возможность эффективного обслуживания мобильных абонентов. Высокая спектральная эффективность системы достигается за счет распределения передачи информации по параллельным подканалам поднесущих сигнала OFDM. Важнейшим отличием OFDM технологии от простого разделения радиосигнала по нескольким параллельным частотным каналам является ортогональность поднесущих в групповом спектре OFDM сигнала. Вторым ключевым преимуществом OFDM сигнала является возможность эффективной работы канала связи в условиях отсутствия прямой видимости между базовой станцией и абонентским терминалом. Сети фиксированного WiMAX являются реализацией технологии широкополосного беспроводного доступа BroadbandWirelessAccess (BWA) стандарта IEEE 802.16-2004. Основное предназначение данных сетей – это оказание услуг корпоративным и индивидуальным абонентам по высокоскоростной и высококачественной беспроводной передаче данных, голоса и видео на расстояния в несколько десятков километров. [1]

Широкополосные OFDM радиосигналы WiMAX систем достаточно устойчивы к воздействию узкополосных промышленных помех. OFDM

радиосигналы систем WiMAX с большим количеством поднесущих устойчивы к замираниям, вызванным многолучевым распространением радиоволн.

OFDM сигнал формируется следующим образом. Высокоскоростная последовательность импульсов сообщения первоначально делится на множество параллельных цифровых потоков импульсов большей длительности. Каждая вновь образованная последовательность импульсов модулирует заданным образом свою поднесущую. В зависимости от требуемой дальности скорости передачи может использоваться либо фазовая модуляция либо амплитудно-фазовая (QAM). Полученное множество модулированных колебаний с помощью частотного мультиплектора объединяется в совокупность разделенных по частоте ортогональных каналов ( поднесущих), образуя единый широкополосный сигнал. Далее цифровой сигнал с множеством поднесущих преобразуется с помощью цифроаналогового преобразователя в аналоговый радиосигнал и передается по беспроводному каналу связи.

Таким образом, распространенность сигналов с QAM делает актуальной задачу оценки потенциальной помехоустойчивости их приема. Известно, что расчет помехоустойчивости оптимального приема для эквидистантных сигналов не представляет труда. Для неэквидистантных сигналов, расстояние между которыми различно, задача является более сложной, а вычисления довольно громоздкими. Примеры расчета помехоустойчивости QAM сигналов можно найти в статьях [2]-[3].

В частности, в работе[4] синтезирована следующая схема демодулятора QAM-16 (см.рис.1).

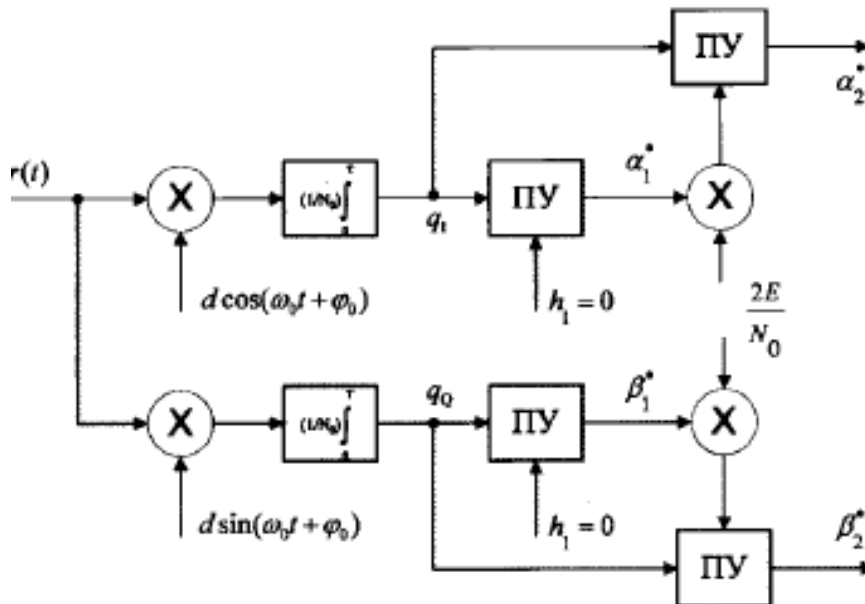


Рисунок 1 – Схема демодулятора QAM-16

Там же проведен анализ помехоустойчивости оптимального когерентного приема сигналов QAM-16 и приведены графики, рассчитанные по полученным формулам.

Целью настоящей работы является экспериментальная проверка соответствия помехоустойчивости приемника, приведенного на рис.1, потенциальной. Эксперимент проводился в форме имитационного моделирования в среде программного пакета Matlab/Simulink.

Функциональная схема модели в элементах библиотеки Simulink приведена на рис.2.

Схема включает две группы узлов, первая из которых осуществляет генерацию тестовых сигналов и шума, а вторая – имитирует приемник в соответствии с рис.1 и осуществляет обнаружение и подсчет количества ошибок.

Генератор сигналов передаваемого сообщения включает имитатор источника сообщения на основе четырехразрядного двоичного счетчика, обеспечивающий равномерный поток передаваемых символов, а так же квадратурный модулятор, формирующий сигнал QAM-16. В дальнейшем к сигналу добавляется аддитивный квазибелый Гаусов шум и полученная смесь подается на приемник.

Приемник реализует алгоритм в соответствии с рисунком 1, принятое сообщение сравнивается с переданным, несовпадения подсчитываются и их относительная частота используется в качестве оценки вероятности ошибочного приема.

Результаты моделирования приведены на рисунке 3, где по горизонтальной оси отложено энергетическое отношение сигнал/шум, а по вертикальной – вероятность ошибочного приема сигнала.

Полученные результаты соответствуют теоретически рассчитанным в работе [4], таким образом, приемник, изображенный на рисунке 1 имеет помехоустойчивость, близкую к потенциальной.

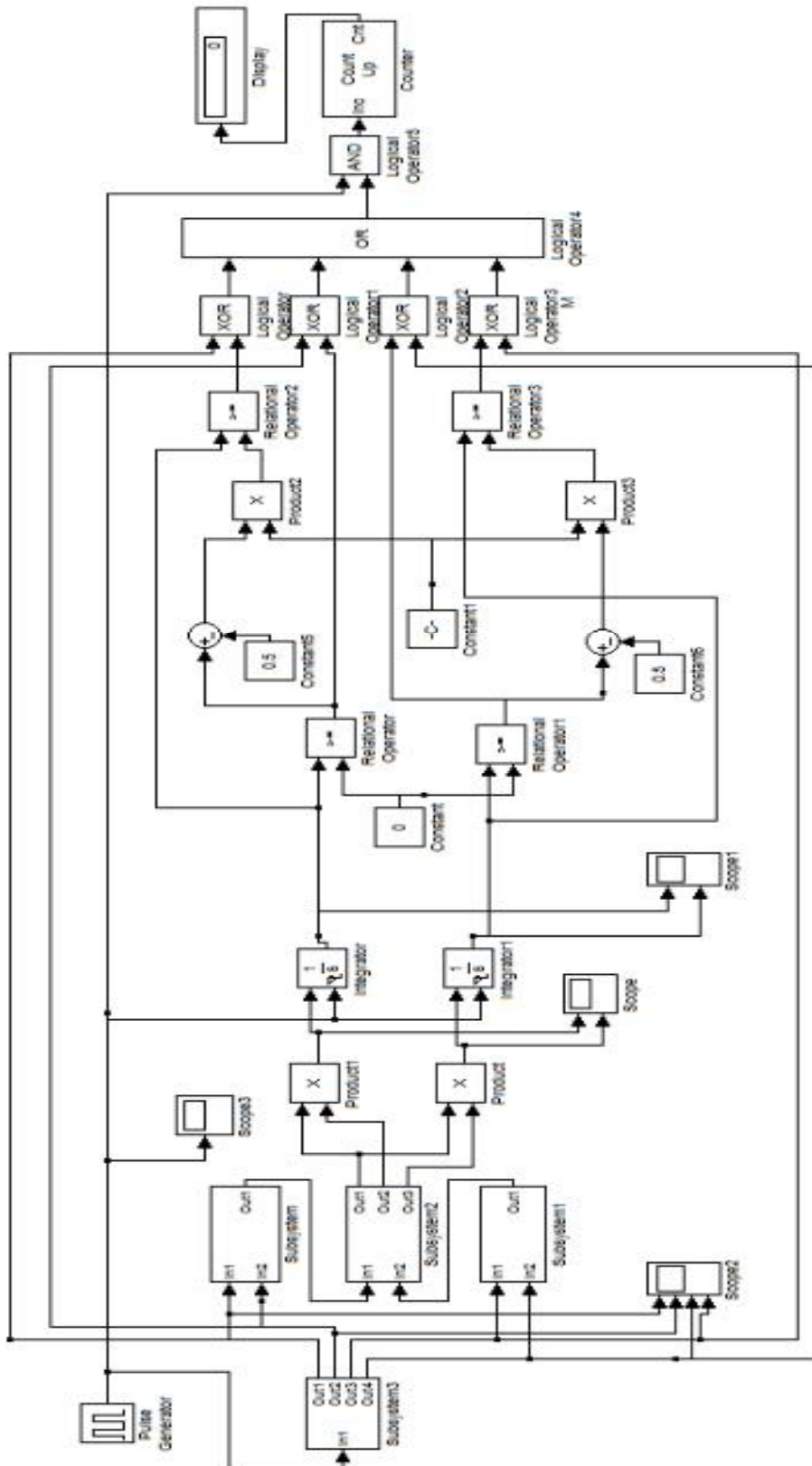


Рисунок 2 – Схема формирования и приема QAM – 16 сигнала в среде Simulink

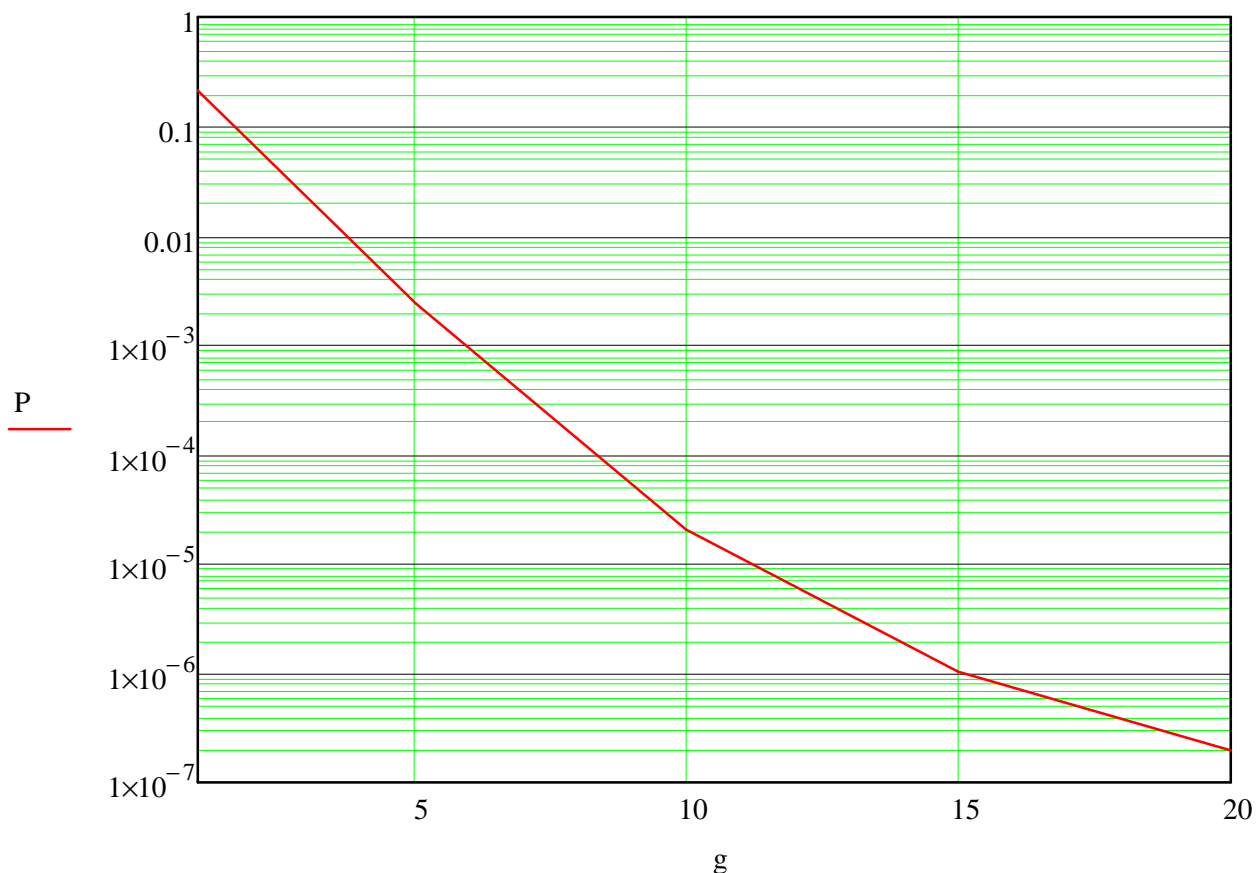


Рисунок – 3 Оценка вероятности ошибочного приема

### Литература:

1. Васильев В.Г. Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004 Юнидата 2009
2. Алехин В.А., Шеболков В.В. Помехоустойчивость сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией Известия ЮФУ Технические науки, 2009, том 90, выпуск 1с. 7-14
3. Мартиросов В.Е. Когерентные алгоритмы посимвольного приема сигналов QAM Электросвязь. - 2007. - N 1. - С. 47-51.
4. Мартиросов В.Е., Рамирес Агилар Х.А. Помехоустойчивость когерентного приема сигналов QAM Электросвязь. - 2007. - N 5. - С. 44-48

## ИНДИКАТОР УРОВНЯ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ

А. А. Симонян

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета, каф. РТС,  
Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)*

*Рассмотрена практическая реализация устройства, обеспечивающего индикацию уровня СВЧ излучения сотового телефона*

Принятый антенной WA1 сигнал поступает на усилитель. Схема усилителя с ОЭ на транзисторе VT1 выбрана не случайно, ибо только в таком режиме можно получить максимальный коэффициент усиления. Дроссель L1 уменьшает низкочастотные, в том числе сетевые наводки. Фильтры собранные на конденсаторах C1 и C3 также ослабляют наводки. В виду того, что устройство является универсальным (предполагается использование индикатора с различными СВЧ устройствами), то необходимо уберечь входной тракт усилительного каскада от мощных сигналов. С этой задачей справляются диоды VD1 и VD2. Усиленный сигнал через конденсатор C5 поступает на детектор на германиевых диодах VD4, VD5.

После детектора на конденсаторе C7 выделяется постоянное напряжение, значение которого пропорционально напряженности поля. Для регулировки чувствительности индикатора воспользуемся резистором R3. Узел индикации выполнен на микросхеме ВА6137, представляющий собой компаратор (в зависимости от напряжения на входе получаем соответствующие напряжения на выходе тем самым включается выборка из 5 светодиодов). Устройство питается напряжением 3В от батареи из двух гальванических элементов типоразмера ААА. Так как предполагается использование устройства в домашних условиях, то необходимо защитить устройство неправильного питания, для этого поставим диод VD3. Антенна WA1 — складная телескопическая. Чувствительность прибора можно регулировать, изменяя ее длину. Все детали индикатора размещены на печатной плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита. В виду того, что в СВЧ диапазоне большую роль играет экранировка, то было решено на обратной стороне платы фольгу сохранить тем самым создать так называемый экран. Для упрощения печатной платы используем экран в качестве общего провода, к которому будут припаиваться заземляемые выводы. Небольшие участки фольги удалены лишь вокруг монтажных отверстий для остальных выводов. Для увеличения рабочей частоты прибора предлагается в место биполярного транзистора использовать полевой. Дроссель L1 – ДМ-0,1 индуктивностью 30 мкГн. При налаживании индикатора подборкой резистора R1 устанавливают напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT1 должно быть равным половине питающего напряжения, т.е. равным 1,5 В. Больше

существенных наладок устройство не требует. Работает сразу после включения(при правильном монтаже и заведомо исправных деталях). Если индикатор используется для проверки и настройки передатчика, его располагают недалеко от передающей антенны. Расстояние между ними и длину штыря-антенны индикатора подбирают такими, при которых светодиоды наилучшим образом реагируют на изменение излучаемой мощности.

Основные технические характеристики устройства следующие: диапазон рабочих частот (40÷1200) МГц; чувствительность прибора при измерении частоты на краях диапазона (40 МГц, 1200 МГц) не хуже 8 мВ.

Схема электрическая принципиальная приведена на рис.1

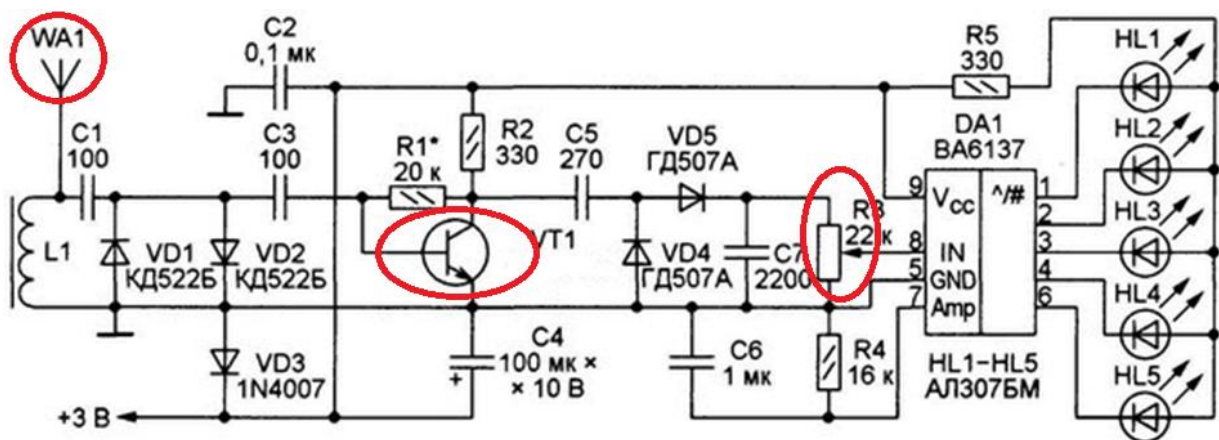


Рисунок 1 – Схема электрическая принципиальная детектора СВЧ излучения

Экспериментально полученные выводы следующие:

∅ Максимальное излучение приходится во время включения и выключения устройства.

∅ В выключенном состоянии сотовый телефон излучает с периодичностью 30-40 минут.

∅ Многочисленные видеозаписи о том, что при помощи излучения мобильного телефона можно приготовить попкорн также не оставили меня без внимания. Экспериментально было установлено, что никакое излучение сотового телефона не может приготовить попкорн.

∅ Еще меньшим излучением обладают пульты дистанционного управления сигнализацией автомобиля.

Н раис.2 приведен внешний вид устройства, а на рис.3 – печатная плата внутри корпуса детектора СВЧ излучения.



Рисунок 2 – Внешний вид детектора СВЧ излучения



Рисунок 3 – Печатная плата детектора СВЧ излучения

### Литература:

А.А.Симонян Индикатор уровня излучения сотового телефона – Удостоверение на рационализаторское предложение. Муниципальное образовательное учреждение "Центр технического творчества" Ставропольский край, г.Изобильный, 2010 г.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, А.В. Максимов, Е. С. Шведова ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА С П – РЕГУЛЯТОРОМ.....	5
Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, А.В. Максимов, Е. С. Шведова ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА С ПИ – РЕГУЛЯТОРОМ.....	14
А.П.Горбенко, Н.А. Колесников ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАКЕТА LABVIEW ДЛЯ АНАЛИЗА ХАРАКТЕРИСТИК КОДА РИДА-СОЛОМОНА.....	22
А. П.Самойленко, Д. Е.Рудь МОДЕЛЬ МНОГОКАНАЛЬНОГО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА С ГРУППОВЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ НЕОРДИНАРНОГО ПОТОКА ЗАЯВОК .....	25
О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ .....	34
О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦЫ ЯКОБИ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА.....	42
Н.К.Полуянович, М.А.Соловьёв АЭРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ МИКРОКЛИМАТА В САЛОНЕ ЛЕГКОВОГО АВТОМОБИЛЯ .....	49
Н.К.Полуянович, М.А.Соловьёв МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОНВЕКТИВНОГО ТЕПЛООБМЕНА В САЛОНЕ АВТОМОБИЛЯ .....	57
А.А.Колесников, С.А. Полосинов ТЕХНОЛОГИИ КОНСТРУИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КРИТЕРИЕВ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ В ЗАДАЧАХ ПРИНЯТИЯ И ПОДДЕРЖКИ РЕШЕНИЙ.....	65
Ю.А. Геложе, В.В. Петренко ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИГНАЛА МОДУЛИРОВАННОГО С МИНИМАЛЬНЫМ СДВИГОМ.....	72
Ю.А. Геложе, В.В. Петренко К ВОПРОСУ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЧМ-СИГНАЛА НА ПЛИС .....	79
В.Т.Корниенко МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ.....	86
В.М.Федоров, Д.П.Рублев СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ РАБОТЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С КЛАВИАТУРОЙ.....	93
А.В.Шеверева ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПА РАБОТЫ ЛИНЕЙНОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ДВУХПОЗИЦИОННОГО ИЗВЕЩАТЕЛЯ.....	99
А.К. Шиллов ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕВОДА ТЕРМИНОЛОГИИ ПО ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ С АНГЛИЙСКОГО ЯЗЫКА НА РУССКИЙ ЯЗЫК.....	102

В.А. Алехин, Д.Э. Рубайло О КОРРЕКТИРУЮЩИХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ИНВЕРСНОГО КОДА.....	111
Ю.А. Брюхомицкий ВЫЯВЛЕНИЕ НЕЛЕГИТИМНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ С ПОМОЩЬЮ ИММУНОЛОГИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ОТБОРА.....	117
Ю.А. Брюхомицкий, С.Б. Гончаров МОДИФИКАЦИИ ИММУНОЛОГИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ОТБОРА ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЬЮТЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ.....	126
И.В. Бессонов, М.Н. Веренич МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИЁМА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С QAM.....	137
А. А. Симонян ИНДИКАТОР УРОВНЯ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ.....	142

Научное издание

Всероссийская научная конференция  
«ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2012")»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

Формат 60 x 80 1/16. Бумага офсетная.  
Печать трафаретная. Усл. п. л. - 9,125

Заказ № 4. Тираж 100 экз.  
«С»

---

Издатель Ступин А.И.  
Россия, Ростовская обл., г. Таганрог, пер. Лермонтовский, 25  
тел./факс 8(8634)311-288