

ISSN 1818-0442

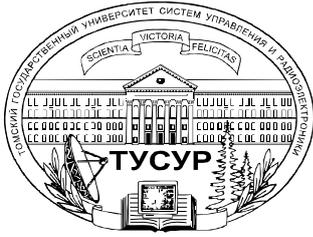
Доклады ТУСУРа. №2(28), 2013

# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

2(28) • 2013





Министерство образования и науки Российской Федерации

## ДОКЛАДЫ ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

2(22) • июнь 2013

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

**Гл. редактор:**  
Ю.А. Шурыгин

**Зам. гл. редактора:**  
А.В. Кобзев  
А.А. Шелупанов

**Редакционный совет:**  
Л.А. Боков  
А.Г. Буймов  
Ю.П. Ехлаков  
А.М. Корилов  
Е.М. Окс  
И.Н. Пустынский  
В.Н. Татаринев  
С.М. Шандаров  
Г.С. Шарыгин

**Ответственный секретарь:**  
В.Н. Масленников

**Адрес редакции:**  
634050, г. Томск,  
пр. Ленина, 40, ТУСУР,  
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство  
о регистрации МНС РФ  
1027000867068  
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648  
в каталоге Агентства  
«Роспечать»: газеты и журналы

**Издательство  
Томского государственного  
университета систем управления  
и радиоэлектроники**  
634050, Томск, пр. Ленина, 40,  
тел. (3822) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен  
и отпечатан тираж  
в ООО «Издательство В-Спектр»  
Техн. редактор В.М. Бочкарева  
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 24.06.2013.  
Формат 60×84 1/8.  
Усл. печ. л. 13,4  
Тираж 500. Заказ 37.

### Содержание

#### ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

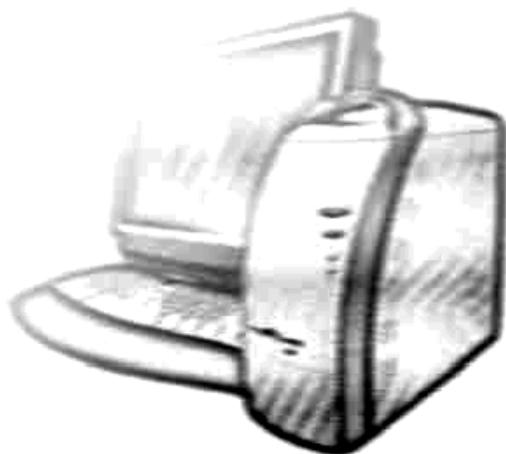
- Аникин А.С., Денисов В.П., Колядин Н.А., Крутиков М.В.**  
Анализ зависимости разности фаз на антеннах фазового радиопеленгатора от ориентации направленной антенны источника радиоизлучения в условиях пересеченной местности ..... 5
- Громов В.А.**  
Поляризационные искажения сигналов бокового излучения наземной РЛС X-диапазона при приеме на космическом аппарате ..... 14
- Новиков А.В.**  
Метод сжатия цифровых данных широкополосного радиолокатора ..... 21
- Привалихин И.И., Авдоченко Б.И.**  
Фотоприемник для исследования характеристик полупроводниковых светодиодов в динамическом режиме ..... 26
- Самуилов А.А., Черкашин М.В., Бабак Л.И.**  
Методика «визуального» проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок ..... 30
- Лазько М.А., Семенов Э.В.**  
Способ регистрации откликов объекта для повышения чувствительности сверхширокополосного нелинейного измерителя характеристик цепей ..... 40
- Карабан В.М., Сухоруков М.П.**  
Исследование и выбор закона автоматического регулирования температуры гибридно-интегральных схем на основе математического моделирования ..... 46
- Гончарова Ю.С., Гарипов И.Ф., Солдаткин В.С.**  
Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность ..... 51
- Горяшин Н.Н., Сидоров А.С.**  
Использование квазирезонансного преобразователя напряжения для светодиодного источника света большой мощности ..... 54
- Аристов А.В., Нагорный В.О.**  
Управление двухфазным асинхронным двигателем в оптико-механических системах со сканированием ..... 60
- Зотов Л.Г., Зиновьев Г.С.**  
Электронные трансформаторы на основе высокочастотных резонансных структур с переключаемыми конденсаторами ..... 64
- Боровиков Ю.С., Кобзев А.В., Семенов В.Д., Сулайманов А.О., Темчук А.И., Федотов В.А.**  
Усилители сигналов для моделей реального времени ..... 70
- Носов Г.В., Трофимович К.А.**  
Расчет сопротивлений и индуктивностей экранированного трехфазного шинпровода ..... 81
- Красненко Н.П.**  
Приземное распространение звуковых волн в атмосфере ..... 86

#### УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

- Катаев М.Ю., Корилов А.М., Мкртчян В.С.**  
Концепция электронного образования на основе технологии Avatar ..... 95
- Жуковский О.И., Гриценко Ю.Б.**  
Особенности создания системы информационной безопасности веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры ..... 101

<b>Конев А.А., Давыдова Е.М.</b>	
Подход к описанию структуры системы защиты информации .....	107
<b>Кирсанов С.В.</b>	
Метод оценки угроз информационной безопасности АСУ ТП газовой отрасли .....	112
<b>Кирсанов С.В.</b>	
Защита информационной технологии удаленного управления объектами газотранспортной системы .....	116
<b>Хоанг К.В., Тузовский А.Ф.</b>	
Решения основных задач в разработке программы поддержки безопасности работы с семантическими базами данных .....	121
<b>Шумская А.О.</b>	
Выбор параметров для идентификации искусственно созданных текстов .....	126
<b>Суранова Д.А., Тиунов С.Д., Мещеряков Р.В.</b>	
Численная реализация эффективного доступа в биллинговой системе с использованием голосового интерфейса.....	129
<b>Прищепа М.В., Ронжин А.Л.</b>	
Модели интерактивного взаимодействия с подвижным информационно-навигационным комплексом .....	136
<b>Урзов А.Ю., Варлатая С.К.</b>	
Модель защищенной информационной системы на основе автоматизации процессов управления и мониторинга угроз безопасности .....	142
<b>Сучкова Л.И., Якунин А.Г.</b>	
Метод $\epsilon$ -областей оценки состояния объекта контроля в линейном приближении модельной функции .....	147
<b>Дымченко А.Н., Оферкин А.И., Федотов Н.М.</b>	
Модифицированный метод деформируемой модели для автоматической сегментации левого предсердия на томографических изображениях .....	152
<b>Разин В.В., Тузовский А.Ф.</b>	
Представление знаний о времени с учётом неопределённости в онтологиях Semantic Web.....	157
<b>Иванов К.И.</b>	
Определение вида кривой жизненного цикла образовательной услуги на основе использования теории нечетких множеств .....	163
<b>Ахаев А.В.</b>	
Алгоритм оценивания функционального наполнения программных продуктов на основе нечеткого логического вывода .....	169
<b>Рабинович Е.В., Туркин А.С., Новаковский Ю.Л.</b>	
Спектральная фильтрация сейсмических сигналов, возникающих при гидравлическом разрыве пласта .....	175
<b>Газизов Т.Т., Нетесова О.С., Стась А.Н.</b>	
Модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс школы.....	180

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**



УДК 621.396.663

А.С. Аникин, В.П. Денисов, Н.А. Колядин, М.В. Крутиков

## Анализ зависимости разности фаз на антеннах фазового радиопеленгатора от ориентации направленной антенны источника радиоизлучения в условиях пересечённой местности

Приводятся экспериментальные зависимости разности фаз сигналов, принятых на разнесенные антенны, от углового положения направленной антенны источника радиоизлучения по отношению к пункту приёма, полученные на наземных трассах. Причины возникновения характерных особенностей этих зависимостей выясняются путем цифрового моделирования процессов на трассе распространения.

**Ключевые слова:** разность фаз, аномальные ошибки, диаграмма направленности, коэффициент деполаризации, отражения радиоволн.

В статье обобщаются результаты экспериментальных исследований пространственно-временных искажений сантиметровых радиоволн на приземных трассах, выполненных в НИИ РТС ТУСУРа в 2004–2010 гг. Одной из прикладных целей этих исследований явилась оценка достижимой точности пеленгования фазовым методом импульсного источника радиоизлучения с направленной сканирующей антенной. Постановка задачи не нова. В частности, подобные работы проводились в г. Томске еще в шестидесятые годы прошлого века [1]. В них выполнялись исследования параметров импульсного сигнала, принятого согласованными по полосе приёмниками, по основному и первым боковым лепесткам диаграммы направленности источника излучения. В течение одного принятого импульса выполнялось не более одного измерения. Отличительной особенностью анализируемых в данной работе измерений является то, что полоса приёмника была увеличена в 6–8 раз по сравнению с согласованной при достижении чувствительности, позволяющей регистрировать дальние боковые лепестки диаграммы направленности антенны источника излучения. Измерения выполнялись практически мгновенно с тактом 10–12 нс, что позволило выявить амплитудные и фазовые искажения сигналов, происходящие в течение короткого радиолокационного импульса.

Измерения проводились вблизи г. Томска на трассах протяженностью от 1 до 30 км. Аппаратура и методика проведения измерений коротко изложены в статьях [2, 3]. Источником излучения служила импульсная РЛС трёхсантиметрового диапазона с длительностью импульса 0,3 мкс, работавшая в режиме кругового обзора или в «наведенном режиме», а приемная антенная система представляла собой два комплекта пирамидальных рупоров, каждый из которых образовывал две «параллельные» [4] фазометрические базы: малую (МБ),  $l_1 = 18$  см, и большую (ББ),  $l_2 = 90$  см. Один комплект был предназначен для приема сигналов вертикальной поляризации, другой – горизонтальной. Ширина диаграмм направленности рупоров в горизонтальной плоскости –  $10^\circ$  по уровню 0,5. Антенны с разной поляризацией приема располагались одна под другой.

Будем далее пользоваться обозначениями, принятыми в статье [2].

Известны как теоретические, так и экспериментальные работы, посвященные изучению статистических характеристик сигналов при работе по источникам с вращающейся антенной. Теоретическое рассмотрение проведено А.Г. Буймовым и Г.С. Шарыгиным на основании замены статистически однородной среды распространения хаотическим фазовым экраном, расположенным поперек трассы [5]. Показано, что математическое ожидание разности фаз сигналов  $m_1\{\varphi\}$ , принимаемых разнесенными антеннами по основному излучению, можно в первом приближении считать линейной функцией угла отворота антенны передатчика от направления на приёмное устройство  $\theta$ , причём  $m_1\{\varphi\} = 0$ , если  $\theta = 0$ , а дисперсия разности фаз обратно пропорциональна значению ДНА РЛС по мощности.

Ю.П. Акулиничев в статье [6] показал, что фаза пространственной корреляционной функции сигналов, прошедших статистически однородную случайную среду, линейно зависит от отворота направленной антенны передатчика от направления на пункт наблюдения. Следовательно, линейной зависимости подчиняется и средняя разность фаз сигналов, принятых на разнесенные поперек трассы антенны. Вывод сделан в предположении, что диаграмма направленности передающей антенны имеет вид гауссоиды, так что полученный результат относится только к работе по основным лепесткам диаграмм направленности реальных антенн.

На закрытых приземных трассах большую роль в формировании поля в месте приёма играет дифракция радиоволн на закрывающих препятствиях. Теоретически показано, что если закрывающий гребень со статистически неровным краем расположен поперек трассы «передатчик-приемник» и имеет в среднем одинаковую высоту, то средняя разность фаз на разнесенных приемных антеннах изменяется линейно с отворотом направленной передающей антенны от направления на приёмный пункт, а дисперсия фазовых флуктуаций возрастает по экспоненциальному закону [7]. Вычисления проведены для гауссовой диаграммы направленности передающей антенны, так что полученные результаты относятся только к работе по главным лепесткам ДН реальных антенн.

Экспериментальные исследования в сантиметровом диапазоне показали, что действительно на наземных трассах в ряде случаев средняя разность фаз линейно зависит от отворота направленной передающей антенны от направления на приемник в пределах главного лепестка диаграммы направленности излучающей антенны [7].

Представляет интерес также работа [8], где азимутальные погрешности пеленгования, возникающие вследствие дифракции радиоволн на полубесконечном непрозрачном экране, оцениваются путем расчётов на ЭВМ. Считается, что источник излучения точечный, а экран расположен посередине трассы и может быть по-разному ориентирован в горизонтальной плоскости относительно линии «передатчик–приёмник», а его верхняя граница может быть наклонена к горизонту. Показано, что в этих условиях азимутальные ошибки существенно зависят от высоты экрана и, в частности, при ее изменении могут изменять знак. Поэтому на реальных закрытых трассах, где как пространственная ориентация препятствий, так и их наклон произвольны, можно ожидать значительно более сложную зависимость разности фаз от угла отворота антенны передатчика, чем линейную.

Прежде чем перейти к обобщениям, приведем примеры зависимости амплитуды сигнала в одном из каналов приема и разностей фаз на разнесенных антеннах от углового положения антенной системы РЛС, построенные по измерениям в разные моменты времени от «начала импульса». Подобные диаграммы, полученные на трассах протяженностью 16,4 и 29 км, приведены в нашей статье [2]. Имея в виду, что заинтересованный читатель может обратиться к указанной статье, приведем диаграммы для иной трассы. Протяженность этой трассы, идентифицируемой далее как «Смокотино 0», 19 км.

На рис. 1 приведены диаграммы, полученные при согласованной вертикальной поляризации приема, когда измерения по каждому импульсу проводились в моменты времени, отстоящие на 154 нс от его «начала» (рис. 1, а, б) или 22 нс (рис. 1, в, г).

На рис. 2 приведены диаграммы, снятые одновременно с изображенными на рис. 1, а, б, но при горизонтальной поляризации приема.

Из рис. 1 видно, что как зависимости амплитуды, так и разности фаз принимаемых сигналов от положения антенны излучателя существенно зависят от задержки моментов измерений относительно начала импульса. Чем дальше отстоит момент измерения от начала импульса, тем сильнее изрезаны амплитудная и разностно-фазовая диаграммы, что связано с ростом количества принимаемых отражений. Искажения диаграмм проявляются уже в момент обнаружения импульса по превышению порога (минимальное фиксируемое время 10 нс от начала импульса). На трассах протяженностью 16–30 км наиболее заметные изменения диаграмм происходят в первые 100–200 нс длительности импульса. На открытой трассе протяженностью около 1 км наиболее сильные изменения зафиксированы в первые 40–50 нс [9].

Изменчивость диаграмм является следствием изменения огибающей и разности фаз в течение импульса. На рис. 3 приведены примеры изменения огибающей и разности фаз в течение импульса в главном и боковом лепестках амплитудной диаграммы. Угловые положения передающей антенны, при которых получены приведённые импульсы, помечены на рис. 1, а вертикальными линиями.

В типовых случаях, примером которых является рис. 3, разность фаз в главном лепестке изменяется незначительно (на единицы-десятки градусов), а в боковых лепестках – на десятки, а иногда и сотни градусов, причем это изменение может происходить как плавно, так и скачком.

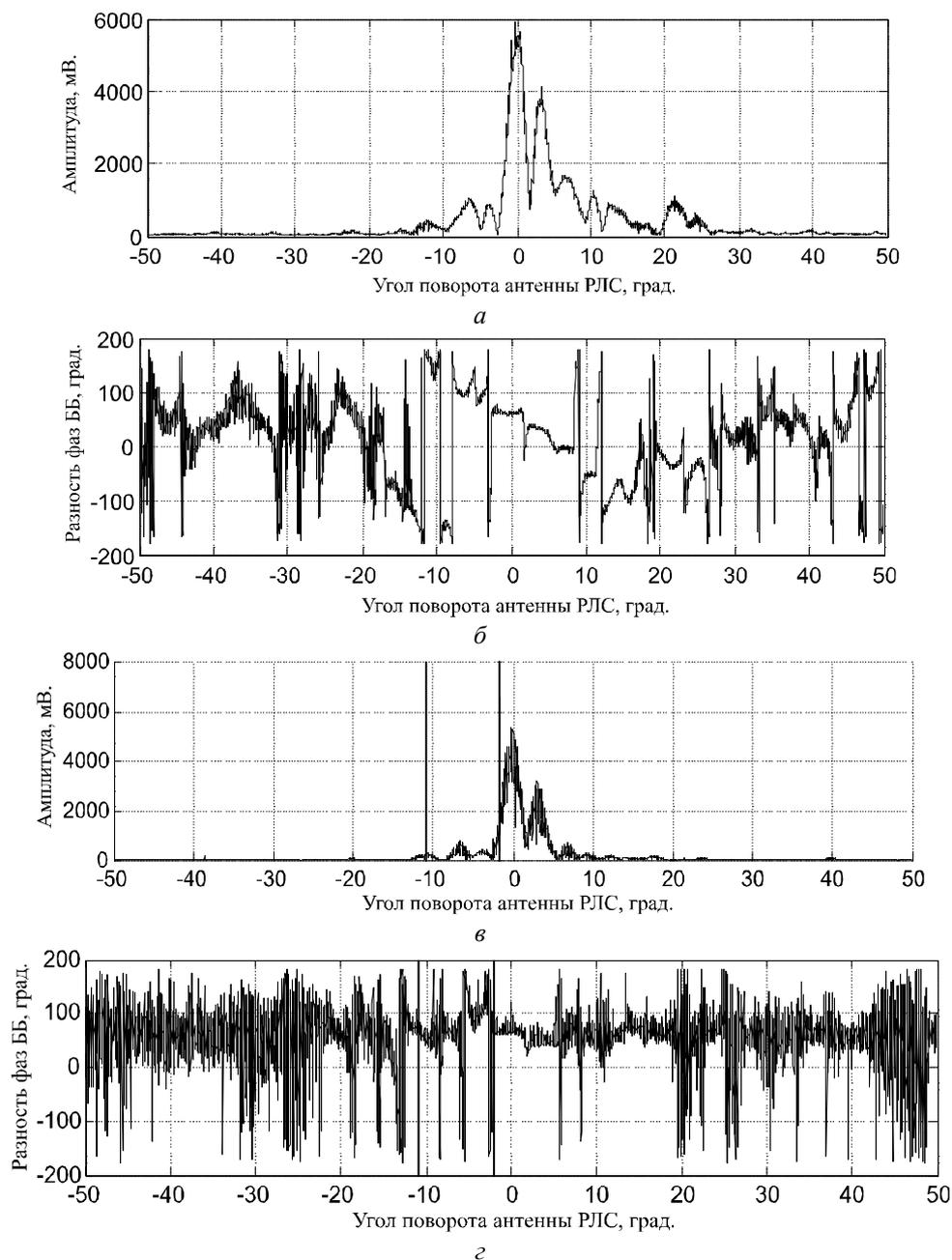


Рис. 1. Зависимости амплитуды и разности фаз на большой базе от угла поворота антенны передатчика, «Смокотино 0» файл F0005\_00, 09.2010, вертикальная поляризация излучения и приема: а и б – 154 нс от «начала импульса»; в и г – 22 нс от «начала импульса»

Огибающая импульсов при приеме по основному излучению РЛС в главном лепестке ДНА близка к трапециевидной. Ее длительность приблизительно соответствует длительности излучения. При приеме сигналов по боковым лепесткам «кажущейся» [10, 11] ДНА РЛС импульс растягивается на 200 и более наносекунд, что наблюдалось и на короткой открытой трассе [9]. После окончания штатной длительности импульса принимаются только переизлучённые сигналы. Их «углы прихода», рассчитанные по результатам измерений на малой и большой базах, лежат в тех же пределах, что и измеренные в пределах штатной длительности импульса по боковым лепесткам «кажущейся» ДНА РЛС.

Из рис. 3 видно, что в пределах первых ста наносекунд импульса разность фаз, измеренная по боковому излучению, близка к измеренной в главном лепестке. В дальнейшем она изменяется приблизительно на  $100^\circ$ .

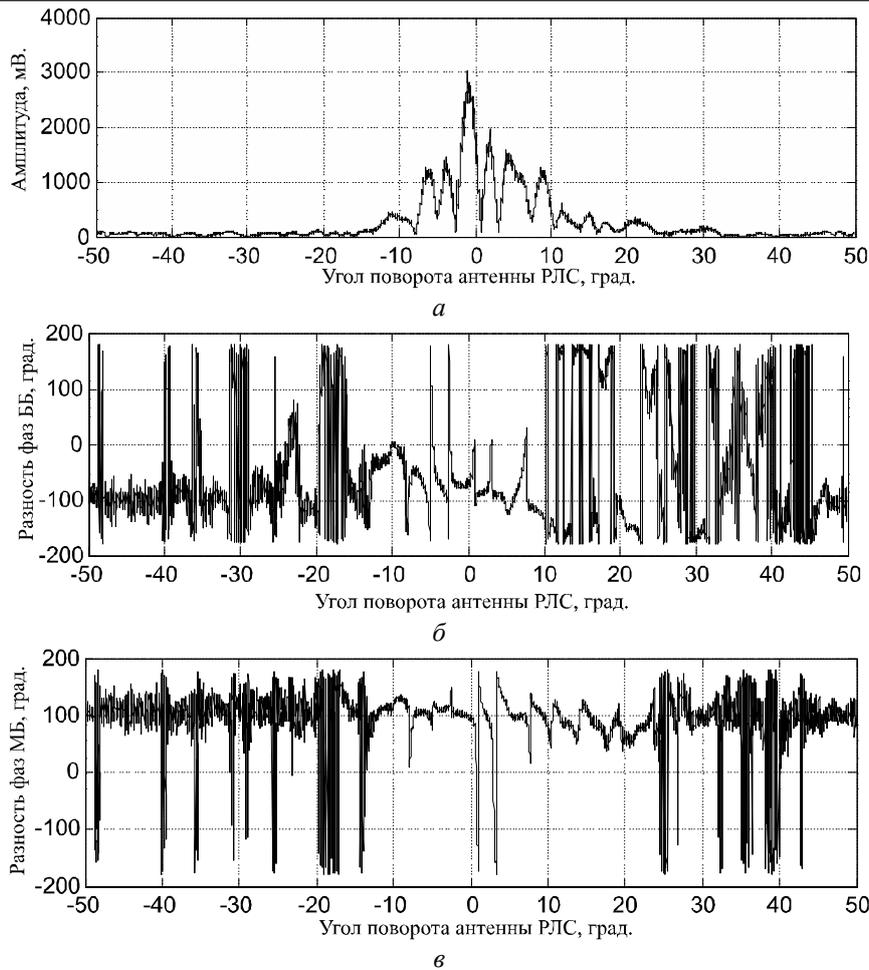


Рис. 2. Зависимости амплитуды – *а* и разности фаз на большой – *б* и малой – *в* базе от угла поворота антенны передатчика, «Смокотино 0» файл F0005\_00, 09.2010, вертикальная поляризация излучения, горизонтальная поляризация приема, 154 нс от «начала импульса»

В целом зависимость разности фаз от углового положения антенны РЛС имеет характер случайного процесса как на малой, так и на большой базах.

Однако можно выделить некоторые общие закономерности.

1. При измерениях в пределах главного лепестка «кажущейся» ДНА ИРИ разность фаз может оставаться постоянной или изменяться по закону, близкому к линейному, как предсказывает теория распространения радиоволн в статистически однородных средах. Вид закона зависит от типа трассы и времени измерения относительно момента прихода прямого сигнала. Угол наклона аппроксимирующей прямой может иметь тот или иной знак.

Близкое к линейному («квазилинейное») изменение разности фаз наблюдается и в максимумах боковых лепестков «кажущейся» ДНА РЛС, там, где отношение сигнал/шум достаточно велико для наблюдения. На некоторых трассах близкое в среднем к линейному изменение разности фаз просматривается на значительно большем интервале, чем ширина главного лепестка кажущейся ДНА РЛС (см. рис. 1). Линейное изменение нарушается выбросами, которые в данной статье анализируются отдельно.

На большой базе разность фаз приведена без восстановления целого числа периодов, утраченного при измерениях. Поэтому при достижении границ определения ( $\pm\pi$ ) она претерпевает скачок на  $2\pi$ , что затрудняет рассмотрение зависимости  $\varphi = f(\theta)$ . Такая ситуация имеет место, в частности, на рис. 2, *б* при изменении положения антенны РЛС в секторе 10–25°. Используя измерения разности фаз на малой базе (рис. 2, *в*) можно показать, что в данном случае полная разность фаз на большой базе флуктуирует в окрестности 180°.

2. На всех исследованных трассах принимались сигналы как излучаемой (основной), так и ортогональной поляризации (кроссполяризации).

Известно, что ДНА зеркальных антенн (каковой является антенна РЛС РПК-1) различны на основной и кроссполяризации: в передней полусфере максимуму излучения на основной соответствует минимум на ортогональной.

Это относится и к используемой в РЛС параболической антенне со смещенным из фокуса облучателем. Для нее максимум ДНА на кроссполяризации составляет 3,5% от максимума на основной поляризации. Относительный уровень принимаемого сигнала на кроссполяризации увеличивается из-за влияния переотражений.

Отношение амплитуды кроссовой составляющей сигнала в канале приёма к амплитуде в канале основной составляющей (в дальнейшем коэффициент деполяризации) зависит от момента измерения относительно «начала импульса». Наиболее сильные изменения зафиксированы в передней части импульса, в течение которой поступают все новые отражения: 20–40 нс на открытой трассе протяженностью 1 км [9] и 100–200 нс на трассах протяженностью 16–30 км. На километровой трассе при излучении сигнала вертикальной поляризации «кажущаяся» ДНА на горизонтальной поляризации в средней части импульса по форме близка к теоретической для свободного пространства: ее максимумы совпадают по положению с минимумами ДНА на основной поляризации, коэффициент деполяризации имеет в главном лепестке порядок 100, в боковых – 5÷10. Совсем иная картина складывается при излучении сигнала горизонтальной поляризации, при котором уровень кросскомпоненты возрастает. Коэффициент деполяризации имеет в главном лепестке порядок 10, а форма ДНА на кросскомпоненте далека от теоретической.

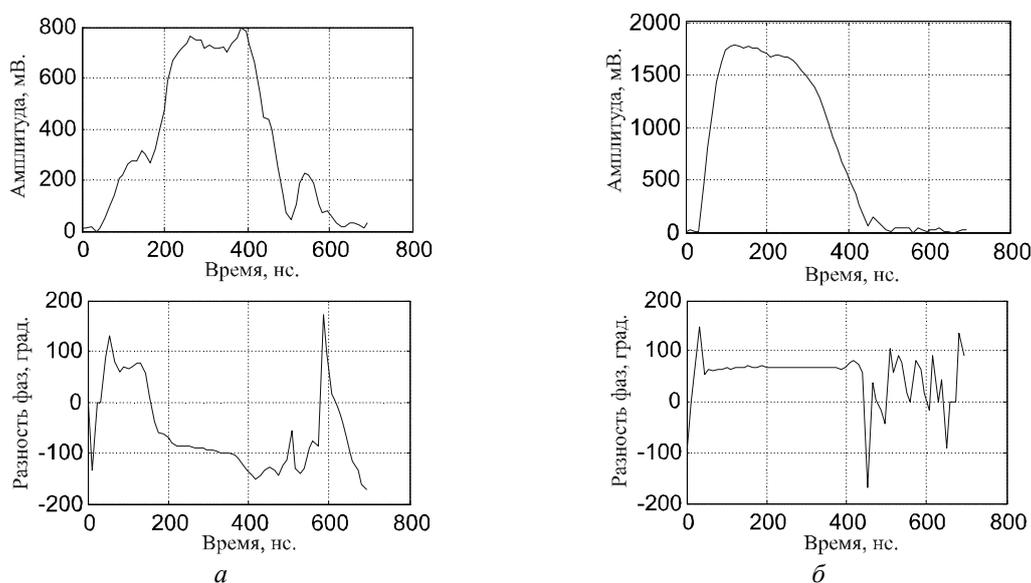


Рис. 3. Измеренные амплитуды и разности фаз на большой базе в течение импульса: *a* – в сечении диаграммы  $-10,5^\circ$  (боковой лепесток); *b* – в сечении диаграммы  $-1,6^\circ$  (главный лепесток)

На трассах протяженностью 16–30 км «кажущиеся» ДНА на излучаемой и кроссовой поляризации оказались близкими по форме, максимумы их главных лепестков близки по положению. Это свидетельствует о том, что деполяризация возникает на трассе распространения радиоволн. В частности, такая ситуация может иметь место, если трасса распространения открытая и деполяризация возникает при отражении радиоволн от облучаемой антенной РЛС поверхности раздела.

Среднее значение коэффициента деполяризации на исследованных трассах такого типа в средней части импульса 2–2,3. Характер зависимости разности фаз от ориентации антенны РЛС мало изменяется при переходе от одной поляризации к другой, если отношение сигнал/шум достаточно велико для измерения.

3. В глубоких минимумах «кажущейся» ДНА РЛС наблюдаются двухполярные или однополярные броски разности фаз на разнесенных антеннах, величина которых доходит до  $\pm\pi$  радиан. Двухполярными мы называем броски, в течение которых разность фаз отклоняется от исходного значения как в одну, так и в другую сторону. Между бросками может наблюдаться квазилинейное изменение разности фаз. Подобная ситуация представлена на рис. 1 и 2 для большой и малой баз. На соответствующих интервалах амплитудных диаграмм имеются максимумы боковых лепестков.

4. На открытых трассах разность фаз на разнесенных антеннах при сканировании антенны источника излучения флуктуирует вокруг постоянного среднего значения [2, 9]. На закрытых трассах разность фаз на разнесенных антеннах при сканировании антенны источника излучения ведет себя как нестационарный случайный процесс с изменяющимся средним значением. Примером может служить исследуемая трасса «Смокотино 0» протяженностью 19 км. На рис. 1, б, построенном по измерениям на этой трассе, разность фаз при сканировании антенны РЛС в пределах  $\pm 50^\circ$  выходит за пределы  $\pm \pi$ , что соответствует изменениям «угла прихода» радиоволн на  $\pm 1^\circ$ .

Характерные для минимумов «кажущейся» ДНА ИРИ двухполярные броски разности фаз выходных сигналов между разнесенными по пространству приемными антеннами могут быть объяснены интерференцией прямой и отраженной в горизонтальной плоскости волн, что проверено цифровым моделированием [10]. Модель трассы содержит изотропный переизлучатель, имитирующий возможные отражения от плоских участков подстилающей поверхности, кромок лесного массива или местных предметов. В трёхсантиметровом диапазоне длин волн на трассе протяженностью порядка 19 км отражённые волны можно считать плоскими [12].

Для построения модели сигнала на выходе антенны пеленгатора примем трассу с одним переизлучателем (рис. 4), считая равными уровни прямого и переизлучённого сигналов, а диаграммы направленности антенн пеленгатора изотропными. На выходе первой антенны пеленгатора суперпозиция указанных сигналов  $s(\theta)$  записывается как:

$$s(\theta) \approx \operatorname{Re} \left[ A \cdot \left( \dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_1) \cdot e^{j(\omega_0 \cdot \tau_1)} + \dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_2) \cdot \rho \cdot e^{j(\omega_0 \cdot \tau_2)} \right) \right] = \\ = \operatorname{Re} \left[ A \cdot \left( \left| \dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_1) \right| \cdot e^{j(\omega_0 \cdot \tau_1 + \phi^{\text{пер}}(\theta - \theta_1))} + \left| \dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_2) \right| \cdot \rho \cdot e^{j(\omega_0 \cdot \tau_2 + \phi^{\text{пер}}(\theta - \theta_2))} \right) \right], \quad (1)$$

где  $A$  – амплитудный множитель;  $\tau_1$  – время распространения прямого сигнала от ИРИ до первой антенны пеленгатора;  $\tau_2$  – время распространения сигнала от ИРИ до переизлучателя и от переизлучателя до первой антенны пеленгатора;  $\theta$  – угол отворота антенны ИРИ от направления на центр антенной системы пеленгатора;  $\theta_1, \theta_2$  – направления на антенну пеленгатора и переизлучатель, соответственно, отсчитываемые от направления на центр антенной системы пеленгатора;  $\rho$  – коэффициент отражения;  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot c}{\lambda}$  – круговая частота сигнала ИРИ ( $c$  – скорость распространения радиоволн);  $\dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_1), \dot{F}_{\text{пер}}(\theta - \theta_2)$  – значения комплексной ДНА ИРИ по напряжению, в направлениях на антенну пеленгатора и переизлучатель соответственно;  $\phi^{\text{пер}}(\theta - \theta_1), \phi^{\text{пер}}(\theta - \theta_2)$  – фазовые множители ДНА ИРИ в направлениях на антенну пеленгатора и переизлучатель соответственно.

Для второй антенны пеленгатора выражение (1) записывается аналогично. Выражение (1) описывает скалярную модель сигнала на выходе антенны пеленгатора и показывает, что при сканировании ДНА ИРИ изменяется соотношение амплитуд прямого и переизлучённого сигналов.

Из формулы (1) выразим огибающую  $E_\Sigma(\theta)$  и начальную фазу  $\phi_\Sigma(\theta)$  результирующего сигнала на выходе первой приемной антенны через квадратурные составляющие  $C(\theta)$  и  $S(\theta)$ :

$$E_\Sigma(\theta) = \sqrt{C(\theta)^2 + S(\theta)^2}, \quad (2)$$

$$\phi_\Sigma(\theta) = \begin{cases} \operatorname{arctg}(S(\theta)/C(\theta)), & C(\theta) > 0, -\infty < S(\theta) < \infty, \\ \pi - \operatorname{arctg}(S(\theta)/|C(\theta)|), & C(\theta) < 0, 0 \leq S(\theta) < \infty, \\ -\pi + \operatorname{arctg}(|S(\theta)|/|C(\theta)|), & C(\theta) < 0, -\infty < S(\theta) \leq 0. \end{cases}, \quad (3)$$

Формула (3) описывает зависимость фазы результирующего сигнала на выходе первой антенны пеленгатора от углового положения в плоскости азимута антенны ИРИ. Огибающая  $E_\Sigma(\theta)$  сигнала на выходе антенны пеленгатора представляет собой «кажущуюся» ДНА ИРИ.

Разность фаз сигналов  $\Delta\phi_\Sigma(\theta)$  на разнесенных антеннах пеленгатора описывается формулой

$$\Delta\phi_{\Sigma}(\theta) = \phi_{\Sigma 1}(\theta) - \phi_{\Sigma 2}(\theta) = \arctg\left(\frac{S_1(\theta) \cdot C_2(\theta) - S_2(\theta) \cdot C_1(\theta)}{C_1(\theta) \cdot C_2(\theta) + S_1(\theta) \cdot S_2(\theta)}\right), \quad (4)$$

где  $\phi_{\Sigma 1}(\theta)$ ,  $C_1(\theta)$ ,  $S_1(\theta)$  и  $\phi_{\Sigma 2}(\theta)$ ,  $C_2(\theta)$ ,  $S_2(\theta)$  – начальные фазы, косинусные и синусные квадратуры результирующих сигналов на выходах первой и второй антенн пеленгатора соответственно.

Антенну ИРИ считаем направленной, имеющей диаграмму направленности типа  $\sin(x)/x$ . Ширина ДНА ИРИ равна  $2^\circ$ , протяженность трассы  $D$  примем равной 19000 м, что соответствует данным эксперимента. Считаем, что на трассе имеется один переизлучатель с изотропной диаграммой рассеяния, расположенного под углом  $\theta_2$  на расстоянии  $D_0$  от ИРИ, как это показано на рис. 4.

Расположение переизлучателя на трассе подбиралось так, чтобы в моделируемой разности фаз наблюдались двухполярные броски. В частности, двухполярные броски имеют место, если переизлучатель расположен на расстоянии  $D_0 = 0,3 \cdot D$  от ИРИ под углом  $\theta_2 = 0,66^\circ$ . Результат расчёта «кажущейся» ДНА ИРИ, видимых на первой и второй антеннах пеленгатора  $E_{1,2\Sigma}(\theta)$  фаз выходных сигналов антенн пеленгатора и разности между ними показан на рис. 5.

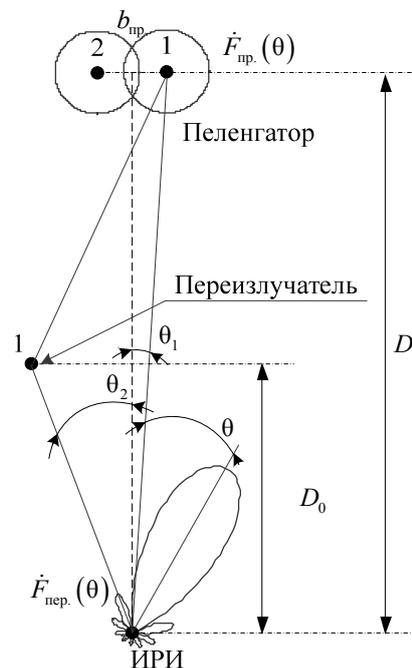


Рис. 4. Геометрические соотношения на трассе распространения

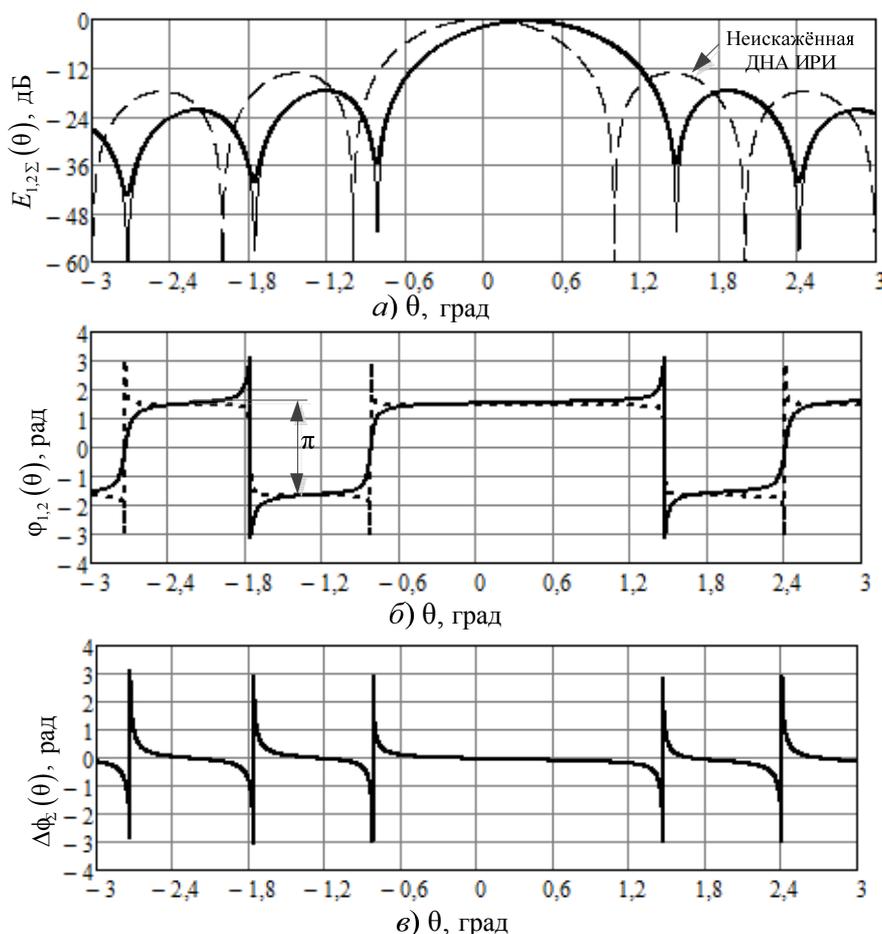


Рис. 5. Амплитуды – а и начальные фазы – б выходных сигналов одной антенны (штриховая) и другой антенны (сплошная) пеленгатора и разности фаз между ними – в

Для указанного положения переизлучателя броски разностей фаз наблюдаются во всех минимумах «кажущейся» ДНА ИРИ. Из рис. 5, б видно, что фаза сигнала на одной антенне пеленгатора в угловых положениях антенны ИРИ, соответствующих окрестностям нулей «кажущейся» ДНА ИРИ, возрастает на  $\pi$ , а на другой антенне убывает на  $\pi$  (например, на интервалах углов от  $-0,6^\circ$  до  $-1,2^\circ$ , от  $-1,5^\circ$  до  $-2^\circ$  и т.п., см. рис. 5).

На одной из антенн фаза сигнала, возрастая, достигает границы области определения, равной  $\pi$  радиан. В это время фаза сигнала на другой антенне, изменяясь в другую сторону, не выходит за пределы области определения  $\pm\pi$  радиан. В данной ситуации разность фаз претерпевает двухсторонний бросок размахом  $2\pi$  радиан. Броски разности фаз наблюдаются и при других положениях переизлучателя. Например, при  $D_0 = 0,3 D$  и  $\theta_2 = 0,88^\circ, 0,92^\circ$  и т.д. Таким образом, двухполярные броски не содержат информации о местоположении переизлучателя. Аналогичным образом можно показать, что двухполярные броски разности фаз размахом  $2\pi$  возникают не только из-за превышения фазой сигнала на антенне пеленгатора пределов области определения  $\pm\pi$  радиан, но и вследствие превышения этого интервала разностью фаз. Двухполярные броски меньшего размаха возникают в ситуациях, когда фазы сигналов на антеннах пеленгатора возрастают или убывают с разной скоростью при повороте антенны передатчика. Подобные результаты наблюдаются при большем количестве переизлучателей.

В приведенных примерах амплитуды прямого и переизлученного сигналов считались равными. Уменьшение амплитуды отраженного сигнала по отношению к прямому не исключает появления бросков разности фаз, но уменьшает степень искажений ДНА ИРИ. Когда амплитуда отраженного сигнала очень мала, скачки разности фаз становятся однополярными.

Различие в поведении разности фаз на открытых и закрытых трассах при сканировании антенны ИРИ можно объяснить различием между уровнем прямого сигнала и общим уровнем переотраженных сигналов. Если прямой сигнал доминирует над общим уровнем переотраженных, то наблюдается в среднем постоянная разность фаз выходных сигналов разнесенных в пространстве антенн пеленгатора от угла отворота антенны ИРИ. Нестационарность указанной разности фаз от поворота антенны ИРИ наблюдается при доминировании уровня отраженных сигналов над уровнем прямого.

**Выводы.** Разность фаз импульсных сигналов на разнесенных в горизонтальной плоскости антеннах фазового пеленгатора, работающего на приземной трассе, существенно отклоняется от значения, соответствующего геометрическому пеленгу, и зависит как от ориентации направленной антенны наземной РЛС, так и от момента измерения относительно «начала» импульса. Отклонения разности фаз от «геометрической» проявляются при задержке момента измерения относительно начала импульса менее 10 нс и относительно малы в первые 100–200 нс его длительности. Указанные отклонения составляют единицы-десятки градусов при работе по главному лепестку ДНА ИРИ и увеличиваются в десятки раз за его пределами. На базе  $30\lambda$  при приеме сигналов по боковым лепесткам ДНА ИРИ фазовые погрешности могут выходить за пределы интервала однозначного измерения. Наблюдающиеся экспериментально однополярные и двухполярные броски разности фаз в минимумах «кажущейся» ДНА ИРИ и квазилинейное изменение разности фаз в её основном и боковым максимумах могут быть следствием интерференции двух и более волн, отраженных от разнесенных в горизонтальной плоскости отражателей.

Работа выполнена в рамках проекта РФФИ № 12-08-31315 мол\_а.

#### *Литература*

1. Шарыгин Г.С. Экспериментальные исследования структуры электромагнитного поля при распространении радиоволн над земной поверхностью / Г.С. Шарыгин, Ю.М. Полищук, Н.М. Лесков, В.Ф. Слюсарчук. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1970. – 127 с.
2. Денисов В.П. Исследование антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах / В.П. Денисов, Н.А. Колядин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 1(19), ч. 1. – С. 7–14.
3. Крутиков М.В. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 7–11.
4. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2002. – 251 с.

5. Шарыгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. – М.: Радио и связь, 1983. – 140 с.
6. Акулиничев Ю.П. Коэффициенты передачи загоризонтной тропосферной линии при движении, сканировании и разнесении антенн // Радиотехника. – 1991. – № 12. – С. 71–75.
7. Кашкан А.А. Вопросы статистической теории дифракции / А.А. Кашкан, Ю.М. Полищук. – Томск: Изд-во Том. ун-та. – 1974. – 60 с.
8. Рассказовский В.Б. Дифракционная модель распространения радиоволн: азимутальные ошибки источника излучения / В.Б. Рассказовский, Ю.Ф. Логвинов // Матер. IV Междунар. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». Харьков, 18–21 октября 2011 г. – Харьков: ХНУРЭ, 2011. – С. 222–225.
9. Денисов В.П. Экспериментальные данные об амплитудных и фазовых искажениях импульсных сигналов, принятых в разнесенных типах на короткой открытой трассе / В.П. Денисов, М.В. Крутиков, М.В. Осипов // Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 12–18.
10. Аникин А.С. Цифровое моделирование аномально больших ошибок пеленгования сканирующей наземной РЛС / А.С. Аникин, В.П. Денисов // Матер. IV Общерос. науч.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем – СВЧ–2012». Омск, 10–13 октября, 2012 г. – Омск: Полиграфический центр КАН, 2012. – С. 6–20.
11. Дудко Б.П. Влияние позиции на формирование бокового излучения диаграммы направленности сканирующей антенны / Б.П. Дудко, А.А. Мещеряков // Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 18–23.
12. Аникин А.С. Ошибки пеленгования источников радиоизлучения малогабаритными антеннами в условиях отражений от местности / А.С. Аникин, В.П. Денисов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2(26), ч. 1. – С. 11–20.

---

**Аникин Алексей Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа, мл. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа  
Тел.: 8-906-957-95-83  
Эл. почта: rbk@sibmail.com

**Денисов Вадим Прокопьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС ТУСУРа  
Тел.: 8-913-100-95-80  
Эл. почта: dvp@ms.tusur.ru

**Колядин Николай Александрович**

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа, мл. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа  
Тел.: 8-952-897-79-63  
Эл. почта: peanuts@bk.ru

**Крутиков Михаил Владимирович**

Зав. лаб. распространения радиоволн НИИ радиотехнических систем  
Тел.: 8-961-097-55-81  
Эл. почта: rwplab@ms.tusur.ru, rwplab@sibmail.com

Anikin A.S., Denisov V.P., Koljadin N.A., Krutikov M.V.

**Analysis of the phase difference dependence on the orientation of radio source antenna in a phase radio direction finder antenna in cross-country**

In the paper we give the experimental dependences of the phase difference of the signals received by diversity antennas, the angular position of the directional antenna of the radio source to the point of reception received at the ground track. The causes of the characteristic features of these relationships are clarified by digital modeling to track distribution.

**Keywords:** phase difference, abnormal errors, directional pattern, depolarization ratio, reflection of radio waves.

УДК 621.396.96

В.А. Громов

## Поляризационные искажения сигналов бокового излучения наземной РЛС X-диапазона при приеме на космическом аппарате

Выполнен анализ факторов и поляризационных искажений сигналов бокового излучения наземной РЛС X-диапазона для трассы «Земля–космос». Приведены результаты численного моделирования и выполнен анализ поляризационной диаграммы параболической зеркальной антенны наземной РЛС. Результаты могут быть использованы при разработке современных пассивных систем радиомониторинга космического базирования.

**Ключевые слова:** поляризация радиолокационного сигнала, РЛС, поляризационная диаграмма направленности, угол эллиптичности, численное моделирование.

В современном мире необходимость контроля излучений радиосредств различного назначения связана с их широким распространением. Современные разрабатываемые пассивные системы радиомониторинга космического базирования способны обеспечить получение оперативной и достоверной информации о местоположении и параметрах радиосигналов источников радиоизлучения, расположенных в любой точке на Земле и вблизи ее поверхности [1–3]. Разработка и создание пассивных систем радиомониторинга требуют решения широкого круга проблем. Одной из ключевых является проблема обнаружения и селекции источников радиоизлучения. Информация о состоянии поляризации принимаемых электромагнитных волн может быть использована для обнаружения и селекции радиосигналов по поляризационным признакам [4]. В статье выполнен анализ факторов и поляризационных искажений сигналов бокового излучения наземной радиолокационной станции (РЛС) X-диапазона при приеме на космическом аппарате. Результаты могут быть использованы при разработке современных пассивных систем радиомониторинга космического базирования.

**Постановка задачи.** При распространении радиоволн (РВ) на трассе «Земля – космос» радиосигнал, излученный РЛС, может достигать космического аппарата (КА) несколькими путями. Основными трассами РВ для данного случая являются:

1. Первый вариант трассы РВ – КА регистрирует сигнал бокового лепестка диаграммы направленности (ДН) антенны РЛС. Например, наземные РЛС кругового обзора имеют антенную систему, производящую сканирование пространства вдоль поверхности Земли либо с некоторым углом места. Главный лепесток ДН направлен вдоль земной поверхности, а в сторону КА (вверх) направлены боковые лепестки ДН. В результате КА регистрирует радиосигнал бокового лепестка ДН, который прошел через атмосферу Земли.

2. Второй вариант – КА регистрирует отраженный радиосигнал главного лепестка ДН. Регистрируется радиосигнал, который прошел путь от РЛС до наземного предмета, переотразился от него и прошел через атмосферу Земли.

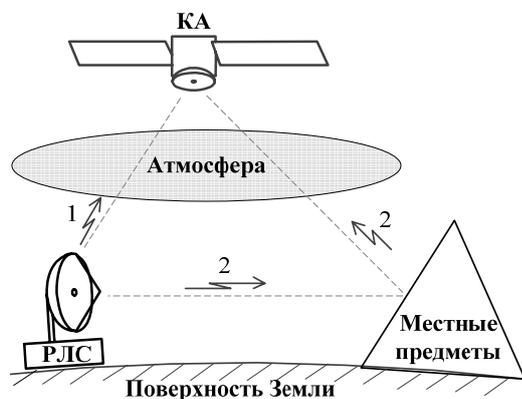


Рис. 1. Варианты РВ для трассы «РЛС – космический аппарат»

Схематично варианты трасс РВ «Земля – космос» показаны на рис. 1. В данной статье предполагается, что КА расположен на низкой круговой орбите и при движении пролетает над РЛС или в ее окрестности.

Из предложенной на рис. 1 схемы следует, что на поляризационную структуру радиосигнала могут оказывать влияние следующие факторы:

- 1) Антенная система РЛС.
- 2) Атмосфера Земли.
- 3) Местные предметы и подстилающая поверхность.

Далее будет рассмотрен первый вариант трассы РВ и проведен анализ влияния первого фактора для

антенной системы РЛС X-диапазона на основе параболической зеркальной антенны. Цель статьи – выполнить оценку и анализ поляризационных искажений сигналов бокового излучения наземной РЛС при приеме на космическом аппарате.

Для описания состояния поляризации электромагнитной волны могут быть использованы неэнергетические параметры полностью поляризованного сигнала – угол ориентации  $\theta$  и угол эллиптичности  $\varepsilon$ , связанные с ортогональными составляющими вектора Джонса известными выражениями [5, 6]:

$$\theta = 0,5 \arctg \left[ \frac{2E_x E_y \cos(\delta)}{E_x^2 - E_y^2} \right], \quad (1)$$

$$\varepsilon = 0,5 \arcsin \left[ \frac{2E_x E_y \sin(\delta)}{E_x^2 + E_y^2} \right], \quad (2)$$

где  $E_x$ ,  $E_y$  и  $\delta = \varphi_x - \varphi_y$  – соответственно ортогонально поляризованные составляющие волны и их разность фаз в линейном (декартовом) поляризационном базисе. На рис. 2 изображен поляризационный эллипс и показаны углы ориентации и эллиптичности.

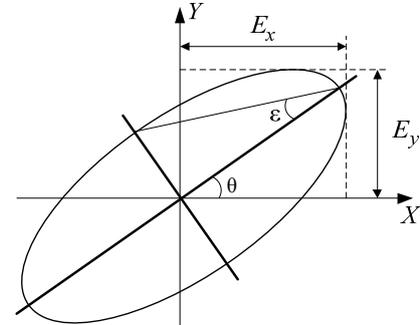


Рис. 2. Углы ориентации и эллиптичности

Угол эллиптичности является поляризационным инвариантом относительно системы координат [7]. Он не зависит от ориентации системы координат передатчика по отношению к приемнику. По этой причине угол эллиптичности может быть использован для описания состояния поляризации радиоволны сигнала. Угол эллиптичности может принимать значения от  $-45^\circ$  до  $45^\circ$ . При значении  $0^\circ$  считают, что поляризация волны линейная, при  $\pm 45^\circ$  – круговая, при остальных – эллиптическая.

**Антенная система РЛС.** Для первого варианта трассы РРВ одним из факторов, влияющих на поляризационную структуру сигнала регистрируемого на борту КА, является антенная система РЛС как источник радиоволны, при помощи которой передается сигнал. Регистрация сигнала РЛС производится по боковому лепестку ДН антенны (лепестки ДН антенны, которые направлены в сторону КА). Известно, что поляризационные характеристики ДН антенны основного лепестка отличаются от характеристик бокового [8, 9].

Одним из распространенных типов наземных антенных систем РЛС являются системы на основе параболической зеркальной антенны [10]. Для определения поляризационных характеристик параболической зеркальной антенны воспользуемся программным продуктом для численного электромагнитного моделирования ФЕКО [11, 12]. Произведем расчет ДН параболической зеркальной антенны, излучающей волну линейной поляризации на центральной частоте 12,5 ГГц. Антенна имеет следующие геометрические характеристики: радиус рефлектора равен 43 см, фокусное расстояние – 60 см. Для расчета ДН в программе ФЕКО использован метод моментов (Method of Moments, МоМ) [13]. На рис. 3 приведен общий вид моделируемой антенны и показан сектор, равный четверти сферы (условно – правый сектор). Расчет ДН выполнен с шагом  $0,2^\circ$  по азимуту и углу места. На рис. 3 дугами схематично показан фрагмент расчетной сетки ДН.

Результатом моделирования является трехмерная векторная ДН антенны. Напряженность электрического поля в каждой точке диаграммы представлена вектором Джонса [14]:

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_x \exp(j\varphi_x) \\ E_y \exp(j\varphi_y) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где  $E_x$  – основная составляющая волны сигнала;  
 $E_y$  – кроссовая составляющая.

Поскольку моделируемая антенна является симметричной относительно плоскости  $XOY$ , то ДН тоже симметрична. Поэтому моделирование выполнили для сектора по азимуту и углу места, который образует полусферу [8]. Файл данных с расчетом ДН содержит информацию о величине ортогонально поляризованных составляющих

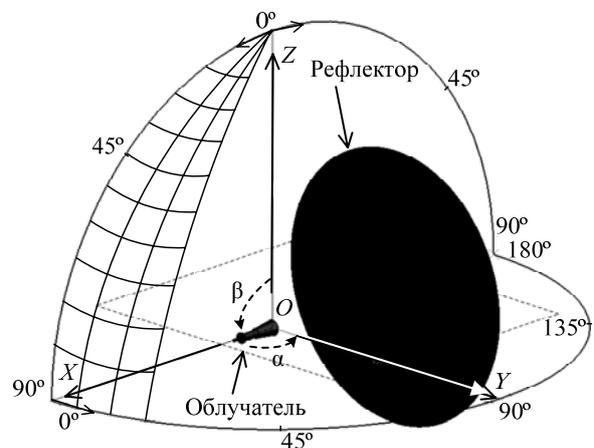


Рис. 3. Общий вид антенны

( $E_x$ ,  $E_y$ ) и их фазах ( $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$ ) для каждой точки полусферы по азимуту ( $\alpha$ ) и углу места ( $\beta$ ) в дальней зоне антенны. На рис. 4 приведены ДН антенны для основной и кроссовой поляризации в сечении плоскостью  $XOZ$  при  $\alpha=0^\circ$  и  $\beta$  от  $0$  до  $90^\circ$  в сторону облучателя.

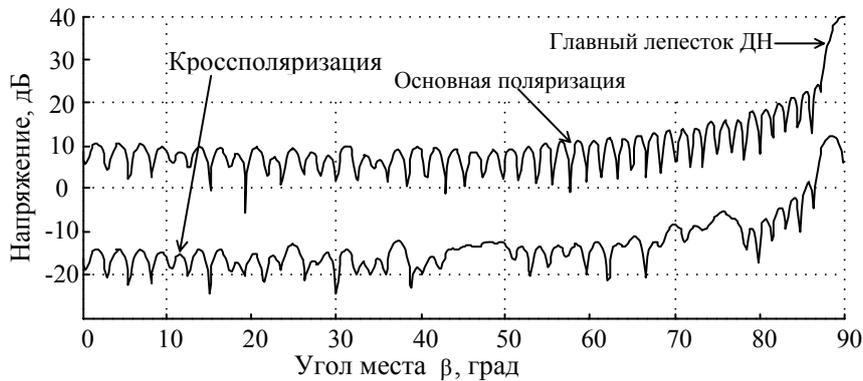


Рис. 4. ДН для основной и для кроссовой поляризации

На рис. 5. приведена трехмерная ДН антенны, полученная в программе FEKO. На рис. 6 изображена ДН антенны на плоскости, построенная в программе MATLAB. ДН состоит из двух секторов левый и правый, каждый из них равен четверти сферы. ДН вычислена по формуле

$$E = \sqrt{(|E_x \exp(j\varphi_x)|)^2 + (|E_y \exp(j\varphi_y)|)^2}. \quad (4)$$

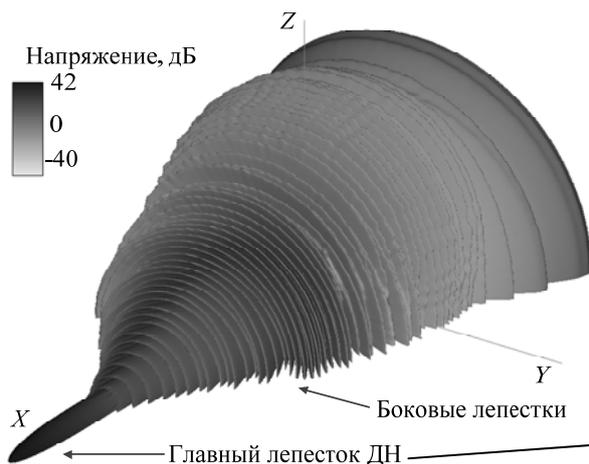


Рис. 5. ДН антенны в программе FEKO

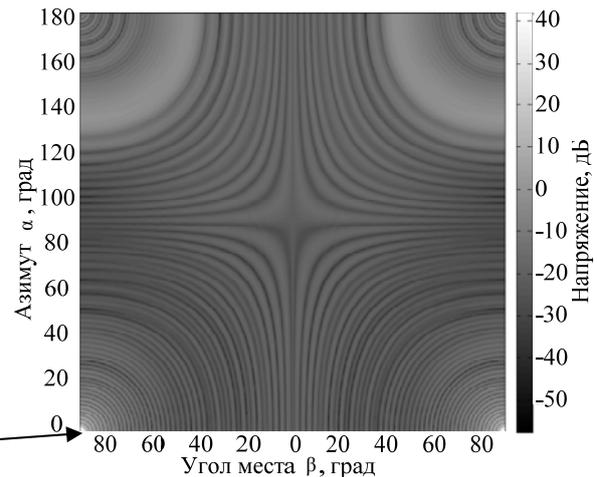


Рис. 6. ДН антенны

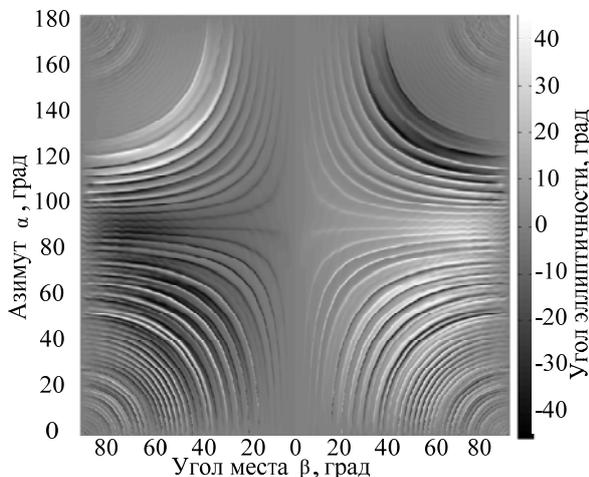


Рис. 7. Поляризационная ДН антенны

Используя результаты расчета векторной ДН антенны, по формуле (2) вычислен угол эллиптичности  $\epsilon$  для каждой точки ДН антенны. На рис. 7 приведен график значений углов эллиптичности ДН. В литературе данную зависимость называют поляризационной ДН антенны [8].

Результаты расчета показывают (рис. 7), что значения углов эллиптичности ДН параболической зеркальной антенны периодически изменяются по азимуту и углу места. Значения углов эллиптичности в пределах основного лепестка ДН (сектор углов  $\beta$  от  $88$  до  $90^\circ$  и  $\alpha$  от  $0$  до  $2^\circ$  на рис. 7) равны нулю, что соответствует линейной поляризации.

На рис. 8 приведена гистограмма углов эллиптичности поляризационной диаграммы (рис. 7).

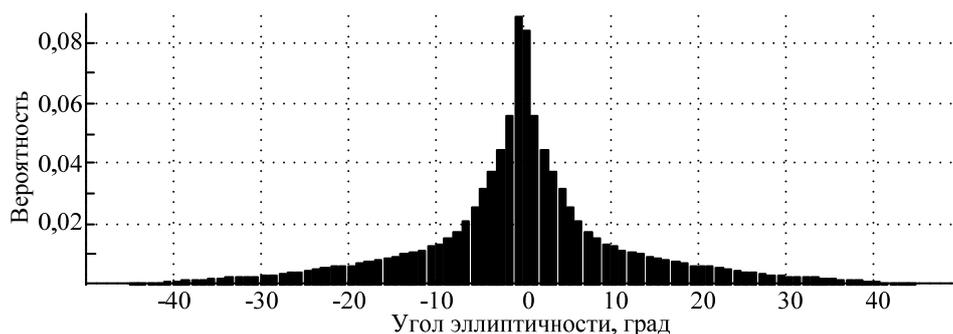


Рис. 8. Гистограмма углов эллиптичности

Максимум гистограммы расположен в области нулевых значений, что соответствует линейной поляризации. Высота столбцов гистограммы вычислена по формуле:  $n_i/(nb)$ , где  $n_i$  – число значений, которые попали в  $i$ -столбец,  $n$  – число столбцов,  $b$  – ширина столбца. Кривая, проведенная через вершины столбцов гистограммы, будет являться оценкой функции плотности распределения вероятности углов эллиптичности.

Углы эллиптичности боковых лепестков ДН периодически изменяются. Рассмотрим периодические изменения углов эллиптичности и ДН антенны. Для этого построим график, на котором будут изображены кривые ДН для основной поляризации и углов эллиптичности антенны для всех значений по азимуту и для заданного сечения по углу места. На рис. 8 изображен график поляризационной диаграммы и ДН для сечения по углу места  $88^\circ$ , на рис. 10 – по углу места  $20^\circ$ . На рисунках вертикальными пунктирными линиями обозначены несколько участков, в которых ДН принимает минимальные значения (участки между лепестками ДН). Для аналогичных участков поляризационной диаграммы значения углов эллиптичности имеют отклонения от среднего значения. На уровне не ниже  $-3$  дБ от максимума бокового лепестка ДН значения углов эллиптичности находятся в интервале  $[-5, 5]$  градусов, что позволяет отнести состояние поляризации к линейной. Изменения состояния поляризации носят периодический характер, зависящий от азимута и угла места.

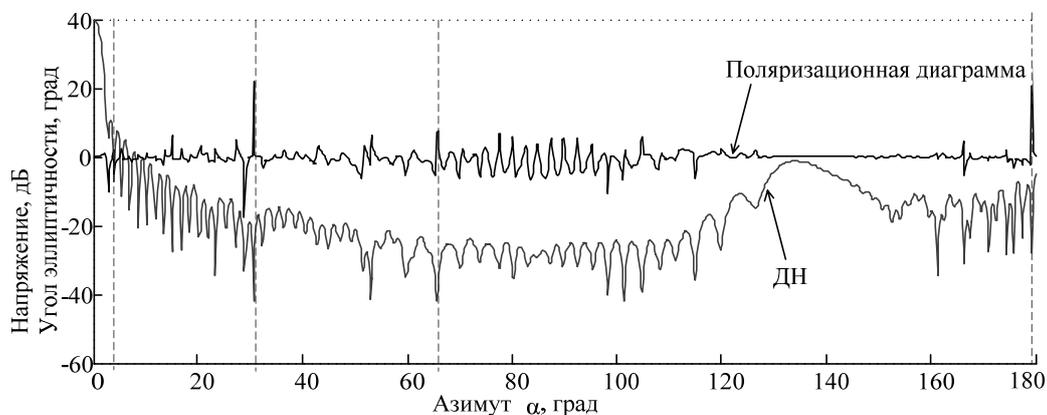


Рис. 9. Поляризационная диаграмма и ДН ( $88^\circ$ )

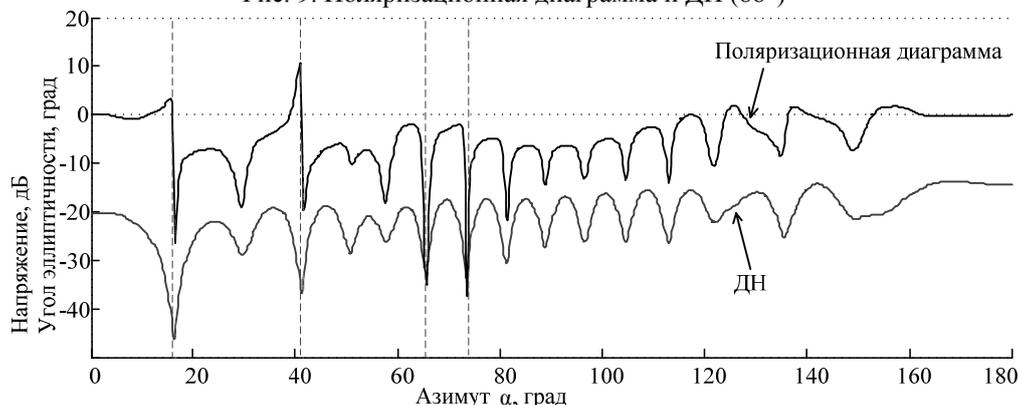


Рис. 10. Поляризационная диаграмма и ДН ( $20^\circ$ )

Так как сигнал РЛС регистрируют на КА по боковому лепестку ДН, то предполагаемый боковой лепесток должен находиться в определенном угловом секторе ДН, который направлен в сторону КА (рис. 11). Для ДН, приведенной на рис. 5, считается, что ось координат  $X$  для антенны направлена вдоль поверхности Земли, а ось  $Z$  – в сторону КА.

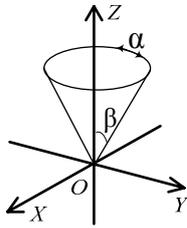


Рис. 11. Система координат ДН антенны

Построим гистограмму углов эллиптичности поляризационной диаграммы для всех значений по азимуту ( $\alpha$ ) и по углу места ( $\beta$ ) от 0 до 20 град. На рис. 12 обозначен выбранный сектор значений углов эллиптичности. На рис. 13 приведена гистограмма углов эллиптичности. Используя данные гистограммы, определим вероятность попадания заданного угла эллиптичности (интервала углов) в выбранный сектор углов диаграммы. Аналогичным образом могут быть получены гистограммы для других угловых секторов ДН.

В таблице приведены значения вероятности попадания углов эллиптичности в зависимости от выбранного интервала значений углов эллиптичности для разных угловых секторов поляризационной диаграммы. При увеличении ширины сектора ДН для заданного интервала углов эллиптичности вероятность попадания в сектор уменьшается. Это связано с тем, что расширяется диапазон значений углов эллиптичности, которые попадают в исследуемый сектор ДН.

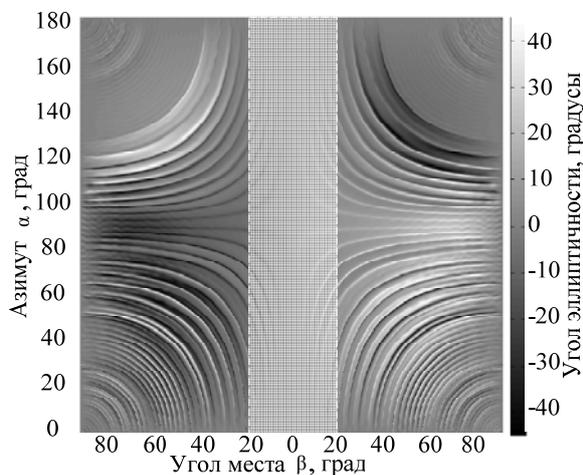


Рис. 12. Пример углового сектора [0, 20] поляризационной ДН антенны

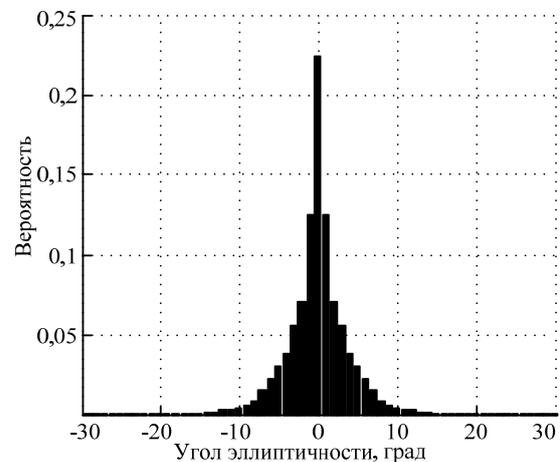


Рис. 13. Гистограмма углов эллиптичности для сектора [0, 20]

#### Вероятность попадания углов эллиптичности в интервал

Сектор боковых лепестков ДН, град		Интервал углов эллиптичности, град		
		[-2, 2]	[-5, 5]	[-10, 10]
Угол места		Вероятность попадания в интервал		
1	[0, 10]	0,84	0,98	1
2	[0, 20]	0,64	0,87	0,98
3	[0, 30]	0,52	0,76	0,93
4	[0, 40]	0,43	0,66	0,86
5	[0, 50]	0,4	0,6	0,8
6	[0, 60]	0,36	0,56	0,75

Численное моделирование проводится в идеальных условиях и позволяет получить общие характеристики и зависимости. Используемые на практике параболические зеркальные антенны (точнее антенные системы) имеют в своем составе кроме рефлектора и облучателя дополнительные элементы конструкции, которые оказывают влияние на результирующие характеристики ДН антенны и ее поляризационные характеристики. Также при математическом моделировании антенн не учитывается ряд эффектов [15], расчет которых в численном виде затруднен. Для получения более достоверных результатов необходимо проводить экспериментальные исследования.

**Атмосфера Земли.** Атмосферу можно разделить на две области: тропосферу и ионосферу. Особенностью нижней части атмосферы – тропосферы – является наличие в ней гидрометеоров в жидком и твердом состояниях – капелек воды и снежинок [16, 17]. Атмосфера на высотах свыше 60 км ионизована, она образует ионосферу.

В ионосфере существенную роль играет ионизация воздуха, обусловленная главным образом действием ультрафиолетового излучения Солнца. Влияние ионосферы приводит к вращению плоскости поляризации радиоволны. Этот эффект носит название «эффект Фарадея». Полученные формулы в [16] показывают, что значение угла поворота плоскости поляризации электромагнитной волны зависит от большого числа параметров. Оценка максимальной величины угла поворота плоскости поляризации показывает, что на частотах радиоволн, равных 4 ГГц, угол поворота плоскости поляризации составляет единицы градусов и уменьшается при увеличении частоты. На участке квазипоперечного распространения линейнополяризованная волна становится эллиптически поляризованной – эффект Коттона–Мутона [17]. Оценка величины деполяризации волны, произведенная в [17], показывает, что уже на частотах 300 МГц деполяризация волны достаточно мала и данный эффект можно не учитывать.

Для тропосферы, как и для ионосферы, присущи поляризационные эффекты, которые были упомянуты выше. Ионизация воздуха тропосферы в десятки раз меньше, поэтому влиянию эффектов Фарадея, Коттона–Мутона электромагнитная волна подвергается меньше, и ими пренебрегают [17].

Сложная, непрерывно изменяющаяся турбулентная и слоистая структура тропосферы является одной из причин случайного характера различных параметров сигналов в точке приема. При этом на трассах «Земля–космос» уровни случайных компонентов сигналов составляют обычно лишь незначительную долю от уровня регулярного. Поляризационные изменения сигналов, обусловленные турбулентным характером тропосферы, для таких трасс оказываются незначительными. Расчеты показывают [18], что уровни кроссполяризованных компонентов в них ничтожно малы.

#### **Заключение**

1. Исследование поляризационной диаграммы параболической зеркальной антенны показали, что номинальная линейная поляризация сохраняется в главном лепестке ДН (см. рис. 7), угол эллиптичности равен 0 град. В области боковых лепестков ДН состояние поляризации отличается от линейной. На уровне не ниже –3 дБ от максимума бокового лепестка ДН значения углов эллиптичности находятся в интервале [–5, 5] градусов, что позволяет отнести состояние поляризации к линейной. Изменения состояния поляризации носят периодический характер, зависящий от азимута и угла места. Данное изменение вызвано особенностями распределения амплитудных и фазовых диаграмм, которые в свою очередь зависят от токов, наводимых на рефлекторе антенны. Сравнение ДН и поляризационной диаграммы показывает, что для заданных сечений угла места или азимута максимальное отклонение угла эллиптичности от номинального (равного 0°) находятся в области минимумов ДН антенны. Если предположить, что чувствительность приемной аппаратуры КА не сможет обеспечить необходимого отношения сигнал/шум принимаемого сигнала для данных секторов ДН передающей антенны, то их можно не учитывать при анализе.

2. Анализ влияния атмосферы Земли на поляризационную структуру радиосигнала в X-диапазоне показал, что такие основные эффекты, как эффект Фарадея и Коттона–Мутона, вносят искажения в состояние поляризации волны, не превышающие заданного значения угла эллиптичности на ±5 град. Ряд других эффектов оказывают еще меньшее влияние на состояние поляризации, и их влиянием пренебрегают.

Проведенный анализ поляризационных искажений показал, что состояние поляризации для трассы РРВ «Земля – космос» в точке приема можно отнести к номинальной линейной излученной поляризации.

Полученные в статье результаты могут быть использованы при проектировании антенных элементов систем радиомониторинга и разработки алгоритмов обнаружения сигналов.

Статья подготовлена при выполнении проекта РФФИ № 12-08-31364.

#### *Литература*

1. Вознюк В.В. Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов / В.В. Вознюк, С.А. Зайцев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2005. – Т. 48, № 6. – С. 26–31.

2. Кураков В.А. Космическая система мониторинга наземных источников излучения // Матер. XIII Междунар. науч. конф. «Решетневские чтения» (Красноярск). – 2009. – Ч. 1. – С. 150–151.
3. Mironov M.V. The multiposition passive satellite system for the terrestrial radiation sources monitoring / M.V. Mironov, E.P. Voroshilin, G.S. Sharygin // Microwave radar and wireless communications conference (Vilnius). – 2010. – P. 1–4.
4. Громов В.А. Угол эллиптичности электромагнитных сигналов и его использование для неэнергетического обнаружения, оптимального по критерию Неймана–Пирсона / В.А. Громов, Г.С. Шарыгин, М.В. Миронов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 15–21.
5. Kostinski A.B. On foundations of radar polarimetry / A.B. Kostinski, W-M. Boerner // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. 34, № 12. – P. 1395–1404.
6. Lee J.S. Polarimetric Radar Imaging // From Basics to Applications. – Washington: CRC Press, 2009. – 422 p.
7. Поляризационные инварианты матрицы рассеяния невзаимного радиолокационного объекта / В.И. Карнышев, Л.П. Литхарт, В.А. Хлусов, Г.С. Шарыгин // Матер. докладов VIII Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж). – 2002. – Т. 3. – С. 1648–1654.
8. Нарбут В.Н. Поляризация излучения зеркальных антенн / В.Н. Нарбут, В.Х. Хмель. – Киев: Вища школа, 1978. – 279 с.
9. Экспериментальные исследования поляризационной структуры заднего бокового излучения сканирующей РЛС / В.П. Денисов, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков, М.В. Осипов // Доклады Сибирского поляризационного семинара «СибПол–2004». – Сургут, 2004. – С. 103–110.
10. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарёв. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
11. Сайт программы FEKO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.feko.info>, свободный (дата обращения: 05.06.2013).
12. Банков С.Е. Практикум проектирования СВЧ-структур с помощью FEKO / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. – 200 с.
13. Метод моментов (МоМ) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.rodnik.ru/product/sapr/sapr\\_svch/EM\\_Software\\_Systems/feko/mom](http://www.rodnik.ru/product/sapr/sapr_svch/EM_Software_Systems/feko/mom), свободный (дата обращения: 05.06.2013).
14. Татаринцов В.Н. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования / В.Н. Татаринцов, С.В. Татаринцов, Л.П. Лигтхарт. – Томск: Изд-во Том- ун-та, 2006. – 379 с.
15. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. – М.: Связь, 1977. – Ч. 2. – 288 с.
16. Колосов М.А. Распространение радиоволн при космической связи / М.А. Колосов, Н.А. Арманд, О.И. Яковлев. – М.: Связь, 1969. – 155 с.
17. Кравцов Ю.А. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли / Ю.А. Кравцов, З.И. Фейзулин, А.Г. Виноградов. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.
18. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.

---

**Громов Вячеслав Александрович**  
Мл. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа  
Тел.: 8-(382-2) 41-36-70  
Эл. почта: [gromov.tusur@gmail.com](mailto:gromov.tusur@gmail.com)

Gromov V.A.

#### **Polarization distortions of the terrestrial X-band radar side lobe signals received by satellite equipment**

The article gives an analysis of the polarization distortions of the side lobe signal of the X-band radar for the «Earth-satellite» path. The numerical simulation results and the analysis of polarization diagram of a parabolic reflector antenna of the terrestrial radar are given. The influence of the Earth atmosphere on the signal polarization is considered. The results can be used to develop passive space-based radio-monitoring systems.

**Keywords:** polarization of radar signal, ground-based radar, polarization pattern, ellipticity angle, numerical simulation.

УДК 621.391

А.В. Новиков

## Метод сжатия цифровых данных широкополосного радиолокатора

Предложен метод сжатия цифровых радиолокационных данных с коэффициентом сжатия  $3 \pm 0,04$  и возможностью восстановления радиолокационной отражаемости с ошибкой не более 1%. Показана возможность выполнения соответствующего алгоритма в реальном времени работы радара, т.е. когда соответствующие временные затраты соизмеримы с затратами на базовые операции радара.

**Ключевые слова:** широкополосная радиолокация, алгоритм Лемпела–Зива–Велча, хэш-таблица.

**Постановка задачи.** В начале XXI в. в связи с достаточным развитием цифровой техники (особенно её метрологии) получили широкое распространение радиолокаторы высокого разрешения (единицы метров), использующие для зондирования сложные сигналы с линейной частотной, фазо-кодовой и тому подобными модуляциями. Зачастую такие локаторы объединяют в сеть для более качественного обзора территорий с затеняющими объектами. Сферы применения таких радаров – это, например, речные пароходства, морские суда, территории с охраной периметра, площадки с большим количеством подвижных объектов (железнодорожные станции).

Одной из основных проблем является необходимость передачи в реальном времени большого потока цифровой информации (десятки Мбит/с) по существующим каналам связи. Примером здесь может послужить потребность охвата территории крупной железнодорожной станции, при этом данные со всех радаров должны стекаться в одном месте для показа радиолокационного изображения на индикаторах (чаще всего кругового обзора).

Таким образом, решаемая здесь задача – предложить метод и с его помощью показать возможность и степень сокращения объема передаваемых радиолокационных данных в реальном времени и с допустимой ошибкой восстановления исходных данных.

**Принципы получения данных с радара.** Рассматривается радиолокационная станция (РЛС) «Река» производства ЗАО НПФ «Микран».

Данная РЛС с определённой частотой повторения (~280 Гц) посылает в окружающее пространство зондирующий сигнал и одновременно принимает отражённый, несущий информацию об объектах местности. Принимаемые данные можно разделить на блоки, каждый из которых содержит информацию об объектах местности, расположенных на линии визирования антенны радара. Такой блок в данной работе называется дальностной строкой.

Отсчёты амплитуд в дальностной строке идут с равномерным шагом по дальности, зависящим от текущей разрешающей способности, которая, в свою очередь, зависит от ширины спектра излучаемого сигнала. Для РЛС «Река» количество отсчётов по дальности фиксировано, поэтому объём цифровой информации не зависит от текущего разрешения по дальности и определяется форматом представления амплитуды.

Скорость передачи данных РЛС «Река» в режиме без потерь составляет 37,5 Мбит/с, что составляет около 40% от пропускной способности всё ещё широко распространённой сети «Ethernet 100 Мбит». Разрешение рассматриваемого радара не является предельным. Технически возможно создание радара с более высоким разрешением, например, в 2,5 раза большим, при этом объём данных увеличится во столько же раз и сеть «Ethernet 100 Мбит» уже не справится. Данное ограничение призваны уменьшить методы сжатия цифровых данных.

В настоящее время, как правило, методы создаются на основании подходящей комбинации множества уже известных методов. В данной работе этот принцип активно используется. Разрабатываемый здесь метод направлен на решение определённой задачи.

**Физические возможности сжатия радиолокационной информации.** Можно выделить следующие физические возможности для сжатия:

- различимость глазом человека конечного диапазона яркостей (в цифровом телевидении выделено 220 уровней для сигнала яркости);

- ненулевая дисперсия амплитуды отражённого от некоторого объекта сигнала.

Оценка дисперсии амплитуды по четырём-пяти оборотам антенны составила 12% относительно самой амплитуды. Данный фактор является доминирующим, так как выделение 220 уровней яркости допускает ошибку 0,5% (один дискрет по отношению к максимуму).

Таким образом, случайные изменения яркости одного и того же объекта оказываются больше порога различимости человеческого глаза.

**Технические возможности сжатия радиолокационной информации.** Информация об амплитуде, в конечном итоге определяющей яркость цели, в РЛС «Река» хранится в виде числа с плавающей точкой одинарной точности размером 4 байта (далее обозначается как «float»). Необходимость выбранного формата продиктована существующим стандартом на вещественные числа [1]. Однако, исходя из вышеприведённых оценок дисперсии, точность данного формата весьма избыточна (7–8 знаков после запятой).

Первая возможность для сжатия – отбросить часть мантиссы числа float, а именно: оставить два старших байта из четырёх

$$\underbrace{se_1e_2e_3e_4e_5e_6e_7}_{4\text{-й байт}} \quad \underbrace{e_8m_1m_2m_3m_4m_5m_6m_7}_{3\text{-й байт}} \quad \underbrace{xxxxxx}_{2\text{-й байт}} \quad \underbrace{xxxxxxxx}_{1\text{-й байт}}, \quad (1)$$

где  $s$  – знаковый бит (всегда нулевой, так как амплитуды положительны);  $e_i$  – биты экспоненты;  $m_i$  – биты мантиссы. Далее для упрощения четвёртый байт (1) будет называться «экспонента», а третий – «мантисса».

Ошибка округления (1) вычисляется следующим образом.

Примем за исходное число (за эталон) положительную единицу, которая в формате (1) запишется как

$$0\ 1111111\ 0000000\ 000000000000000000000000 \quad (2)$$

Максимальная ошибка при усечении двух байт будет при заполнении шестнадцати крайних бит единицами (выделено жирным)

$$0\ 1111111\ 0000000\ 1111111111111111 \quad (3)$$

Делая по формуле из [1] пересчёт (2) и (3) в десятичные числа, получим величину ошибки

$$\left(1 - \left(1 + 65535/2^{23}\right)\right) \approx 0,0078. \quad (4)$$

Восстановление сжатого числа до исходного (распаковка) происходит вставкой двух нулевых недостающих байт.

Таким образом, идея отброса двух младших байт даёт сокращение объёма передаваемой информации в два раза при амплитудных ошибках не более 1%. Очевидно, что затраты на сжатие-распаковку здесь ничтожны, так как все операции выполняются с данными, **кратными байту**. Данный способ был опробован и успешно реализован в программном обеспечении РЛС «Река».

Вторая возможность для сжатия возникает при попытке ответа на вопрос о том, можно ли набор двухбайтовых чисел сжать ещё?

Если первая идея привела к алгоритму сжатия с потерями, то теперь потери недопустимы, хотя бы потому, что в цифровой вычислительной технике информацию принципиально передают кратко байту. Остаются алгоритмы сжатия без потерь, которые, естественно, уступают по вычислительным затратам. Здесь необходимо постараться выбрать такой способ сжатия, который имеет допустимые вычислительные затраты при как можно большем коэффициенте сжатия.

Идея сжатия без потерь, как известно, базируется на статистике символов, несущих некоторую информацию. Как было сказано, кратность байту – базовое ограничение вычислительной техники, поэтому из формулы (1) следует, что можно набрать статистику для символов, соответствующих четвёртому и третьему байтам. Результаты статистического анализа (рис. 1) говорят о потенциальной возможности сжатия без потерь только потока экспонент (четвёртый байт float).

Для порядка 10000 линий дальности была оценена энтропия (рис. 2) для потоков экспонент и мантисс. Анализ показывает, что потенциальный коэффициент сжатия потока экспонент составляет  $8/1,75 \approx 4,57$  раза. Энтропия потока мантисс практически достигает максимального значения (8 бит/символ), поэтому сжимать этот поток не имеет смысла.

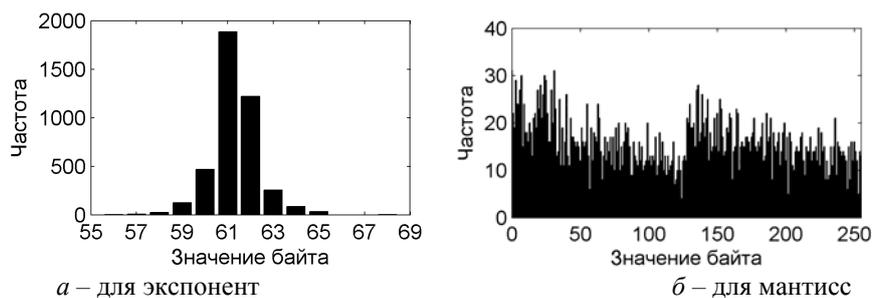


Рис. 1. Примеры частот повторяемости байтовых символов в дальностной строке РЛС «Река»

Таким образом, в блоке сжатия без потерь намечается блок, выделяющийся из линии дальности **поток экспонент**, который далее поступает в сжимающий кодер, и **поток мантисс**, передаваемый в канал связи напрямую. Операции разделения и сбора байт также не вносят значительных вычислительных расходов, так как размер символов кратен байту.

Можно заметить, что одной из базовых идей при сжатии является известная идея декомпозиции (раздельного анализа частей какого-либо объекта, в данном случае – числа с плавающей точкой).

Самое простое при выборе методов сжатия без потерь – это кодек длин повторов, Run Length Encoding, RLE [2]. Однако реализация RLE показала небольшой коэффициент сжатия на радиолокационных данных РЛС «Река» (1,3–1,4 в сравнении с потенциально возможным коэффициентом 4,57). Поэтому следующим шагом был анализ идеи сжатия Лемпела–Зива [2].

Существует множество вариантов сжимающих кодеков, основанных на этой идее.

Сначала автором был рассмотрен метод Lempel–Ziv 78 (LZ78) [2], заключающийся в динамическом составлении таблицы-словаря и передаче в канал пар (номер, символ). Затем, как более практичный вариант, требующий передачи только номера, был проанализирован метод Lempel–Ziv–Welch (LZW) [2], используемый, например, при кодировании изображений в формат Graphics Interchange Format (GIF), опционально в Tagged Image File Format (TIFF), а также при создании документов Portable Document Format (PDF) и PostScript. Два этих метода защищены патентами разных стран (США, Канада, Япония), но к настоящему времени их сроки истекли.

Средние коэффициенты сжатия для методов LZ78 и LZW получились равными 2,4 и 3,2 соответственно. Очевидно преимущество LZW (для этой цели, а также для упрощения реализации и был модифицирован метод LZ78).

Что касается вычислительных затрат, то прямая реализация методов словарного сжатия LZ78 и LZW, когда поиск по таблице-словарю происходит линейно (сверху вниз, снизу вверх – без разницы), показала недостаточные скорости компрессии и декомпрессии для работы в реальном времени радара (получилось в 15–20 раз медленнее базовой операции радара). Поэтому следующим шагом к достижению цели была оптимизация операции поиска по таблице. Выбор, естественно, пал на хэш-таблицы [3], дающие константное время поиска любого элемента таблицы.

В качестве хэш-функции для вычисления индекса была выбрана [3]

$$i(k) = \lfloor N \cdot \{\varphi \cdot k\} \rfloor, \tag{5}$$

где  $k$  – ключ для поиска, формируемый по исходным данным;  $N$  – количество элементов в хэш-таблице;  $\varphi$  – золотое сечение 0,618...;  $\{\cdot\}$  – функция взятия дробной части;  $\lfloor \cdot \rfloor$  – функция взятия целой части «пол» (англ. «floor»).

Ключ  $k$  для поиска формируется по правилу

$$k = (s \ll n) \vee p, \tag{6}$$

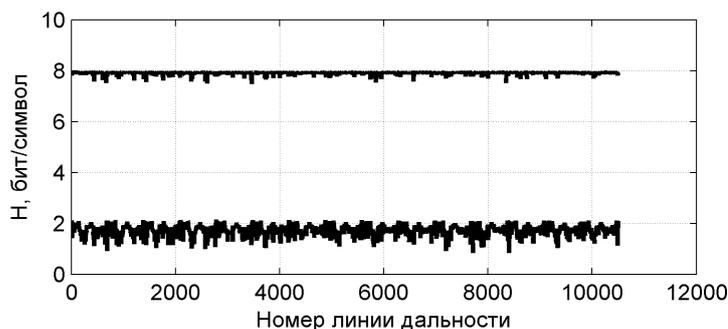


Рис. 2. Пример зависимостей энтропии байтовых символов для амплитудных данных РЛС «Река». Верхняя кривая – для мантисс, нижняя – для экспонент

где  $s$  – заносимый в таблицу байтовый символ;  $n$  – количество бит, отводимых под номер, непосредственно выдаваемый сжимающим кодером;  $p$  – номер из строки таблицы, где был найден последний отрезок;  $\llcorner$  – операция побитового сдвига влево;  $\vee$  – операция побитового ИЛИ.

Проверка хэш-функции (5) на реальных данных радара позволила оценить вероятность коллизии в 0,09, при этом оказались задействованы не более трёх-четырёх уровней хэш-таблицы. Другими словами, вероятность того, что элемент будет найден в таблице за одну попытку, составила 0,91, при этом изредка возможны две попытки, ещё реже – три и четыре.

Тестовая реализация метода LZW с использованием (5) показала возможность сжатия данных в реальном времени работы радара: в 1,5 раза медленнее базовой операции радара.

Объём памяти, требуемый для хранения хэш-таблицы, зависит от битности кода  $n$  в (6). В качестве оптимальной (по максимуму среднего коэффициента сжатия) выбрана длина кода  $n = 10$ , при этом хэш-таблица состоит из 2048 элементов-троек типа  $\langle p, s, c \rangle$ , где  $c$  – номер текущей строки.

С учётом того, что сначала данные сжимаются (с потерями) в два раза, а затем половина от сжатых данных жмётся кодером LZW в  $3,2 \pm 0,19$  раза, общий коэффициент сжатия составит

$$K_T = \frac{4 \cdot K_{LZW}}{1 + K_{LZW}} = \frac{4 \cdot 3,2}{1 + 3,2} \approx 3,0, \quad \Delta K_T \approx \frac{4}{(1 + K_{LZW})^2} \cdot \Delta K_{LZW} = \frac{4}{(1 + 3,2)^2} \cdot 0,19 \approx 0,04.$$

Разделение данных на экспоненты и мантиссы дополнительно позволило уменьшить дисперсию коэффициента сжатия.

В программном обеспечении РЛС «Река» метод сжатия без потерь пока не реализован.

#### Пример сжатия реальных радиолокационных данных

В качестве примера рассмотрим 16 двухбайтовых отсчётов (сжатие с потерями уже произошло)

68 170 63 148 63 195 63 186 63 5 62 105 63 108 61 128 62 24 62 93 61 188  
62 45 59 225 61 68 61 28 60 130.

Блок, разделяющий мантиссы и экспоненты, выделит поток экспонент

68 63 63 63 63 62 63 61 62 62 61 62 59 61 61 60,

который поступает в кодер LZW. На рассматриваемом блоке данных сжатия может и не наблюдаться, так как блок короткий, однако это не мешает понять сам алгоритм (таблица).

Пример кодирования потока экспонент кодом LZW

Отрезок	Номер (код)	Отрезок	Номер (код)
0	0	63 62	261
1	1	62 63	262
2	2	63 61	263
...	...	61 62	264
255	255	62 62	265
<b>Clear</b>	256	62 61	266
<b>End</b>	257	61 62 59	267
68 63	258	59 61	268
63 63	259	61 61	269
63 63 63	260	61 60	270
Вход кодера			
Выход кодера			
256, 68, 63, 259, 63, 62, 63, 61, 62, 62, 264, 59, 61, 61, 60, 257			

В начале кодирования первые 256 строк таблицы всегда заполняются всевозможными байтовыми символами с кодами (0–255). Далее идут два служебных символа: символ очистки таблицы **Clear** с кодом 256 и символ-признак конца архива **End** (код 257). Затем таблица динамически заполняется наборами чисел по следующему алгоритму.

Поступающий символ ищется в таблице (в рассматриваемом случае это первый символ (68)), и если он там есть, считывается следующий (63). В таблице ищется отрезок (68, 63), которого в данном случае там нет. Отрезок заносится в таблицу и ему присваивается следующий номер по поряд-

ку, т.е. 258. Далее считывается символ (63), который, естественно, всегда есть в таблице, и считывается следующий символ (63). Отрезка (63, 63) там нет, поэтому ему присваивается номер 259. Далее идёт похожая ситуация, т.е. отрезок (63) – есть, (63, 63) – есть, а вот отрезка (63, 63, 63) – нет в таблице, поэтому он туда заносится со следующим свободным номером 260. Процесс продолжается до тех пор, пока не закончатся данные или пока не переполнится таблица. В случае переполнения на выход кодера выставляется символ очистки и таблица сбрасывается.

По сути, в таблице-словаре необходимо хранить лишь тройки чисел:

- номер последнего найденного в таблице отрезка. Например, для (63, 63) это 259;
- последний символ в отрезке, которого нет в таблице (это **63** для отрезка (63, 63, **63**));
- номер текущего отрезка (260).

В этом случае структура таблицы будет значительно проще и её объём будет заранее определён.

Для рассмотренного примера коэффициент сжатия получился равным единице (16 символов на входе, 16 на выходе). Это связано с небольшой длиной блока. В РЛС «Река» дальностная строка состоит из 4096 отсчётов и приведённые в заключении результаты предполагают этот факт.

**Заключение.** Показано, что в реальном времени работы РЛС «Река» возможно обеспечить сжатие радиолокационной информации с ошибкой восстановления радиолокационной отражаемости не более 1% и коэффициентом сжатия  $3 \pm 0,04$ , что даёт средний цифровой поток  $12,5 \pm 0,17$  Мбит/с против исходного 37,5 Мбит/с ( $\sim 1,17 \cdot 10^6$  чисел с плавающей точкой в секунду,  $\sim 11$  бит/отсчёт). При этом дополнительные вычислительные затраты на сжатие составляют 1,5 от затрат на базовую операцию радара.

Предварительный анализ известного [2] метода разностного сжатия радиолокационных данных, когда используется корреляция дальностных строк, показал неудовлетворительный результат. Попытки кодирования с линейным предсказанием дали результаты, которые не лучше результатов без предсказания (анализ проводился при максимальной скорости вращения антенны – 24 об/мин).

В данной работе проведён анализ возможностей сжатия цифровых данных для конкретного радара. Однако, основываясь на общих свойствах чисел с плавающей точкой и примерно одинаковом динамическом диапазоне радаров, можно с уверенностью предположить возможность использования предложенного метода в других широкополосных радарах.

#### *Литература*

1. IEEE 754 – стандарт двоичной арифметики с плавающей точкой [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.softelectro.ru/ieee754.html>, свободный (дата обращения: 19.06.2013).
2. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео / Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 384 с.
3. Алгоритмы: построение и анализ = Introduction to Algorithms / Т. Кормен, Ч. Лейзерсон, Р. Ривест, К. Штайн. – 2-е изд. – М.: Вильямс, 2005. – 1296 с.

---

#### **Новиков Анатолий Викторович**

Канд. техн. наук, ассистент каф. радиотехнических систем ТУСУРа, инженер ЗАО НПФ «Микран»

Тел.: 8-952-155-96-99

Эл. почта: novikov@micran.ru, naw1983@yandex.ru

Novikov A.V.

#### **Broadband Radar Data Compression Method**

In the paper we offer a real-time algorithm for lossy radar data compression with a compression ratio of  $3 \pm 0.04$ . The recovery error of the radar reflectivity is less than 1%. The time required for the algorithm is comparable to the costs of the basic operation of the radar.

**Keywords:** broadband radar, Lempel–Ziv–Welch algorithm, hash table.

УДК 621.382.23

И.И. Привалихин, Б.И. Авдоченко

## Фотоприемник для исследования характеристик полупроводниковых светодиодов в динамическом режиме

Рассмотрена элементная база и представлены структурные схемы исследовательской установки с динамическим режимом работы. Показана возможность увеличения временного разрешения фотоприемников на основе ПЗС-матриц на несколько порядков.

**Ключевые слова:** ПЗС-матрица, динамические режимы работы, фотометрия, светодиоды, фотоприемник.

В течение последних десятилетий получили бурное развитие полупроводниковые источники излучения, светодиоды. Современные светодиоды отличаются миниатюрностью, прочностью, надежностью, хорошими оптическими характеристиками и высоким квантовым выходом излучения. В отличие от многих других источников излучения, светодиоды могут преобразовывать электрическую энергию в световую с КПД, близким к единице.

Для отработки технологии производства светодиодов необходимо измерять их основные характеристики: фотометрические (световые); радиометрические (энергетические); колориметрические (спектральные); гониометрические (угловые); тепловые; вольт-амперные; эксплуатационные (срок службы) [1–2].

Влияние технологии и используемых материалов на оптические и электрические характеристики излучающих диодов удобно исследовать при работе диодов в динамическом режиме. Применение динамического режима позволяет исследовать потенциальные характеристики светодиодов без разрушения структур, ускорить измерение эксплуатационных характеристик.

Целью данной работы является разработка метрологической установки для измерения оптических, вольт-амперных и тепловых характеристик излучающих диодов высокой мощности. Установка позволит в короткое время снять все характеристики полупроводниковых источников излучения в широком спектральном диапазоне. Кроме универсальности измерений, преимуществами разрабатываемой установки являются:

1. Пространственное исследование полупроводникового источника излучения. Установка позволяет благодаря большому увеличению и использованию прибора с зарядовой связью (ПЗС) просматривать кристалл излучающего диода и его отдельные участки.

2. Исследование характеристик излучающих диодов в динамическом режиме. Динамический режим позволяет снимать предельные характеристики диодов без перегрузки локальных областей кристаллов и без разрушения диода при больших токах.

3. Исследование спектра излучения диода и отдельных участков кристалла в различных спектральных областях (видимого диапазона, ближнего и дальнего инфракрасного диапазонов).

В состав установки, структурная схема которого представлена на рис. 1, входят следующие блоки:

1. Компьютер. Предназначен для обработки, хранения и отображения полученной информации и управления всей установкой.

2. Фотоприемник. Фотоприемное устройство на основе ПЗС-матрицы.

3. Импульсный коммутатор. Вырабатывает импульсы питания исследуемых полупроводниковых структур.

4. Исследуемый объект (кристалл, диод или диодная решетка).

5. Оптическая система. Предназначена для фокусировки, увеличения изображения [3].

Основой фотоприемника является чересстрочная ПЗС-матрица Kodak KAI-01050. Эта ПЗС матрица в стандартном режиме имеет время экспозиции от 1 мкс, для снятия динамических характеристик необходимо уменьшение времени экспозиции до единиц наносекунд. На основе анализа работы ПЗС-матрицы был разработан способ уменьшения времени экспозиции. Суть предложенного способа заключается в следующем.

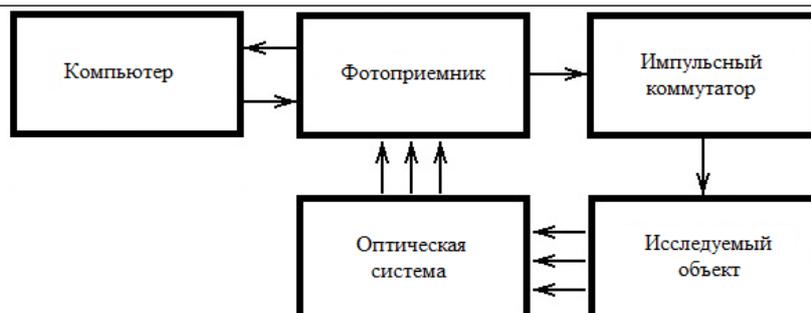


Рис. 1. Структурная схема установки для измерений параметров излучающих диодов

ПЗС-матрица состоит из поликремния, отделённого от кремниевой подложки, у которой при подаче напряжения через затворы изменяются электрические потенциалы вблизи электродов. До экспонирования происходит сброс всех ранее образовавшихся зарядов и приведение всех элементов в идентичное состояние подачей определённой комбинации напряжений на электроды. Комбинация напряжений на электродах создаёт потенциальную яму, в которой накапливаются электроны, образовавшиеся в данном пикселе матрицы в результате воздействия света при экспонировании. В чересстрочных ПЗС каждый пиксель обладает светочувствительным элементом и областью накопления заряда.

На рис. 2 показаны сигналы, которые определяют время экспозиции. Прямоугольный импульс на пьедестале сигнала P1T/B осуществляет перенос заряда из накапливающей области в область переноса заряда. Сигнал SUB служит для сброса накопленных зарядов в накапливающей области перед началом экспозиции.

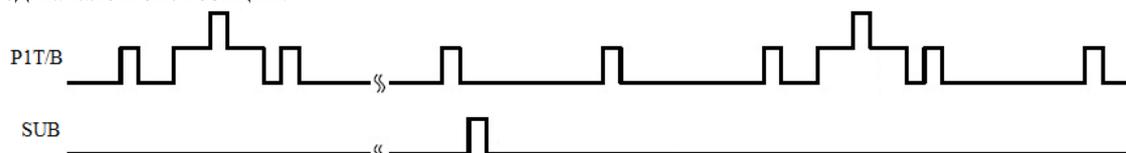


Рис. 2. Сигналы, отвечающие за экспозицию

Именно эти два сигнала отвечают за время экспозиции. Время экспозиции определяется временем между задними фронтами этих сигналов. На этом и основан способ снятия динамических характеристик с высоким временным разрешением.

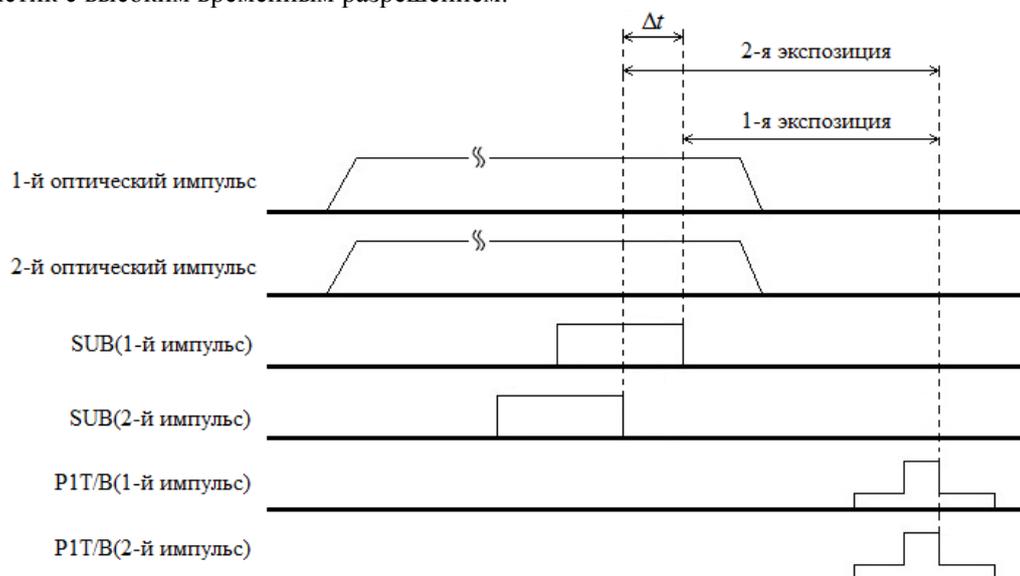


Рис. 3. Диаграмма динамических характеристик

Принцип увеличения временного разрешения следующий. Исследуется периодический процесс измерения оптического импульса, генерируемого источником излучения. Накопленный заряд в ПЗС является интегральной величиной, время экспозиции относительно оптического импульса изменяется в соответствии с рис. 3. В данном примере приводятся две разные экспозиции, отлича-

шеся на  $\Delta t$ . Полученные результаты являются интегральной величиной и разность между ними равна экспозиции за время  $\Delta t$ . В результате появляется возможность просмотреть изменения в изображениях в ПЗС-матрице с дискретными отсчетами в  $\Delta t$ .

Для обеспечения предлагаемого технического решения увеличения временной разрешающей способности фотоприемника оптического диапазона была разработана структурная схема, представленная на рис. 4.

Фотоприемник содержит следующие блоки:

1. PHY Gigabit Ethernet – микросхема физического уровня гигабитного Ethernet. Осуществляет связь с компьютером.
2. МК – микроконтроллер. Предназначен для конфигурации и управления всей системы.
3. DDR-память. Необходима для хранения и обработки фотоизображений. Чтобы развязать операции чтения и записи фотоизображений, используются две микросхемы памяти, что увеличит скорость работы устройства.

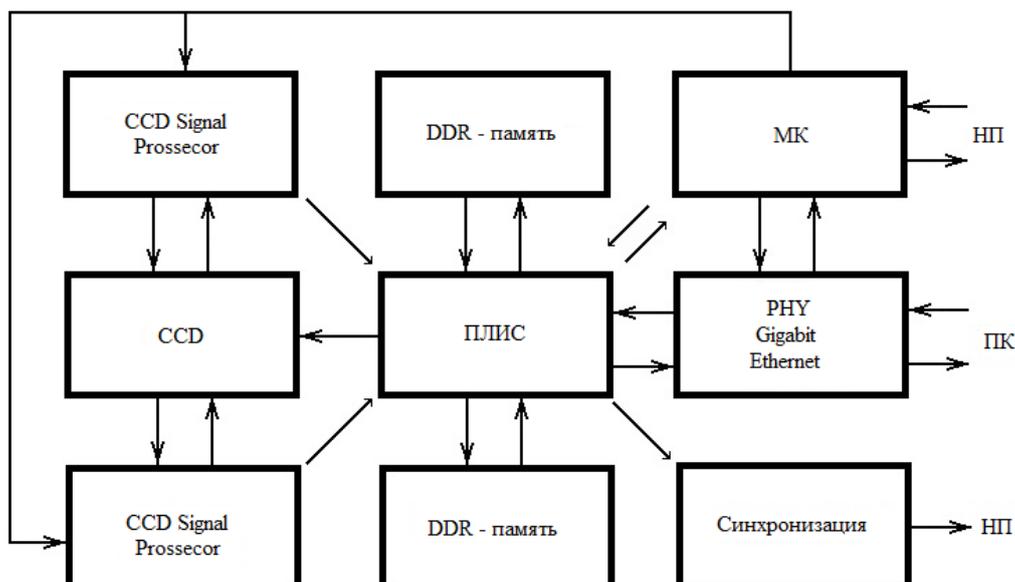


Рис. 4. Структурная схема фотоприемника

4. CCD Signal Processor – специализированная микросхема для работы с ПЗС-матрицей. Осуществляет генерацию необходимых сигналов для ПЗС-матрицы (вертикальная и горизонтальная синхронизации) и также производит оцифровку аналогового сигнала с ПЗС-матрицы. Так как ПЗС-матрица четырехканальная, используются два 2-канальных сигнальных процессора.

5. ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема. Осуществляет основную работу устройства: работа с CCD-процессорами, DDR-памятью, с Ethernet, с МК и синхронизация всей системы. В данном фотоприемнике используется ПЛИС фирмы Altera Cyclone III.

6. CCD – ПЗС-матрица.

7. НИП – нижняя плата с полупроводниковым излучателем и его драйвером [4].

Рассмотрим методы исследования характеристик с помощью метрологической установки.

1. Фотометрические (световые) характеристики.

Фотометрические характеристики получают с помощью фотоприемника видимого диапазона на основе ПЗС-матрицы. ПЗС-матрица калибруется относительно эталонного источника света (по силе света, световому потоку, освещенности, яркости), и информация основных характеристик эталонного источника сохраняется в памяти компьютера. Дальнейшие измерения исследуемых кристаллов производятся относительно эталонного источника.

2. Радиометрические (энергетические) характеристики.

Радиометрические характеристики получают с помощью отдельного измерения оптической мощности фотоприемником на основе ПЗС-матрицы на различных участках спектра.

3. Колометрические характеристики.

Колометрические характеристики получают с помощью фотоприемника на основе ПЗС-матрицы со встроенным RGB-фильтром Байера. По величине светового потока на основных спектральных составляющих определяется колометрия диода.

#### 4. Гониометрические (угловые) характеристики.

Гониометрические характеристики получаются перемещением исследуемого излучающего объекта относительно неподвижного фотоприемника.

#### 5. Тепловые характеристики.

Тепловые характеристики кристалла и его отдельных участков снимаются с помощью инфракрасной (ИК) ПЗС-матрицы с длиной волны регистрируемого излучения 8–12 мкм.

#### 6. Вольт-амперные характеристики.

Вольт-амперные характеристики определяются путем измерения входного напряжения, входного тока, выходного напряжения и выходного тока с помощью АЦП.

#### 7. Эксплуатационные характеристики.

Нарушение теплового режима, работа участков  $p-n$ -перехода с температурой, близкой к максимальной, приводит к быстрому старению излучающих диодов и сокращению срока службы светодиода в десятки – тысячи раз. Для косвенного измерения эксплуатационных характеристик используется измерение температуры отдельных участков кристаллов с помощью ИК-ПЗС-матрицы и контроля формы оптического импульса [5].

Использование фотоприемника для снятия оптических и динамических характеристик излучающих диодов позволит целенаправленно изменять технологические и конструктивные параметры диодов и управлять такими свойствами светодиодов, как их спектр излучения, цветовая температура, угловая диаграмма, предельная мощность [6].

#### Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.

2. Измеряемые характеристики светодиодов [Электронный ресурс]. – URL: <http://zellight.ru/poleznye-stati/izmerjaemye-harakteristiki-svetodiodov> (дата обращения: 5.05.2012).

3. Привалихин И.И. Автоматизированный стенд для снятия характеристик полупроводниковых источников излучения // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–6 мая 2011 г.: в 6 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2011. – 348 с.

4. Привалихин И.И. Фотоприемник для исследования характеристик полупроводниковых источников излучения. Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2012 г.: в 5 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2012. – 320 с.

5. Справочная книга по светотехнике / Под ред. Ю.Б. Айзенберга. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Знак, 2006. – 972 с.

6. Привалихин И.И. Исследование влияния режима на характеристики ИК-диода / И.И. Привалихин, Б.И. Авдоченко, А.А. Виллисов // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Научная сессия ТУСУР-2011: Томск, 4–6 мая 2011 г.: в 6 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2011. – 348 с.

---

#### **Привалихин Иван Иванович**

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа

Тел.: +7-923-401-84-79

Эл. почта: [ivan\\_privalihin@mail.ru](mailto:ivan_privalihin@mail.ru)

#### **Авдоченко Борис Иванович**

Канд. техн. наук, доцент каф. РЗИ

Тел.: (382-2) 41-33-65

Эл. почта: [AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru](mailto:AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru)

Privalikhin I.I., Avdochenko B.I.

#### **Photodetector to research characteristics of semiconductor light sources in dynamic mode**

In the paper an element base is considered and structural schemes of research installation with dynamic mode of operation are presented. The possibility to increase time resolution of photodetectors based on CCD arrays by orders of magnitude is shown.

**Keywords:** CCD, dynamical regimes of work, photometry, LED, photodetector.

УДК 621.372.51.049.774:658.512.26:004.92

А.А. Самуилов, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак

## Методика «визуального» проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок

Предложена интерактивная «визуальная» методика проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования комплексных импедансов генератора и нагрузки, которая реализована в программе Locus. Достоинствами методики являются возможность контроля структуры и значений элементов цепи, а также простота и наглядность. Приведены примеры проектирования широкополосных согласующих цепей.

**Ключевые слова:** широкополосное согласование, согласующая цепь, комплексные нагрузки, «визуальное» проектирование.

В настоящее время используются несколько различных подходов к синтезу широкополосных согласующих цепей (СЦ), в том числе применение методов классического синтеза [1, 2], реальной частоты [3, 4], систематического поиска [5] и др.

В [6, 7] была предложена интерактивная методика «визуального» проектирования СЦ на сосредоточенных и распределенных элементах, которая реализована в программе Locus [8]. Она предназначена для решения задач синтеза СЦ со сравнительно небольшим количеством элементов (от 2 до 6), однако по сравнению с другими методами имеет ряд достоинств – в частности, обеспечивает полный контроль структуры и параметров элементов цепи, использует представление согласуемых импедансов непосредственно в виде числовых значений на заданных частотах. Процедура проектирования СЦ является простой и наглядной, выполняется пользователем в интерактивном режиме на основе оценки визуальной информации, не использует сложных вычислительных алгоритмов. К достоинствам методики относится также то, что она разрешает осуществить синтез широкополосных СЦ по областям допустимых значений (ОДЗ) выходного иммитанса цепи на ряде фиксированных частот. Это позволяет применить предложенный подход к решению широкого круга задач проектирования СЦ в СВЧ-транзисторных усилителях [7].

Однако описанный в [6, 7] вариант методики предназначен для синтеза цепей, согласующих активное сопротивление генератора с комплексным импедансом нагрузки. Между тем во многих случаях требуется согласовать в широкой полосе частот два комплексных частотно-зависимых импеданса. Такая задача возникает, в частности, при синтезе межкаскадных СЦ СВЧ-усилителей.

В настоящей работе предлагается вариант методики «визуального» проектирования для синтеза широкополосных цепей на сосредоточенных элементах, которые предназначены для согласования комплексных импедансов генератора и нагрузки. Эффективность методики подтверждается примерами проектирования СЦ и сравнением с другими методами.

**Описание методики.** Пусть на ряде фиксированных частот  $\omega_k$  ( $k = \overline{1, m}$ ) в полосе частот  $[\omega_L, \omega_U]$  заданы комплексные импедансы генератора  $Z_S(\omega_k)$  и нагрузки  $Z_L(\omega_k)$ . Задача состоит в определении структуры и элементов реактивной сосредоточенной СЦ (рис. 1), коэффициент передачи по мощности  $G(\omega)$  которой удовлетворяет ограничениям

$$G^-(\omega_k) \leq G(\omega_k) \leq G^+(\omega_k), \quad k = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где  $G^-(\omega_k)$  и  $G^+(\omega_k)$  – требуемые граничные значения  $G(\omega)$  на частоте  $\omega_k$ . Формулировка (1) позволяет задавать произвольную форму АЧХ цепи.

Особенностью задачи синтеза реактивной СЦ для согласования двух комплексных нагрузок является то, что коэффициенты отражения  $S_1$  во входном сечении 1–1' и  $S_2$  в выходном сечении 2–2' цепи на рис. 1 равны по модулю и однозначно связаны с коэффициентом передачи по мощности  $G$  [9]:

$$|S_1| = |S_2| = |S|; \quad (2)$$

$$G = 1 - |S|^2, \quad (3)$$

где

$$S_1 = \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}}; \quad S_2 = \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \quad (4)$$

$Z_{in}$  и  $Z_{out}$  – соответственно входной и выходной импедансы СЦ.

Отсюда следует, что при синтезе реактивной СЦ на рис. 1 достаточно контролировать коэффициент отражения только на входе или только на выходе цепи.

Используя соотношения (2)–(4), можно также показать, что ОДЗ на частотах  $\omega_k$ , отвечающие неравенствам (1), представляют собой круговые области (круги или кольца) на плоскостях входного ( $Z_{in}$ ) и выходного ( $Z_{out}$ ) импедансов цепи. Положение этих областей, которые обозначим соответственно  $E_{in}(\omega_k)$  и

$E_{out}(\omega_k)$ , может быть рассчитано с помощью формул, приведенных в [7, 10]. Из отмеченных выше свойств реактивной цепи вытекает следующее важное обстоятельство. Пусть в процессе синтеза СЦ получено значение ее входного импеданса  $Z_{in}(\omega_k)$  в пределах области  $E_{in}(\omega_k)$ , т.е.  $Z_{in}(\omega_k) \in E_{in}(\omega_k)$ . В этом случае на частоте  $\omega_k$  удовлетворяется неравенство  $G^-(\omega_k) \leq G(\omega_k) \leq G^+(\omega_k)$  и, таким образом, одновременно выполняется условие  $Z_{out}(\omega_k) \in E_{out}(\omega_k)$ , т.е. соответствующее значение выходного импеданса цепи  $Z_{out}(\omega_k)$  попадает в область  $E_{out}(\omega_k)$ . Обратное тоже верно, т.е. выполнение условия  $Z_{out}(\omega_k) \in E_{out}(\omega_k)$  влечет за собой  $Z_{in}(\omega_k) \in E_{in}(\omega_k)$ . Указанное обстоятельство позволяет осуществить синтез СЦ по ОДЗ, построенным на плоскости только одного импеданса – входного или выходного.

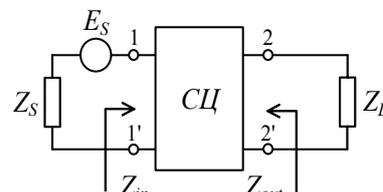


Рис. 1. Согласование двух комплексных нагрузок

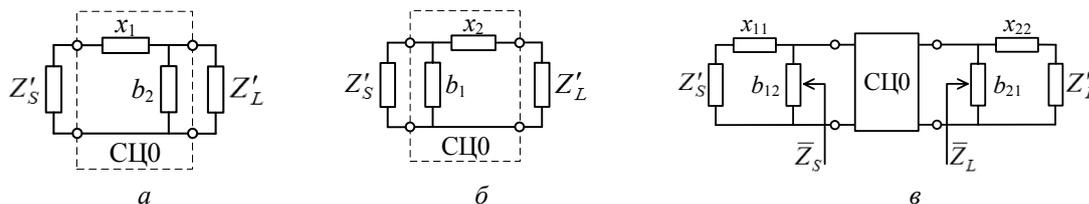


Рис. 2. Структуры цепей для согласования двух комплексных нагрузок:

а – схема 1; б – схема 2; в – схема с дополнительными реактивными элементами на входе и выходе

Предлагаемая методика «визуального» проектирования СЦ в качестве составной части использует предложенный в работе [11] аналитический способ расчета сосредоточенной цепи, обеспечивающей идеальное согласование двух произвольных комплексных импедансов в одной частотной точке  $\omega_0$ . Для согласования импедансов генератора  $Z'_S$  и нагрузки  $Z'_L$  на частоте  $\omega_0$  СЦ должна содержать два сосредоточенных реактивных элемента (рис. 2, а, б). Метод [11] предполагает представление согласуемых импедансов на фиксированной частоте  $\omega_0$  в виде последовательного или параллельного соединения активного и реактивного элементов, т.е.  $Z'_S = R'_S + jX'_S$ ,  $Z'_L = R'_L + jX'_L$  либо  $Y'_S = 1/Z'_S = G'_S + jB'_S$ ,  $Y'_L = 1/Z'_L = G'_L + jB'_L$ .

В работе [11] вначале на основе анализа значений  $Z'_S$  и  $Z'_L$  на частоте  $\omega_0$  выбирается структура СЦ (схема 1 – рис. 2, а, или схема 2 – рис. 2, б). Далее находятся ее элементы, с этой целью используются нормированные значения реактивных сопротивлений и проводимостей емкостей ( $x_c, b_c$ ) и индуктивностей ( $x_l, b_l$ ):

– для схемы 1:

$$x_c = \frac{-1}{\omega_0 C R'_L}; \quad b_c = \omega_0 C R'_L; \quad x_l = \frac{\omega_0 L}{R'_L}; \quad b_l = \frac{-R'_L}{\omega_0 L}; \quad (5)$$

– для схемы 2:

$$x_c = \frac{-G'_L}{\omega_0 C}; \quad b_c = \frac{\omega_0 C}{G'_L}; \quad x_l = \omega_0 L G'_L; \quad b_l = \frac{-1}{\omega_0 L G'_L}. \quad (6)$$

Величины нормированных элементов  $x_1$  и  $b_2$  ( $b_1$  и  $x_2$ ) СЦ на рис. 2а, б вычисляются по следующим формулам [11]:

– для схемы 1:

$$x_1 = \delta \cdot M - x_S; \quad b_2 = \frac{\delta \cdot M + x_L \cdot r_S}{(1 + x_L^2) \cdot r_S}, \quad (7)$$

где

$$M = \sqrt{r_S \cdot (1 + x_L^2) - r_S^2}; \quad \delta = \pm 1; \quad r_S = \frac{R'_S}{R'_L}; \quad x_S = \frac{X'_S}{R'_L}; \quad r_L = \frac{R'_L}{R'_L} = 1; \quad x_L = \frac{X'_L}{R'_L};$$

– для схемы 2:

$$b_1 = \delta \cdot N - b_S; \quad x_2 = \frac{\delta \cdot N + b_L \cdot g_S}{(1 + b_L^2) \cdot g_S}, \quad (8)$$

где

$$N = \sqrt{g_S \cdot (1 + b_L^2) - g_S^2}; \quad \delta = \pm 1; \quad g_S = \frac{G'_S}{G'_L}; \quad b_S = \frac{B'_S}{G'_L}; \quad g_L = \frac{G'_L}{G'_L} = 1; \quad b_L = \frac{B'_L}{G'_L}.$$

Анализируя знаки значений  $x_1$  и  $b_2$  ( $b_1$  и  $x_2$ ), можно определить тип реактивного элемента (емкость или индуктивность) и затем в соответствии с (5), (6) найти его реальную (ненормированную) величину. Если параметр  $M$  ( $N$ ) является комплексным, то цепи с выбранной структурой не существует.

Методика [11] на частоте  $\omega_0$  обеспечивает нулевой коэффициент отражения на зажимах 1–1' и 2–2' цепи (см. рис. 1), при этом  $Z_S(\omega_0) = Z_{in}^*(\omega_0)$  и  $Z_L(\omega_0) = Z_{out}^*(\omega_0)$ . Однако такой способ непосредственно не может быть применен к решению задачи (1), так как идеальное согласование произвольных комплексных импедансов возможно только в одной частотной точке [1, 9]. Для широкополосного согласования нагрузок необходимо допустить некоторое взаимное рассогласование импедансов  $Z_S$  и  $Z_{in}$  ( $Z_L$  и  $Z_{out}$ ) в полосе  $[\omega_L, \omega_U]$ , при этом  $G(\omega) < 1$ . Кроме того, широкополосные СЦ часто должны содержать более двух элементов.

В связи со сказанным на базе соотношений в [11] и представленного в [6, 7] подхода предлагается интерактивная методика «визуального» проектирования сосредоточенных цепей для широкополосного согласования комплексных нагрузок. Изложим методику вначале для двухэлементной цепи СЦ0 (рис. 2, а, б), в этом случае она содержит следующие этапы.

1. Для цепи (см. рис. 1) в соответствии с формулами в [7, 10] на каждой из частот  $\omega_k$  в полосе  $[\omega_L, \omega_U]$  по известным значениям  $Z_S(\omega_k)$ ,  $Z_L(\omega_k)$ ,  $G^-(\omega_k)$  и  $G^+(\omega_k)$  определяются ОДЗ импедансов  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$ , которые отвечают ограничениям (1). Указанные области  $E_{in}(\omega_k)$  и  $E_{out}(\omega_k)$  визуально отображаются на комплексных плоскостях  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$ .

2. Среди частот  $\omega_k$  выбираем опорную частоту  $\omega_{ref}$ . В пределах области  $E_{in}(\omega_{ref})$  на плоскости  $Z_{in}$  визуально выбираем (указываем с помощью «мыши») опорное значение входного импеданса цепи на этой частоте:  $Z_{in}^0(\omega_{ref}) \in E_{in}(\omega_{ref})$ .

3. Полагаем  $\omega_0 = \omega_{ref}$ ,  $Z'_S = [Z_{in}^0(\omega_{ref})]^*$ ,  $Z'_L = Z_L(\omega_{ref})$  и с помощью формул (5)–(8) находим элементы СЦ0 на рис. 2, а, б.

4. Для полученной цепи рассчитываем и строим на плоскостях  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$  годографы входного  $Z_{in}^0(\omega)$  и выходного  $Z_{out}^0(\omega)$  импедансов с учетом нагрузок  $Z_S(\omega)$  и  $Z_L(\omega)$ . Так как  $Z'_S = [Z_{in}^0(\omega_{ref})]^*$  и  $Z'_L = Z_L(\omega_{ref})$ , годограф  $Z_{in}^0(\omega)$  на частоте  $\omega_{ref}$  будет проходить через выбранную точку  $Z_{in}^0(\omega_{ref})$  внутри области  $E_{in}(\omega_{ref})$ . При этом, так как  $Z'_S \neq Z_S(\omega_{ref})$ , в общем случае  $Z_{out}^0(\omega_{ref}) \neq Z'_L(\omega_{ref})$ , но точка  $Z_{out}^0(\omega_{ref})$  обязательно будет находиться в пределах области  $E_{out}^0(\omega_{ref})$ .

5. Если точки годографа входного импеданса цепи  $Z_{in}^0(\omega_k)$  на остальных частотах  $\omega_k$  попали в соответствующие области  $E_{in}(\omega_k)$ , тогда задача решена. Заметим, что при этом точки годографа  $Z_{out}^0(\omega_k)$  автоматически попадут в соответствующие области  $E_{out}(\omega_k)$ .

6. В противном случае, изменяя с помощью «мыши» положение опорной точки  $Z_{in}^0(\omega_{ref})$ , пытаемся добиться попадания точек годографа  $Z_{in}^0(\omega)$  в соответствующие ОДЗ на плоскости  $Z_{in}$ . Указанная операция выполняется в интерактивном режиме, при этом элементы цепи постоянно пересчитываются для новой опорной точки  $Z_{in}^0(\omega_{ref})$ , годографы  $Z_{in}^0(\omega)$  и  $Z_{out}^0(\omega)$  также пересчитываются и отображаются в режиме реального времени.

При проектировании СЦ с числом элементов более двух в цепь, аналогично [6, 7], вводятся дополнительные управляемые сосредоточенные реактивные элементы. Они могут быть включены последовательно или параллельно на входе и (или) выходе двухэлементной цепи СЦ0 (рис. 2, в). При этом пользователь сам указывает либо выбирает в ходе проектирования способ включения (последовательный или параллельный) и тип (индуктивность или емкость) дополнительного элемента. Величины указанных элементов полагаются известными. Если дополнительные элементы на входе СЦ0 отнести к генератору, а элементы на выходе СЦ0 – к нагрузке, то при известных значениях этих элементов можно определить эквивалентные импедансы генератора  $\bar{Z}_S(\omega)$  и нагрузки  $\bar{Z}_L(\omega)$  для двухэлементной цепи СЦ0. Далее рассмотренным выше способом по формулам (5)–(8) находятся элементы СЦ0 при замене  $Z'_S(\omega)$  на  $\bar{Z}_S(\omega)$  и  $Z'_L(\omega)$  на  $\bar{Z}_L(\omega)$ .

При визуальном проектировании величины дополнительных элементов управляются самим пользователем с помощью тюнеров, они будут влиять на форму годографа  $Z_{in}^0(\omega)$ , который должен проходить через неподвижную (опорную) точку  $Z_{in}^0(\omega_{ref})$ . При этом процедура проектирования принимает итеративный характер – изменяя значения опорного импеданса  $Z_{in}^0(\omega_{ref})$  и управляемых элементов СЦ, можно управлять формой годографа  $Z_{in}^0(\omega)$  и добиться попадания иммитанса цепи на остальных частотах  $\omega_k$  в соответствующие ОДЗ  $E_{in}(\omega_k)$ .

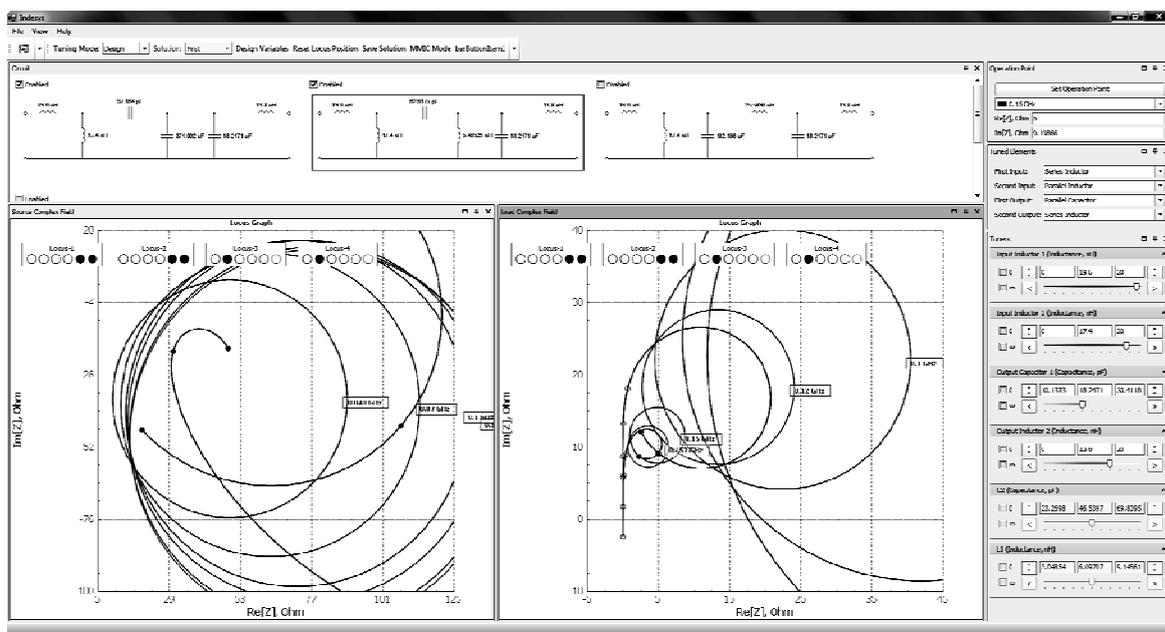


Рис. 3. Общий вид интерфейса программы Locus

Возможна аналогичная процедура определения элементов СЦ при управлении годографом выходного импеданса  $Z_{out}^0(\omega)$  на плоскости  $Z_{out}$ . Кроме того, может оказаться более удобным ото-

бражать ОДЗ и годографы на плоскостях входной и выходной комплексных проводимостей либо входного и выходного коэффициентов отражения цепи.

Предложенная процедура проектирования сосредоточенных цепей для согласования комплексных нагрузок реализована в новой версии программы Locus (рис. 3). Возможные схемы цепей выводятся на экране. ОДЗ и годографы цепей могут отображаться на плоскостях входного и выходного иммитансов или коэффициентов отражения, при этом пользователь выбирает одну или несколько цепей, для которых выводятся годографы. Одновременно могут рисоваться до четырех годографов (в зависимости от существования решений для той или иной структуры цепи), которые проходят через заданную точку на опорной частоте. Пользователь добивается попадания всех точек хотя бы одного из годографов в заданные ОДЗ.

#### Пример 1. Синтез цепи для согласования комплексных нагрузок

В качестве первого примера рассмотрим задачу синтеза реактивной сосредоточенной СЦ для согласования двух комплексных нагрузок, представленных эквивалентными схемами [12, 13] (рис. 4). СЦ должна обеспечить согласование частотно-зависимых импедансов  $Z_S(\omega)$  и  $Z_L(\omega)$  в полосе частот 0,047...0,157 ГГц при коэффициенте передачи не менее  $-1,25$  дБ (0,75).

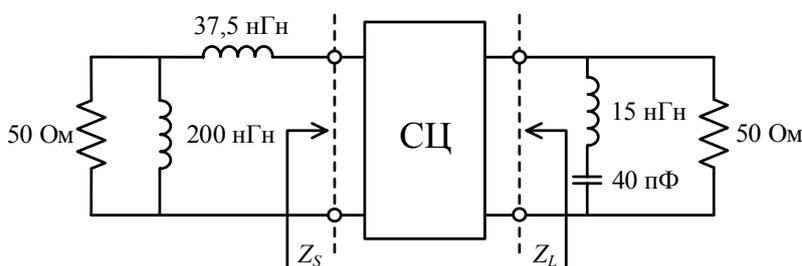


Рис. 4. Задача синтеза СЦ

Для решения задачи в программу Locus вводятся исходные данные (табл. 1): значения минимального ( $G^-$ ) и максимального ( $G^+$ ) граничных значений коэффициента передачи СЦ, а также значения вещественной и мнимой частей сопротивления генератора ( $\text{Re}Z_S$ ,  $\text{Im}Z_S$ ) и нагрузки ( $\text{Re}Z_L$ ,  $\text{Im}Z_L$ ) на 6 фиксированных частотах полосы согласования.

Таблица 1

Исходные данные к задаче синтеза СЦ

$F$ , ГГц	$G^-$	$G^+$	$\text{Re}Z_S$ , Ом	$\text{Im}Z_S$ , Ом	$\text{Re}Z_L$ , Ом	$\text{Im}Z_L$ , Ом
0,048	0,75	1	29,6	35,8	35,5	-22,7
0,07	0,75	1	37,8	38,0	25,1	-25,0
0,1	0,75	1	43,2	40,7	13,5	-22,2
0,12	0,75	1	45,1	43,2	8,0	-18,3
0,15	0,75	1	46,7	47,7	2,9	-11,7
0,157	0,75	1	47,0	48,8	2,2	-10,0

Схемы и характеристики сосредоточенных СЦ, синтезированных различными методами, приведены на рис. 5 и в табл. 2, где приняты следующие обозначения:  $G_{\min}$  – минимальный коэффициент передачи;  $\Delta G = G_{\max} - G_{\min}$  – неравномерность коэффициента передачи;  $G_{\max}$  – максимальный коэффициент передачи;  $|S|_{\max}$  – максимальный коэффициент отражения в полосе согласования.

Цепи 1 и 2 (рис. 5, а и б) получены методом «реальной» частоты с использованием представления Белевича в [12] и [13] соответственно. Цепь 3 (рис. 5, в) – методом «реальной» частоты с использованием параметрического представления функции импеданса [14]. Цепь 4 (рис. 5, г) – с помощью метода, комбинирующего оптимизационный стохастический алгоритм Гаусса–Ньютона и алгоритм случайного поиска [15]. Цепь 5 (рис. 5, д) – на основе сочетания генетического алгоритма (ГА) и метода наискорейшего спуска [16]. Цепь 6 (рис. 5, е) спроектирована с помощью «визуальной» методики, при этом в качестве управляемых элементов использовались последовательно включенный конденсатор  $C_1$  на входе и параллельно включенная индуктивность  $L_4$  на выходе цепи, элементы  $C_2$  и  $L_3$  рассчитывались автоматически по формулам (5)–(8). Вид ОДЗ, рассчитанных на заданных частотах программой Locus по требованию к коэффициенту передачи ( $G \geq 0,75$ ), и годограф  $Z_{out}(f)$  синтезированной цепи 6 на плоскости выходного импеданса  $Z_{out}$  приведены на рис. 6.

Характеристики синтезированных СЦ

Цепь	Рисунок	Метод синтеза	$G_{min}$	$\Delta G$	$ S _{max}$	$n$
1	5, а	Метод «реальной» частоты – представление Белевича [12]	0,7423	0,1093	0,5076	6
2	5, б	Метод «реальной» частоты – представление Белевича [13]	0,7474	0,0979	0,5026	4
3	5, в	Метод «реальной» частоты – параметрическое представление функции импеданса [14]	0,7306	0,1163	0,5191	6
4	5, г	Сочетание алгоритмов Гаусса–Ньютона и случайного поиска [15]	0,7503	0,0902	0,4997	6
5	5, д	Сочетание ГА и алгоритма наискорейшего спуска [16]	0,7362	0,1569	0,5136	5
6	5, е	«Визуальная» методика	0,7488	0,06297	0,5012	4

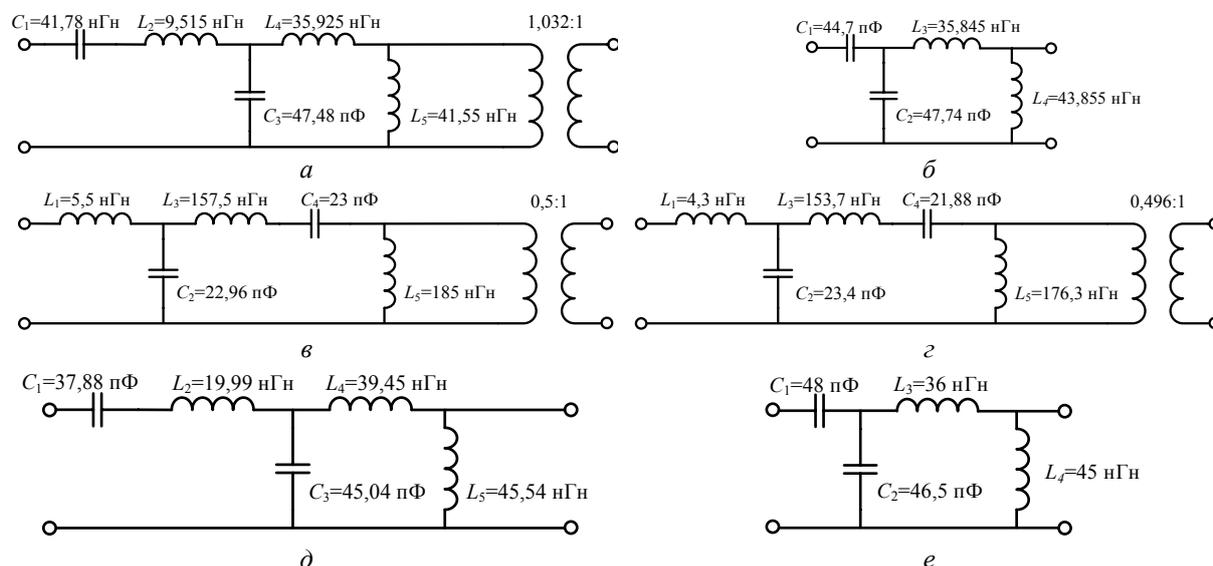


Рис. 5. Схемы СЦ, полученные с помощью различных методов синтеза

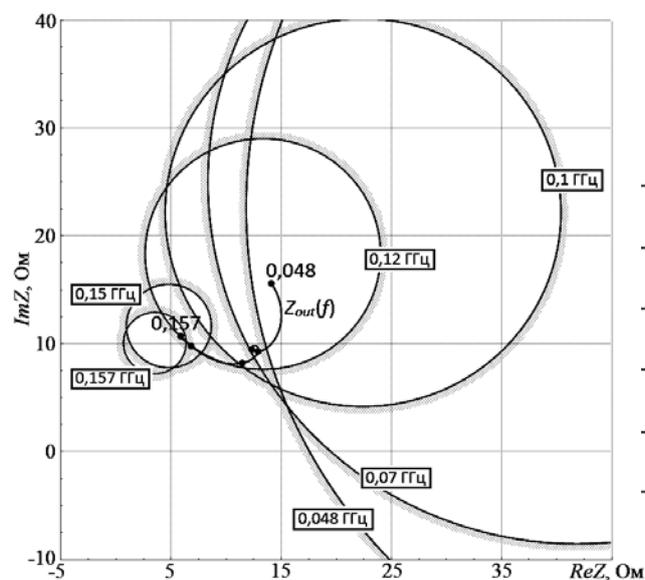


Рис. 6. ОДЗ и годограф выходного импеданса цепи 6 на плоскости  $Z_{out}$

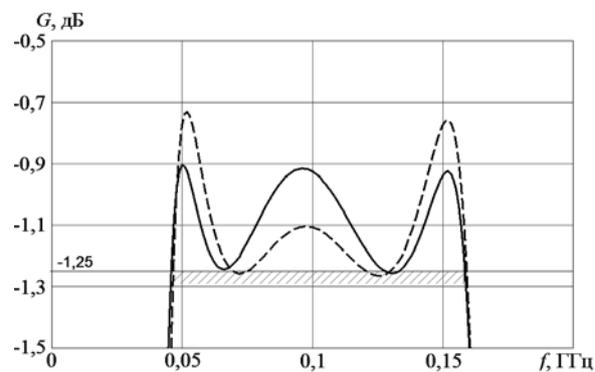


Рис. 7. Коэффициент передачи цепи 2 (пунктирная линия) и цепи 6 (сплошная линия)

Как видно, предложенный метод визуального проектирования, в отличие от большинства существующих методик, позволил синтезировать цепь с минимальным числом элементов, равным 4 (цепь 6). Цепь с таким же количеством элементов была найдена в [13] методом «реальной» частоты (цепь 2). На рис. 7 приведены для сравнения АЧХ коэффициента передачи цепи 6 и цепи 2. Как видно, цепь, полученная с помощью «визуальной» методики, имеет больший уровень и меньшую неравномерность коэффициента передачи.

### Пример 2. Синтез межкаскадной СЦ с заданной формой АЧХ

Пример состоит в синтезе межкаскадной реактивной сосредоточенной СЦ для двухкаскадного транзисторного усилителя диапазона 2–6 ГГц на GaAs полевых транзисторах типа Dexcel 1503A. Эта задача была рассмотрена в [13] и затем использовалась как тестовая для сравнения различных методов синтеза в [5, 16]. В качестве импеданса источника сигнала  $Z_S(\omega)$  для межкаскадной цепи выступает выходной импеданс транзистора первого каскада, а в качестве нагрузки  $Z_L(\omega)$  – входной импеданс транзистора второго каскада. При этом АЧХ СЦ должна иметь заданную форму для компенсации частотной зависимости коэффициента передачи как самих транзисторов, так и СЦ на входе и выходе усилителя. Исходные данные для проектирования межкаскадной цепи были заданы на 5 частотных точках  $\omega_k$  ( $k=1, \dots, 5$ ) в полосе пропускания и приведены в табл. 3, здесь  $G_r(\omega)$  – желаемая частотная характеристика СЦ;  $G^-$ ,  $G^+$  – минимальное и максимальное граничные значения коэффициента передачи, они получены с учетом допуска  $\pm 0,2$  дБ относительно величины  $G_r$ .

Таблица 3

Исходные данные к задаче синтеза межкаскадной СЦ с заданной формой АЧХ

$F$ , ГГц	$G_r$ , дБ	$G^-$ , дБ	$G^+$ , дБ	$\text{Re}Z_S$ , Ом	$\text{Im}Z_S$ , Ом	$\text{Re}Z_L$ , Ом	$\text{Im}Z_L$ , Ом
2	-1,271	-1,471	-1,071	75,08	0,84	83,16	-135,9
3	-0,5188	-0,7188	-0,3188	81,22	2,98	53,02	-102,9
4	-0,5542	-0,7542	-0,3542	81,94	-1,52	35,56	-77,55
5	0	-0,2	0	85,15	-1,40	39,93	-68,64
6	-0,6525	-0,8525	-0,4525	81,44	-1,19	22,69	-46,11

Схемы и характеристики сосредоточенных СЦ, синтезированных различными методами, приведены на рис. 8 и в табл. 4. Здесь приняты следующие обозначения:  $\delta_{\max} = \max_k (|G(\omega_k) - G_0(\omega_k)|)$  – максимальное отклонение АЧХ СЦ  $G(\omega_k)$  от «средней» характеристики  $G_0(\omega_k) = [G^+(\omega_k) + G^-(\omega_k)]/2$  на заданных частотах  $\omega_k$ ;  $G_{\max}$  – максимальное значение коэффициента передачи в полосе пропускания.

Цепь 1 (рис. 8, а) получена методом систематического поиска [5], цепь 2 (рис. 8, б) – методом «реальной» частоты [13], цепь 3 (рис. 8, в) – на основе сочетания генетического алгоритма (ГА) и метода наискорейшего спуска [16], цепь 4 (рис. 8, г) – с использованием программы GENESYN [17], базирующейся на ГА. Как видно из табл. 4 и рис. 8, при указанных исходных данных различные известные методы приводят к цепям с разным количеством элементов – 4 или 5. Однако недостатком всех перечисленных решений (рис. 8, а–г) является отсутствие разделительного конденсатора, необходимого в межкаскадной СЦ для развязки усилительных каскадов по постоянному току.

Таблица 4

Характеристики межкаскадных СЦ, синтезированных различными методами

Цепь	Рисунок	Метод синтеза	$\delta_{\max}$ , дБ	$G_{\max}$ , дБ	$n$
1	8, а	Метод систематического поиска [5]	1,152	-0,5968	5
2	8, б	Метод «реальной» частоты [13]	0,1965	-0,05895	4
3	8, в	Сочетание ГА и метода наискорейшего спуска [16]	0,07983	-0,05515	5
4	8, г	Генетический алгоритм – программа GENESYN [17]	0,1929	-0,059	4
5	8, д	«Визуальное» проектирование с помощью программы Locus	0,1677	-0,09373	5
6	8, е	«Визуальное» проектирование с помощью программы Locus	0,2327	-0,04045	4

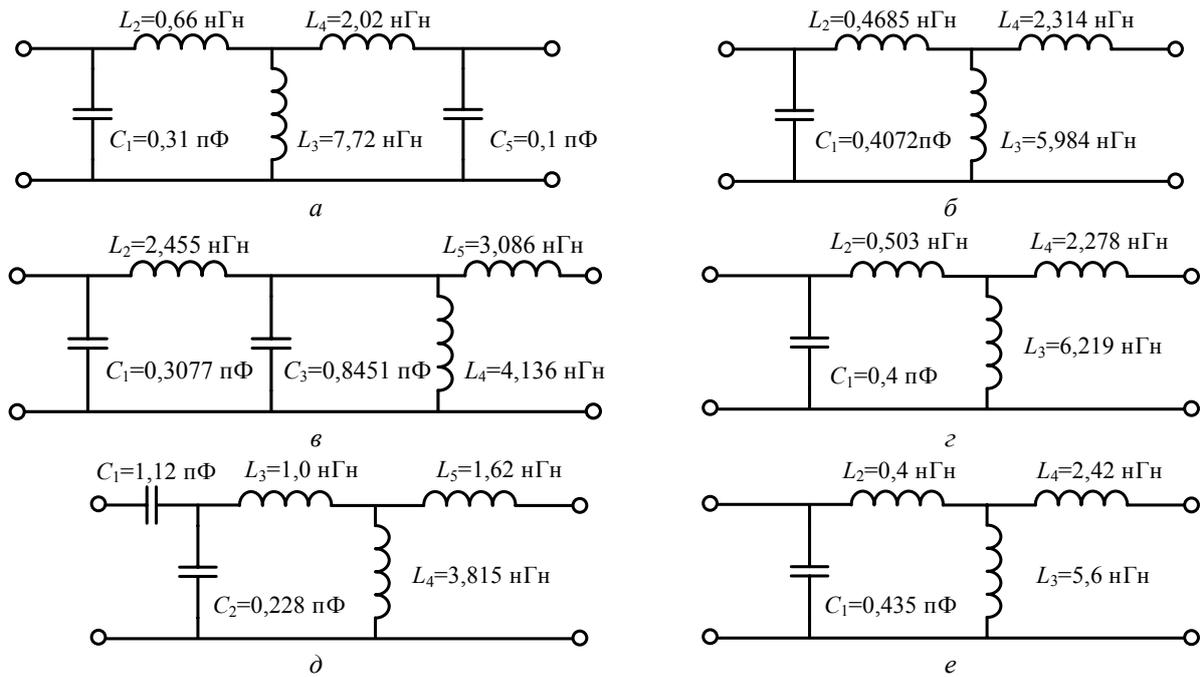


Рис. 8. Схемы межкаскадных СЦ, полученные с помощью различных методов синтеза

Цепи 5 и 6 (рис. 8, г, e), содержащие соответственно 5 и 4 элемента, найдены с помощью «визуального» метода. Опишем более подробно расчет цепи 5. На рис. 9 показаны для нескольких фиксированных частот ОДЗ на плоскости выходного импеданса  $Z_{out}$ , соответствующие заданным требованиям к коэффициенту передачи цепи. Как видно, ОДЗ имеют форму колец, за исключением частоты 5 ГГц, где ОДЗ представляет собой круг. На первом шаге путем выбора типа дополнительных элементов была найдена структура цепи, включающая разделительный конденсатор (рис. 8, г). На втором шаге при определении значений элементов цепи в качестве управляемых элементов использовались последовательно включенный конденсатор  $C_1$  на входе, а также параллельно ( $L_4$ ) и последовательно ( $L_5$ ) включенные индуктивности на выходе СЦ, элементы  $C_2$  и  $L_3$  рассчитывались автоматически. Годограф выходного импеданса  $Z_{out}(f)$  синтезированной цепи приведен на рис. 9.

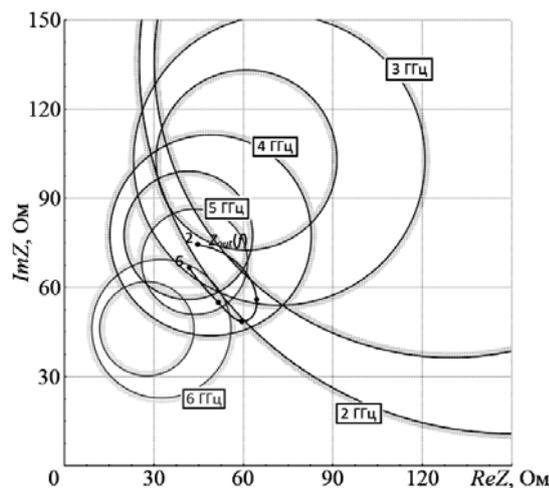


Рис. 9. ОДЗ и годограф выходного импеданса цепи 5 на плоскости  $Z_{out}$

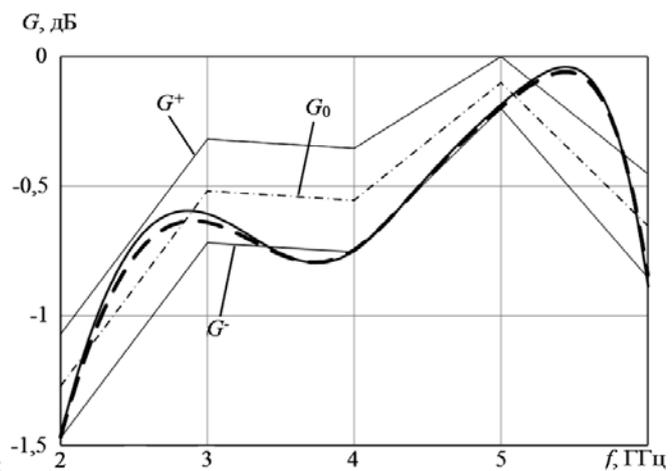


Рис. 10. АЧХ и коэффициент цепи 2 (пунктирная линия) и цепи 6 (сплошная линия)

Для оценки эффективности «визуальной» методики с ее использованием была спроектирована также четырехэлементная цепь 6 (см. рис. 8, e), соответствующая АЧХ приведена на рис. 10 (сплошная линия). Здесь же на выбранных фиксированных частотах показаны заданные границы коэффициента передачи цепи  $G^-(\omega)$ ,  $G^+(\omega)$  и «средняя» характеристика  $G_0(\omega)$ . С целью сравнения на рис. 10 дополнительно изображена АЧХ четырехэлементной цепи 2, синтезированной в [13] методом «ре-

альной» частоты (пунктирная линия). Как следует из рис. 8, б и е, структура найденной с помощью программы Locus цепи 6 совпадает со структурой цепи 2, характеристики цепей также близки (см. табл. 4 и рис. 10).

**Заключение.** В статье предложена интерактивная «визуальная» методика проектирования реактивных сосредоточенных СЦ для широкополосного согласования комплексных импедансов генератора и нагрузки. Методика, реализованная в программе Locus, позволяет контролировать структуру и значения элементов цепи, а также является простой и наглядной.

Работа была поддержана грантами ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» (контракты 14.740.11.1136, 14.В37.21.0462, 14.В37.21.0345, 14.132.21.1598 и 14.132.21.1745), в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. №218, а также выполнялась в рамках договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

#### Литература

1. Фано Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов // Пер. с англ. под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Советское радио, 1965. – 72 с.
2. Youla D.C. A new theory of broad-band matching // IEEE Transactions on Circuit Theory. – 1964. – Vol. CT-11. – P. 30–50.
3. Carlin H.J. A new approach to gain-bandwidth problem // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1977. – Vol. CAS-24, № 4. – P. 170–175.
4. Yarman B.S. A simplified real frequency technique applied to broadband multistage microwave amplifiers / B.S. Yarman, H.J. Carlin // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1982. – Vol. MTT-30, № 12. – P. 2216–2222.
5. Abrie P.L.D. Design of RF and microwave Amplifiers and oscillators. – London; Boston: Artech House, 1999. – 480 p.
6. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits / L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Phoenix, AZ. – 2001. – P. 2095–2098.
7. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. – Ч. 1. Описание процедуры проектирования. / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Сб. докл. ТУСУРа. – 2006. – № 6 (14). – С. 11–23.
8. Комплекс программ «визуального» проектирования транзисторных СВЧ усилителей и пассивных цепей / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев и др. // Сб. докл. междунар. научн.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 2. – С. 113–118.
9. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс / Пер. с англ. под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнера. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
10. Бабак Л.И. Синтез согласующих цепей и цепей связи транзисторных широкополосных усилителей по областям иммитанса // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40, № 10. – С. 1550–1560.
11. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 368 с.
12. Carlin H.J. The double matching problem: Analytic and real frequency solutions / H.J. Carlin, B.S. Yarman // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1983. – CAS-30. – P. 15–28.
13. Stephen E. Sussman-Fort. The Computer-Aided Design of Microwave Matching Networks // International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. – 1991. – Vol. 1, №3. – P. 288–305.
14. Yarman B.S. Computer-aided double matching via parametric representation of Brune functions / B.S. Yarman, A. Fettweis // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1990. – CAS-37. – P. 212–222.
15. A New Method for Solving Broadband Matching Problems / H. Dedieu, C. Dehollain, J. Neirynek, G. Rhodes // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1994. – Vol. 41, № 9. – P. 561–571.
16. Du Plessis W.P. A genetic algorithm for impedance matching network design: Dissertation for the degree of Master of Engineering (Electronic). – Pretoria: University of Pretoria, 2003. – 195 p.
17. Бабак Л.И. Автоматизированный синтез согласующих цепей на основе генетического алгоритма / Л.И. Бабак, В.А. Вьюшков // Сб. докл. междунар. научн.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: ТУСУР, 2005. – С. 102–105.

**Самуилов Александр Андреевич**

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа

Тел.: 8-923-415-92-62

Эл. почта: samuilovaa@gmail.com

**Черкашин Михаил Владимирович,**

Канд. тех. наук, доцент каф. КСУП, ТУСУРа

Тел.: 8-906-948-86-48

Эл. почта: mik\_cher@mail.ru

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», доцент каф. КСУП

Тел.: +7 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

Samuilov A.A., Cherkashin M.V., Babak L.I.

**«Visual» design technique for networks on lumped elements providing broadband matching of two complex impedances**

A new «visual» technique is proposed for designing networks on lumped elements that match two complex impedances in a prescribed frequency band. The technique is implemented in the CAD tool LOCUS and allows the control over matching network structure and elements. Two examples of the «visual» design of broadband matching networks are presented.

**Keywords:** broadband matching, matching network, complex terminations, «visual» design.

УДК 621.317.351, 004.67

М.А. Лазько, Э.В. Семенов

## Способ регистрации откликов объекта для повышения чувствительности сверхширокополосного нелинейного измерителя характеристик цепей

Предложен способ регистрации откликов, который позволяет повысить чувствительность сверхширокополосного измерителя нелинейных характеристик цепей. Представлены результаты эксперимента по измерению характеристики нелинейности объекта, проявляющего слабые нелинейные свойства. Экспериментальные исследования проведены с использованием аппаратной платформы PXI.

**Ключевые слова:** метод нелинейной рефлектометрии, некачественные контакты, повышение чувствительности, характеристика нелинейности, отношение сигнал/шум.

**Актуальность проблемы.** В настоящее время стали преобладать цифровые устройства, в то время как методы и средства оценки нелинейных характеристик устройств не претерпели особых изменений. Чаще всего для оценки нелинейности устройств применяются гармонические или полигармонические сигналы. Однако такие сигналы более близки к рабочим сигналам для аналоговой техники, в то время как цифровые устройства работают с импульсными сигналами. Одним из подходов к исследованию характеристик нелинейности цепей является использование метода нелинейной рефлектометрии [1]. Актуальность данного метода в целях оценки характеристик нелинейности цепей продемонстрирована в работах [2–4].

Представленный метод был реализован в приборе Р4-И-01 [5]. С его помощью проводились исследования контактных соединений, на основании которых было выявлено, что неоднородности в виде некачественных контактов проявляют нелинейные свойства. Во время исследований также было отмечено, что величина сопротивления неоднородностей, проявляющих нелинейные искажения, очень мала [6], в то время как уровень собственных шумов измерителя нелинейных характеристик цепей практически сравним с величиной откликов от нелинейных неоднородностей. Это значительно затрудняло наблюдение и выявление неоднородностей, проявляющих нелинейные свойства. На основании полученных результатов была поставлена задача, направленная на повышение чувствительности сверхширокополосного измерителя нелинейных характеристик цепей.

**Способ регистрации откликов для повышения чувствительности.** Метод нелинейной рефлектометрии заключается в последовательном воздействии на объект двумя тестовыми импульсами разной формы, которые линейно связаны заранее известной математической функцией (идеальная передаточная функция звена, осуществляющего линейное преобразование). Идеальная передаточная функция не учитывает нелинейность генератора. При расчете результата измерений использование тестовых импульсов, реально воздействующих на объект, допускает влияние нелинейности генератора [7]. Поэтому передаточную функцию предпочтительно рассчитывать по зарегистрированным тестовым импульсам. Полученная функция позволяет привести второй отклик к виду первого, чтобы вычислить их разность. Полученная таким образом характеристика отображает разность преобразования импульсов объектом, которая объясняется различным влиянием нелинейных свойств исследуемого объекта на разные тестовые импульсы. Такая характеристика получила название характеристики нелинейности. Основной особенностью метода нелинейной рефлектометрии является то, что все расчеты производятся во временной области.

Расчет характеристики нелинейности  $\varepsilon(t)$  производится по формуле

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - h(t) * u_2(t), \quad (1)$$

где  $h(t)$  – передаточная функция;  $*$  – символ свертки;  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  – отклики объекта на тестовые сигналы.

Традиционно для вычисления характеристики нелинейности тестовые импульсы и отклики от них регистрируются в одном диапазоне измерения напряжения, который выбирается исходя из размаха тестового импульса. Размах тестового воздействия превышает предельное рабочее напряжение

микросхем аналого-цифрового преобразования (АЦП), поэтому с целью уменьшения входного напряжения на входе канала регистрирующего устройства включают управляемую схему аттенуаторов, которая ослабляет сигнал до требуемого уровня. После преобразования сигнала в цифровой вид восстанавливается реальная амплитуда сигнала путем умножения на коэффициент, обратный коэффициенту ослабления. Однако стоит учитывать, что микросхема аналого-цифрового преобразования вносит собственные шумы, которые после восстановления сигнала также увеличиваются (рис. 1). В случае регистрации тестовых импульсов на уровне 4...8 В собственные шумы, вносимые регистрирующим устройством, незначительно влияют на расчет передаточной функции. Но в случае регистрации откликов от малых неоднородностей, амплитуда которых может составлять сотни милливольт, с прежним коэффициентом передачи аттенуаторов уровень собственных шумов входного тракта регистрирующего устройства будет сравним с величиной откликов.

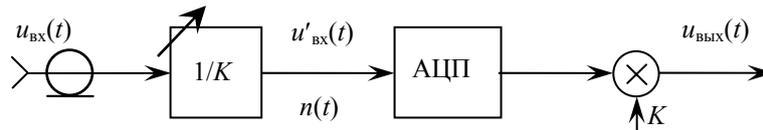


Рис. 1. Структурная схема входного канала регистрирующего устройства:  $u_{\text{вх}}(t)$  – входной сигнал;  $u'_{\text{вх}}(t)$  – сигнал, приведенный к входу микросхемы АЦП;  $n(t)$  – шум, вносимый входным трактом регистрирующего устройства;  $1/K$  – коэффициент передачи управляемой схемы аттенуаторов;  $u_{\text{вых}}(t)$  – выходной сигнал после усиления

Приведенный к входу аналого-цифрового преобразователя сигнал с учетом собственных шумов входного тракта описывается следующей формулой:

$$u'_{\text{вх}}(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{K} + n(t). \tag{2}$$

Выходной сигнал после аналого-цифрового преобразования и умножения на коэффициент ослабления имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) + n(t)K. \tag{3}$$

Предлагается следующий способ регистрации откликов, который позволит уменьшить влияние собственных шумов входного тракта регистрирующего устройства. Он предполагает двухпроходное аналого-цифровое преобразование. На первом проходе регистрируются тестовые воздействия, рассчитывается передаточная функция  $h(t)$  и сохраняется в память. На втором проходе диапазон измеряемого напряжения перестраивается исходя из максимальной амплитуды отклика для использования максимальной разрядности АЦП.

Связь между измеряемым диапазоном напряжения  $\Delta U$  и коэффициентом ослабления  $K$  прямо пропорциональна:

$$\frac{1}{K} \propto \Delta U, \tag{4}$$

$$\Delta U_1 > \Delta U_2, \quad K_1 > K_2,$$

где  $\Delta U_1$  и  $\Delta U_2$  – диапазоны измеряемых напряжений для двух проходов;  $K_1$  и  $K_2$  – соответствующие этим диапазонам коэффициенты ослабления.

С целью сравнения чувствительности для двух способов регистрации откликов рассчитаем параметр сигнал/шум для характеристики нелинейности как отношение амплитуды отклика характеристики нелинейности к среднеквадратическому значению шума:

$$SNR = \frac{\max[\varepsilon(t)]}{\sigma[n(t)]}, \tag{5}$$

где  $\max[\varepsilon(t)]$  – амплитуда отклика характеристики нелинейности;  $\sigma[n(t)]$  – среднеквадратическое отклонение шума.

Подставляя (1) в формулу (5) и учитывая (3) получим расчетную формулу для определения параметра сигнал/шум. Запишем выражения для двух способов регистрации откликов с разными диапазонами измерения:

$$SNR_1 = \frac{\max[u_1(t) - h(t) * u_2(t)]}{\sigma[n_1(t) - h(t) * n_2(t)]K_1}, \tag{6}$$

$$SNR_2 = \frac{\max[u_1(t) - h(t) * u_2(t)]}{\sigma[n_1(t) - h(t) * n_2(t)] K_2}$$

Чтобы определить, во сколько раз уменьшится случайная погрешность измерения характеристики нелинейности, вычислим отношение представленных параметров сигнал/шум. После упрощения выражения получим:

$$\frac{SNR_1}{SNR_2} = \frac{\sigma[n_1(t) - h(t) * n_2(t)]}{\sigma[n_1(t) - h(t) * n_2(t)]} \cdot \frac{K_2}{K_1} = \frac{\sqrt{2}\sigma[n(t)]}{\sqrt{2}\sigma[n(t)]} \cdot \frac{K_2}{K_1} = \frac{K_2}{K_1}, \quad (7)$$

В результате упрощения выражения (7) получили отношение, которое напрямую описывает связь коэффициента ослабления входного канала регистрирующего устройства с приростом отношения сигнал/шум. Улучшение параметра сигнал/шум обеспечивается в результате регистрации откликов в минимальном диапазоне, соответствующем амплитуде отклика.

**Описание экспериментальной установки.** С целью подтверждения теоретических выводов была разработана экспериментальная установка для проведения измерений. Базовым вычислительным блоком является аппаратная платформа в формате PXI, в которую устанавливаются модуль регистрирующего устройства NI PXI-5114 и контроллер NI PXI-8196, выполняющий функции электронно-вычислительной машины (ЭВМ). Для формирования сигналов использовался генератор сигналов произвольной формы (ГСПФ) Tektronix 3021. Для разделения падающей и отраженной волны использовалась линия задержки (ЛЗ). Управление оборудованием, а также обработку и визуализацию данных выполняет программное обеспечение, разработанное с помощью среды программирования LabVIEW. Ниже представлены структурная схема экспериментальной установки для измерения нелинейных характеристик цепей и интерфейс разработанного программного обеспечения (рис. 2).

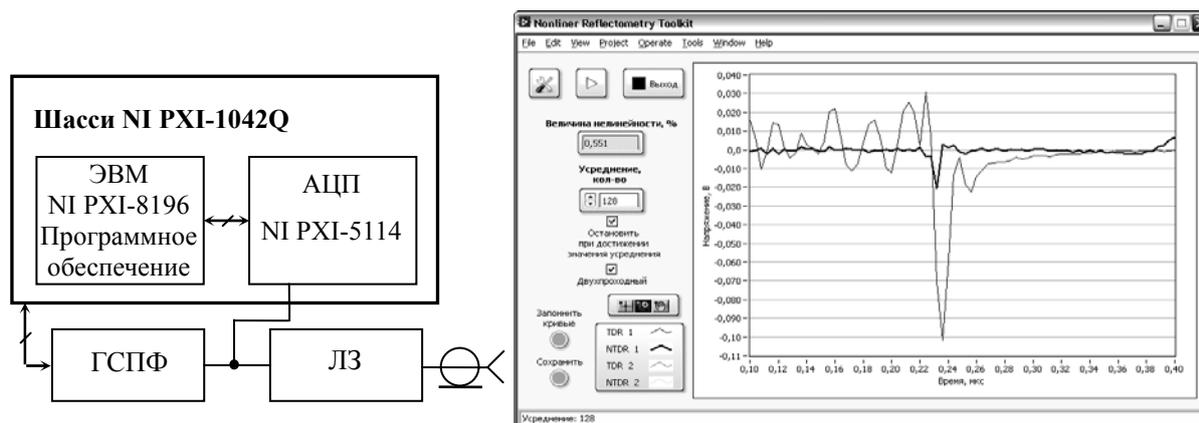


Рис. 2. Структурная схема экспериментальной установки (слева) и интерфейс программного обеспечения (справа)

Экспериментальная установка работает следующим образом. В программном обеспечении задаются параметры тестового воздействия, после чего полученный сигнал загружается в буфер ГСПФ и запускается генерация. Для разделения падающей и отраженной волны используем линию задержки (ЛЗ). Аналого-цифровым преобразователем регистрируются тестовые воздействия и задержанные по времени отклики от объекта. Полученные данные в цифровой форме передаются на ЭВМ. В результате расчетов в соответствии со способом, описанным в [1], получаем характеристику нелинейности исследуемого объекта. В качестве результатов измерений на графике можем наблюдать две характеристики: линейную и нелинейную рефлектограмму (рис. 2, справа).

**Экспериментальные исследования.** С помощью разработанной экспериментальной установки были проведены эксперименты по обнаружению и измерению малых неоднородностей, проявляющих нелинейные свойства. В качестве малой неоднородности была разработана нелинейная нагрузка, в которой использовалась схема с параллельно включенным резистором и диодом Шотки RMEG2020ej (нелинейная неоднородность), обеспечивающая наибольшее падение напряжения на резисторе и тем самым обеспечивая слабое влияние диода (рис. 3, а).

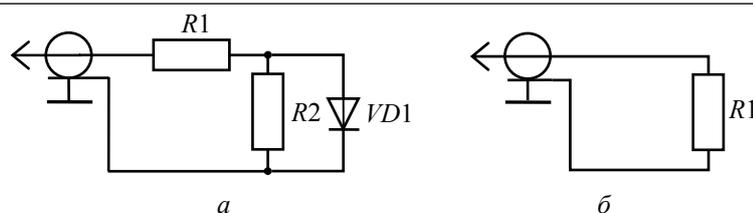
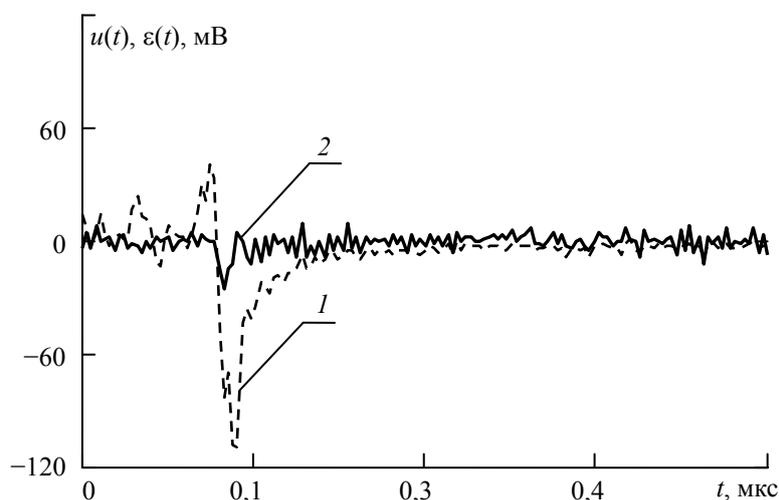
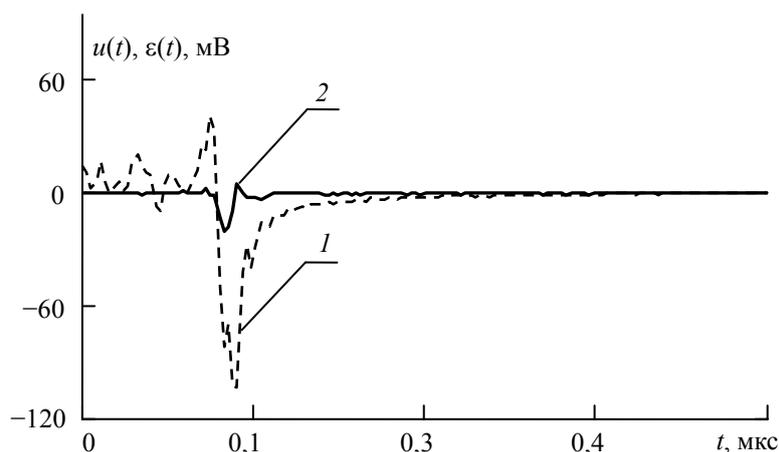


Рис. 3. Схемы экспериментальных нагрузок: а – нелинейная нагрузка; б – линейная нагрузка

Рис. 4. Характеристики нелинейной нагрузки, измеренные традиционным способом:  
1 – отклик от нагрузки  $u_1(t)$ ; 2 – характеристика нелинейности  $\varepsilon(t)$ 

Результат регистрации откликов от нелинейной нагрузки традиционным способом приведен на рис. 4. Измерения проводились с использованием функции усреднения по 128 осциллограммам. Отклик от нелинейной нагрузки явно выражен, и его амплитуда составляет 110 мВ. На характеристике нелинейности в точке 0,083 мкс также имеется экстремум амплитудой 25 мВ на фоне шумов, среднеквадратическое отклонение которых составляет 5 мВ. По характеристике нелинейности однозначно локализовать нелинейную нагрузку в целом сложно.

Рис. 5. Характеристики нелинейной нагрузки, измеренные модифицированным способом:  
1 – отклик от нагрузки  $u_1(t)$ ; 2 – характеристика нелинейности  $\varepsilon(t)$ 

Эксперимент для нелинейной нагрузки был проведен повторно с применением двухпроходного способа регистрации откликов. Результаты измерения приведены на рис. 5. Видно, что амплитуда характеристики нелинейности уточнилась и составляет 20 мВ, а шумы снизились до уровня 0,3 мВ.

Для того чтобы убедиться, что представленная характеристика нелинейности отражает действительно нелинейность нагрузки, а не собственную нелинейность экспериментальной установки, проведем дополнительно измерения для заведомо линейной нагрузки – резистора (см. рис. 3, б).

Сопротивление резистора выбрано так, чтобы отклики от нелинейной и линейной нагрузки были приблизительно одинаковые. На рис. 6 приведены результаты измерения для линейной нагрузки. Можно видеть, что характеристика нелинейности для линейной нагрузки не имеет экстремума (т.е. собственные нелинейные искажения экспериментальной установки незначительны).

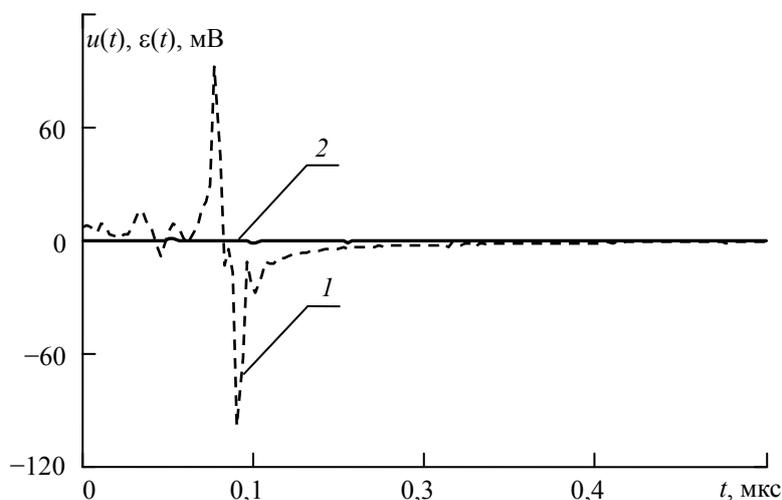


Рис. 6. Характеристики линейной нагрузки, измеренные модифицированным способом:  
1 – линейный отклик  $u_1(t)$ ; 2 – нелинейный отклик  $\varepsilon(t)$

**Выводы.** Экспериментально показано, что модифицированный способ регистрации откликов в рамках метода нелинейной рефлектометрии позволяет регистрировать и локализовать нелинейные отклики на порядок меньше, чем традиционный способ (порядка единиц мВ). Для традиционного способа регистрации откликов параметр сигнал/шум составил 18 дБ, а для модифицированного способа – 36 дБ. В соответствии с (7) делаем вывод, что чувствительность повысилась на 18 дБ.

Представленные экспериментальные данные подтверждают правильность теоретических выкладок и возможность повышения таким способом чувствительности нелинейного измерителя характеристик цепей. Предложенный подход способствует обнаружению малых неоднородностей, например в виде некачественных контактов, проявляющих нелинейные свойства.

#### Литература

1. Пат. 2263929 С1 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Семёнов Э.В.; заявитель и патентообладатель Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 2004110640; заявл. 04.07.2004; опубл. 10.11.2005. Бюл. № 31 (III ч.). – 595 с.
2. Семенов Э.В. Программно-аппаратный комплекс для исследования нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов сверхширокополосными приемниками / Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных РЭС: матер. II науч.-техн. конф. Омск, 15–17 октября 2008 г. – Омск: ЦКБ Автоматики, 2008. – С. 174–177.
3. Средства измерения характеристик нелинейности радиотехнических цепей при широкополосном импульсном воздействии / Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин, А.А. Бомбизов и др. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2009): матер. 19 Междунар. конф. Севастополь, Украина, 14–18 сентября 2009 г. – Севастополь: Вебер, 2009. – Т. 2. – С. 754–755.
4. Семенов Э.В. Исследование нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов приемниками [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.edwardsemyonov.narod.ru/know-how/baseband\\_nonlinearity\\_of\\_receiver.html](http://www.edwardsemyonov.narod.ru/know-how/baseband_nonlinearity_of_receiver.html), свободный (дата обращения: 05.01.2013).
5. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов, А.А. Ладур, А.Г. Лощилов и др. // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.
6. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэффектов / Э.В. Семенов, С.А. Артишев, А.А. Городилов, С.Б. Сунцов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2012): матер. 22-й Междунар. конф. Севастополь, Украина, 10–14 сентября 2012 г. – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 915–916.

7. Семенов Э.В. Исследование нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов: автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – Томск, ТУСУР, 2012. – С. 13.

---

**Лазько Михаил Анатольевич**

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа

Тел.: (383-2) 41-37-09

Эл. почта: lazko.ma@sibmail.com

**Семенов Эдуард Валерьевич**

Д-р техн. наук, доцент каф. РЗИ

Тел.: (383-2) 25-33-60

Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Lazko M.A., Semyonov E.V.

**The method of recording of object responses to improve the sensitivity of ultra wideband nonlinear vector network analyzer**

In the paper we propose the method of recording of object responses which increase the sensitivity of ultra wideband nonlinear network analyzer. The results of experiments on the detection of nonlinear object which have small nonlinear properties are given. Experimental investigations were performed using the PXI hardware platform.

**Keywords:** nonlinear reflectometry, defective contacts, nonlinearity characteristic, signal-to-noise ratio.

---

УДК 621.396.6

В.М. Карaban, М.П. Сухоруков

## Исследование и выбор закона автоматического регулирования температуры гибридно-интегральных схем на основе математического моделирования

Проведено теоретическое исследование и выбран закон автоматического регулирования температуры применительно к гибридно-интегральным схемам.

**Ключевые слова:** закон автоматического регулирования температуры, термостат, гибридно-интегральные схемы, математическое моделирование.

**Актуальность.** Следует отметить, что вопросы проектирования микротермостатов (МТ) в отечественной и зарубежной научно-технической литературе освещены недостаточно полно [1–4].

Вопросы выбора схемы регулятора в научно-технической литературе по термостатированию преобладают над вопросами выбора оптимальных конструктивных параметров. Около 80% всех публикаций в этой области посвящено разработке и исследованию схем регулирования с высокой точностью и только в части работ [1–3] указывается на тесную связь конструктивных и схемных параметров МТ. Если при проектировании дискретных МТ и «классических» термостатов схема регулирования определяет точность термостатирования, то в интегральных МТ, как показано в [1], схема регулирования и конструкция тесно связаны, и разделить процесс проектирования схемы регулирования и конструкции МТ не представляется возможным.

В интегральных МТ, к которым относятся и гибридно-пленочные, к схеме регулирования температуры предъявляются жесткие требования по простоте и минимальному числу элементов, поскольку регулятор выполняется совместно с термостатируемой схемой на одной подложке и занимает на ней определенную площадь. В работах [2–4] показано, что простейшим регулятором является пропорциональный, но он имеет невысокую точность – до 0,1 К. Настоящая публикация показывает, что в интегральных МТ с применением пропорционального регулятора точность регулирования может удовлетворять самым высоким требованиям по стабилизации температурных характеристик различных устройств.

**Постановка задачи исследования и метод её решения.** К основным параметрам термостатов относятся [1]: температура статирования  $T_{СТ}$ , мощность потерь  $P_{П}$ , время выхода на режим  $\tau_{ВЫХ}$ , а также конструктивно-технологические показатели, такие как габаритные размеры, масса, форма, технология изготовления.

Для термостатов с нагревом  $T_{СТ} > T_{ВН\ МАКС}$ , где  $T_{ВН\ МАКС}$  – максимальная температура внешней среды; с охлаждением –  $T_{СТ} < T_{ВН\ МИН}$ ; для реверсивных –  $T_{ВН\ МИН} < T_{СТ} < T_{ВН\ МАКС}$ .

Мощность потерь характеризует экономичность термостата, так как условием термостатирования является  $P_{П} = P_{ПОТР}$ , где  $P_{ПОТР}$  – мощность, потребляемая термостатом в рабочем режиме.

Время выхода на режим зависит от типа термостата, его конструктивно-технологических показателей и может быть от нескольких секунд до нескольких часов.

К точностным параметрам термостатов относится ошибка регулирования температуры:

$$\delta = T_{СТ} - T_{Д}, \quad (1)$$

где  $T_{Д}$  – температура датчика.

Величина  $\delta$  зависит от выбранного закона регулирования. Наибольшее распространение получили позиционный, пропорциональный, интегральный и дифференциальный законы регулирования, а также любые производные последних трех: пропорционально-интегральное (ПИ), пропорционально-дифференциальное (ПД), пропорционально-интегрально-дифференциальное (ПИД) и т.п.

Если под управляющим воздействием понимать изменение мощности исполнительного элемента (нагревателя или охлаждающего устройства)  $P_{УПР}$ , то для двухпозиционного регулятора можно записать:

$$P_{УПР} = P_{УПР \text{ МАКС}}, \text{ если } T_{Д} \leq T_{СТ},$$

$$P_{УПР} = 0, \text{ если } T_{Д} > T_{СТ}, \quad (2)$$

для пропорционального:

$$P_{УПР} = K_{Р} \delta, \quad (3)$$

для интегрального:

$$P_{УПР} = K_{I} \int_0^t \delta dt, \quad (4)$$

для дифференциального:

$$P_{УПР} = K_{D} \frac{d(\delta)}{dt}, \quad (5)$$

для ПИД-регулятора:

$$P_{УПР} = K_{Р} \delta + K_{I} \int_0^t \delta dt + K_{D} \frac{d(\delta)}{dt}, \quad (6)$$

где  $t$  – время;  $K_{Р}$ ,  $K_{I}$ ,  $K_{D}$  – коэффициенты усиления по замкнутому контуру регулирования пропорционального, интегрального и дифференциального регуляторов – параметры настройки соответствующих регуляторов.

Так как все элементы термостабильной подложки геометрически представляют собой параллелепипеды с размерами по осям  $x$ ,  $y$ , значительно превосходящими размер по оси  $z$ , исследование и выбор закона регулирования могут быть проведен на основании формулировки задачи теплопереноса в рамках двумерной математической модели [5–7].

При постановке двумерной задачи использованы следующие допущения:

1. Тепловыделениями термостатируемых элементов на подложке по сравнению с мощностью нагревателя можно пренебречь.

2. Подложка представляет собой однородное изотропное тело, теплофизические характеристики (ТФХ) которого не зависят от координат и температуры.

3. Тепловой контакт на границах между телами (областями) считается идеальным. Снижение теплового сопротивления между элементами термостабильной подложки достигается за счет применения серебросодержащего припоя.

4. Сток тепла с верхней и нижней поверхности термостабильной подложки во внешнюю среду за счет радиационного теплообмена учитывается в уравнении теплопроводности дополнительными источниками тепловыделения. Сток тепла во внешнюю среду за счет механизмов конвекции отсутствует.

5. Теплообмен с боковых граней учитывается в уравнении теплопроводности за счет увеличения (пропорционально отношению площадей боковых и верхней грани) мощности дополнительных источников тепловыделения (см. допущение 4).

С учетом вышесказанного задача сводится к решению дифференциального двумерного нелинейного нестационарного уравнения теплопроводности термостабильной подложки (7) совместно с уравнением закона регулирования (2)–(6).

$$C_{р} \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) + \frac{P_{Н}(x, y, T_{Д})}{S_{Н} h} - k(x, y) \frac{\varepsilon_{ПР} \sigma [T^4 - T_{ВН}^4]}{h}, \quad (7)$$

где  $x$ ,  $y$  – пространственные координаты (в декартовой системе координат);  $C_{р}$ ,  $\lambda$  – удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности материала подложки соответственно;  $T$ ,  $T_{ВН}$ ,  $T_{Д}$  – температура подложки, внешней среды и датчика температуры;  $t$  – текущее время расчета;  $S_{Н}$  – площадь подложки, занимаемой нагревателем;  $h$  – толщина подложки;  $\sigma$ ,  $\varepsilon_{ПР}$  – постоянная Стефана–Больцмана и приведенный коэффициент черноты поверхности и окружающей среды;  $k$  – коэффициент, учитывающий излучение с боковых поверхностей;  $P_{Н}$  – текущая мощность нагревателя.

Третье слагаемое в правой части дифференциального уравнения теплопроводности (7) учитывает сток тепловой энергии во внешнюю среду за счет механизмов лучистого теплообмена.

Область решения ограничивается следующими временным и геометрическими условиями:

$$t \in [0; t_{\text{МАКС}}], \quad x \in [0; L_x], \quad y \in [0; L_y], \quad (8)$$

где  $t_{\text{МАКС}}$  – максимальное время расчета;  $L_x, L_y$  – размеры подложки по осям  $x$  и  $y$ .

При задании начальных условий считаем, что температура подложки в начальный момент времени распределена равномерно. В граничных условиях учитывается лучистый теплообмен с поверхности термостабильной подложки по закону Стефана–Больцмана [1, 5–7].

Решение дифференциального двумерного нелинейного нестационарного уравнения теплопроводности подложки (7), с соответствующими начальными и граничными условиями, совместно с уравнением рассматриваемого закона регулирования (2)–(6) проводится методом конечных разностей. При этом для производных по пространству использовалась центрально-разностная аппроксимация второго порядка точности, а для производных по времени применялась неявная аппроксимация первого порядка точности.

Для решения разностных аналогов двумерного уравнения теплопроводности используются схема расщепления по координатам (локально-одномерная) и метод прогонки. Нелинейности в граничных условиях преодолеваются при помощи итераций, проводимых до получения заданной точности.

Основные особенности конструкции разностного алгоритма для решения нелинейных дифференциальных задач на примере простейшего квазилинейного уравнения теплопроводности подробно рассмотрены в [8].

Аппроксимация дифференциальных операторов (производных) конечно-разностными выражениями основана на разложении в ряд Тейлора гладких функций.

Для построения разностных аналогов исходного дифференциального уравнения теплопроводности (7) введем равномерную прямоугольную сетку с пространственными узлами в точках  $x_i, y_j$

и временными узлами в точках  $t^n$ :

$$\begin{aligned} x_i = i\Delta x, \quad \Delta x = \frac{L_x}{I}, \quad i = 1, 2, \dots, I-1, I; \\ y_j = j\Delta y, \quad \Delta y = \frac{L_y}{J}, \quad j = 1, 2, \dots, J-1, J; \\ t^n = n\Delta t, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, N, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $\Delta t$  – шаг сетки по времени;  $\Delta x, \Delta y$  – шаги сетки по пространственным координатам  $x, y$ .

Соответствующие параметры настройки регуляторов (3)–(6) были подобраны опытным путем (табл. 1).

Таблица 1

Параметры настройки регуляторов температуры

Координаты размещения датчика температуры, мм	[10; 8]			[11; 15]		
	$K_P$	$K_I$	$K_D$	$K_P$	$K_I$	$K_D$
Значение параметра настройки	0,625	0,0044	2,625	0,625	0,0219	1,75

**Результаты и их обсуждение.** Результаты исследования применимости различных законов регулирования представлены в табл. 2.

Анализируя полученные результаты (см. табл. 2), можно отметить следующие особенности применения того или иного закона регулирования относительно объекта исследования.

#### Двухпозиционный закон регулирования

*Преимущества:* 1) простота реализации; 2) не требует дополнительных затрат на настройку параметров работы; 3) благодаря наличию лишь одной составляющей элементы схемы имеют малую площадь размещения.

*Недостатки:* присутствует только динамическая погрешность регулирования, которая может достигать недопустимых значений.

#### Пропорциональный закон регулирования

*Преимущества:* 1) простота реализации; 2) не требует дополнительных затрат на настройку параметров работы; 3) благодаря наличию лишь одной составляющей элементы схемы имеют малую площадь размещения.

*Недостатки:* 1) не позволяет исключить статическую ошибку регулирования температуры; 2) может иметь затянутый колебательный процесс выхода на режим.

Таблица 2

Сводная таблица результатов численного исследования

Координаты размещения датчика температуры, мм	[10; 8]					
Температура внешней среды, К	223			323		
Закон регулирования	Двухпозиц.	П	ПИД	Двухпозиц.	П	ПИД
$\tau_{\text{ВЫХ}}^*$ , с	–	404	781	–	61	89
$\Sigma\delta^{**}$ , К	0,01+0	0+0,32	0+0	0,08+0	0+0,05	0+0
$\Delta T_{\text{П}}^{***}$ , К	–	1,3	1,3	–	0,2	0,2
Координаты размещения датчика температуры, мм	[11; 15]					
Температура внешней среды, К	223			323		
Закон регулирования	Двухпозиц.	П	ПИД	Двухпозиц.	П	ПИД
$\tau_{\text{ВЫХ}}^*$ , с	–	565	496	–	221	131
$\Sigma\delta^{**}$ , К	0,67+0	0+0,33	0+0	1,58+0	0+0,05	0+0
$\Delta T_{\text{П}}^{***}$ , К	–	1,1	1,1	–	0,2	0,2

\* Под ( $\tau_{\text{ВЫХ}}$ ) подразумевается время выхода на установившийся режим.

\*\* Под  $\Sigma\delta$  подразумевается сумма: динамической ( $\delta_{\text{ДИН}}$ ) и статической ( $\delta_{\text{СТ}}$ ) ошибок регулирования температуры в области датчика с течением времени, т.е.  $\Sigma\delta = \delta_{\text{ДИН}} + \delta_{\text{СТ}}$ .

\*\*\*  $\Delta T_{\text{П}}$  – температурный перепад, под которым понимается разница между максимальным ( $\Delta T_{\text{П. МАКС}}$ ) и минимальным ( $\Delta T_{\text{П. МИН}}$ ) значениями температуры по поверхности подложки в конечный момент времени, т.е.  $\Delta T_{\text{П}} = \Delta T_{\text{П. МАКС}} - \Delta T_{\text{П. МИН}}$ .

### Пропорционально-интегрально-дифференциальный закон регулирования

*Преимущества:* 1) сокращает время выхода на режим и повышает стабильность системы за счет содержания Д-составляющей; 2) исключает статическую погрешность регулирования температуры в области датчика температуры за счет содержания И-составляющей.

*Недостатки:* 1) наличие трех составляющих (П, И и Д) требует значительных пространственно-временных затрат на размещение элементов схемы регулирования и настройку параметров работы; 2) вследствие значительной тепловой инерционности объекта регулирования (низкое давление в камере МТ и как следствие отсутствие конвекции) применение Д-составляющей регулятора требуется в переходные моменты пуска, которые могут достигать всего лишь нескольких процентов от времени работы схемы регулирования. Все остальное время работа ПИД-регулятора осуществляется за счет ПИ-составляющей; 3) наличие И-составляющей не позволяет исключить статическую ошибку в области подложки не занятой датчиком температуры и приводит к затянутому времени выхода на режим.

Исходя из данных сводной таблицы (см. табл. 2), также следует, что тот или иной закон регулирования не оказывает существенного влияния на величину температурного перепада, а следовательно, и на диапазон изменения статической ошибки регулирования температуры ( $\Delta\delta_{\text{СТ}} = \delta_{\text{СТ. МАКС}} - \delta_{\text{СТ. МИН}}$ ) по поверхности подложки.

**Закключение.** Результаты работы свидетельствуют о нецелесообразности усложнения закона регулирования и наводят на мысль поиска альтернативного пути повышения точности регулирования, одними из которых могут явиться: варьирование коэффициентом усиления по замкнутому контуру регулирования и взаимным пространственным размещением датчика температуры и нагревателя, а также теплопроводностью материала подложки.

В дальнейшем для стабилизации температуры микросхем предлагается использовать пропорциональный закон автоматического регулирования как наиболее оптимальный. А требуемое повышение точности стабилизации температуры проводить за счёт оптимизации конструктивно-технологических показателей [7] и размещения термостатируемых элементов на основании уравнения температурной погрешности и эффекта минимальной статической ошибки регулирования температуры, суть которого изложена в материалах статей [5–6], а также патентов [9–10].

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ №218 от 09.04.2010 г. и договора от 12.02.2013 № 02.G25.31.0042 между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

#### *Литература*

1. Алексеев В.П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – 316 с.
2. Кейн В.М. Конструирование терморегуляторов. – М.: Сов. радио, 1971. – 152 с.
3. Венгеровский Л.В. Системы термостатирования в радиоэлектронике / Л.В. Венгеровский, А.Х. Вайнштейн. – Л.: Энергия, 1969. – 77 с.
4. Венгеровский Л.В. Прецизионные полупроводниковые стабилизаторы / Л.В. Венгеровский, А.Х. Вайнштейн. – Л.: Энергия, 1974. – 114 с.
5. Simulation of nonstationary temperature fields of a thermostable substrate for a proportional temperature regulator / V.P. Alekseev, V.M. Karaban // Journal of Engineering Thermophysics. – 2008. – Vol. 17, № 3. – P. 253–257.
6. Alekseev V.P. Topological Thermal Compensation in a Hybrid-Film Micro Thermostat Containing Thermally Stable Substrate / V.P. Alekseev, V.M. Karaban // Radioelectronics and Communications Systems. – 2008. – Vol. 51, № 11. – P. 585–589.
7. Алексеев В.П. Исследование и оптимизация влияния конструктивно-технологических факторов на точностные параметры гибридно-плёночного микротермостата, содержащего термостабильную подложку / В.П. Алексеев, В.М. Карабан // Известия вузов. Приборостроение. – 2009. – Т. 52, № 7. – С. 70–75.
8. Берковский Б.М. Разностные методы исследования задач теплообмена / Б.М. Берковский, Е.Ф. Ноготов. – Минск: Наука и техника, 1976. – 144 с.
9. Алексеев В.П. Устройство для стабилизации температуры элементов микросхем и микросборок / В.П. Алексеев, В.М. Карабан, В.Г. Козлов. Патент Российской Федерации на изобретение № 2348962. – М.: Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, 2009.
10. Пат. 2 355 016 РФ, МПК G 05 D 23/19. Устройство для стабилизации температуры электро-радиоэлементов / В.П. Алексеев (РФ), В.М. Карабан (РФ), В.Г. Козлов (РФ). – № 2 007 109 527/28; заявл. 15.03.2007; опубл. 10.05.2009. Бюл. № 13. – 4 с.

---

#### **Карабан Вадим Михайлович**

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр., зав. лаб. теплового и механического анализа и синтеза  
НИИ космических технологий ТУСУРа  
Тел.: +7-913-872-45-21  
Эл. почта: karaban\_vm@mail.ru

#### **Сухоруков Максим Петрович**

Аспирант, науч. сотр. лаб. теплового и механического анализа и синтеза  
НИИ космических технологий ТУСУРа  
Тел.: +7-952-882-26-98  
Эл. почта: max\_sukhorukov@mail.ru

Karaban V.M., Sukhorukov M.P.

#### **Research and choice of the law of automatic temperature control of hybrid integrated circuits based on mathematical modeling**

In this research we investigated and selected the law of automatic temperature control with respect to hybrid integrated circuits.

**Keywords:** law of automatic temperature control, thermostat, hybrid integrated circuits, mathematical modeling.

УДК 621:382

Ю.С. Гончарова, И.Ф. Гарипов, В.С. Солдаткин

## Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность

Приводятся результаты ускоренных испытаний полупроводниковых светодиодов (СД) белого цвета в пластмассовом корпусе типа 5050 на долговечность. Определена энергия активации доминирующего процесса деградации и температура кристалла СД в процессе испытаний.

**Ключевые слова:** светодиод, деградация, коэффициент ускорения, энергия активации.

Срок службы светодиодных ламп определяется как время наработки до отказа основных элементов лампы, к которым относятся светодиоды (СД) и драйверы, и в настоящее время достигает 35000–50000 ч [1]. Если срок службы источника питания лампы (драйвера), собранного из стандартных элементов, легко может быть оценен как расчетным, так и экспериментальным путем, то с оценкой долговечности СД существует ряд проблем. По предварительным оценкам долговечность современных промышленных СД должна составлять не менее  $10^6$  ч, при этом основным критерием работоспособности СД является значение светотдачи [2]. Допустимо его снижение не более чем на 50%. Проведенные исследования показали, что наиболее существенное снижение светотдачи СД происходит после 5000 ч службы и надежного способа прогнозирования его дальнейшей работы не существует. Таким образом, важной задачей является разработка ускоренных методов испытаний СД на долговечность. В настоящее время для прогнозирования долговечности полупроводниковых приборов остается практически единственный способ – проведение ускоренных испытаний в условиях более высоких электрических и тепловых нагрузок. Процесс «старения» ускоряется. Полученные результаты экстраполируют на нормальные условия эксплуатации. Это позволяет за относительно короткий срок изучить период «старения» СД через взаимосвязь механизмов отказов со временем их проявления. В качестве ускоряющего фактора принимают температуру кристалла, обусловленную величиной рассеиваемой тепловой мощности и температурой окружающей среды. Рассеиваемая тепловая мощность зависит как от величины прямого тока СД, так и от внешней квантовой эффективности, т.е. от величины излученной мощности. Для испытаний были выбраны широко используемые в осветительных устройствах трехкристалльные СД типа STW8T36B (пластмассовый корпус типа 5050) фирмы Seoul Semiconductor, имеющие номинальный световой поток 19,8 лм при прямом токе 60 мА и напряжении 3,1 В.

Для определения времени наработки изделий в форсированном режиме испытаний, как правило, используют модель развития отказов, основанную на законе Аррениуса [3]:

$$K = (J_{\text{исп}}/J_{\text{ном}})^m \exp\left[\frac{\Delta E}{K_B} \left(\frac{1}{T_{\text{пер1}}} - \frac{1}{T_{\text{пер2}}}\right)\right], \quad (1)$$

где  $K$  – коэффициент ускорения механизма отказа;  $m$  – постоянная для конкретного типа полупроводниковой светоизлучающей структуры ( $m = 1$ , если  $J_{\text{пот}} < 2 \cdot 10^5$  А/см<sup>2</sup>);  $\Delta E$  – энергия активации доминирующего механизма деградации СД;  $K_B$  – постоянная Больцмана, равная  $8,617 \cdot 10^{-5}$  эВ/град;  $J_{\text{ном}}$  – номинальная плотность прямого тока через  $p$ - $n$ -переход, А/см<sup>2</sup>;  $J_{\text{исп}}$  – плотность прямого тока при испытаниях;  $T_{\text{пер1}}$  – рабочая температура кристалла, К;  $T_{\text{пер2}}$  – температура кристалла при ускоренных испытаниях, К.

Таким образом, для корректного проведения ускоренных испытаний СД необходимо точно задать температуру кристалла, определить энергию активации механизма деградации и показателя степени  $m$ .

Температура кристалла полупроводникового источника света ( $T_{\text{пер}}$ ) определяется суммой температуры окружающей среды ( $T_a$ ) и произведения теплового сопротивления ( $R_{j-a}$ ) на выделяющуюся в кристалле тепловую мощность ( $P_d$ ):

$$T_{\text{пер}} = T_a + R_{j-a} \cdot P_d. \quad (2)$$

Тепловое сопротивление СД в пластмассовых корпусах состоит из нескольких составляющих, основными из них являются: тепловое сопротивление от активной области кристалла до места «пайки» корпуса к испытательной плате и тепловое сопротивление монтажной платы. Все составляющие теплового сопротивления могут быть рассчитаны или измерены экспериментально. Одним

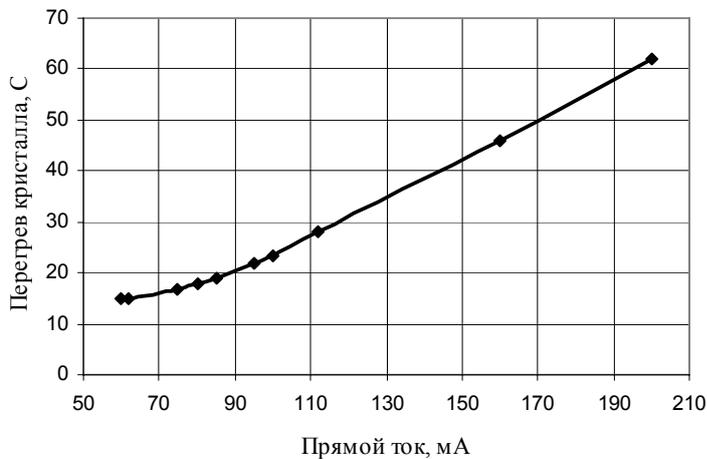


Рис. 1. Зависимость перегрева кристалла СД от тока

из эффективных методов оценки температуры кристалла в рабочем режиме и во время ускоренных испытаний является измерение изменения полуширины спектра излучения СД при заданном постоянном прямом токе по сравнению со спектром при импульсном токе [3, 4]. Результаты измерений перепада температуры кристалл – окружающая среда при испытаниях при ступенчато-возрастающей нагрузке представлены на рис. 1.

Перепад температур кристалл – окружающая среда при номинальном значении прямого тока 60 мА составляет всего 14 °С.

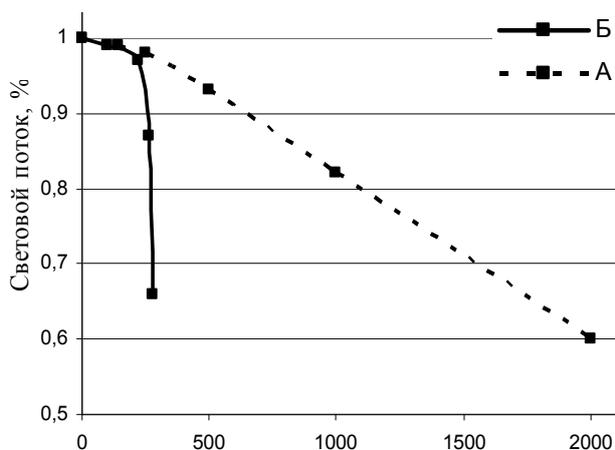


Рис. 2. Графики снижения относительного значения светового потока СД при ускоренных испытаниях

Ускоренные испытания СД на долговечность проводили в камере тепла и холода типа КТХ-74 при температуре +85 °С при номинальном прямом токе 60 мА (рис. 2, график А). На рис. 2, график Б представлена зависимость изменения светового потока при ступенчатом изменении прямого тока при температуре окружающей среды 100 °С. Существенное снижение светового потока происходит при токах более 100 мА, что связано с резким увеличением температуры кристалла, достигающей в процессе испытаний 160 °С при токе 200 мА.

Коэффициент ускорения механизма деградации  $K$ , рассчитанный по формуле (1) для СД, испытанных при температуре +85 °С и номинальном прямом токе 60 мА равен 30. Длительность испытаний составила 2000 ч, что с учетом коэффициента ускорения эквивалентно 60000 ч эксплуатации в рабочем режиме. Контроль параметров СД осуществлялся через 100; 200; 500; 1000 и 2000 ч, при этом контролировались: значение светового потока, прямое падение напряжения на СД и цветовая температура.

По результатам испытаний СД энергия активации механизма деградации  $E_a$  равна 0,56–0,6 эВ, что связано с процессами диффузии в активной области кристалла и электрических контактах [5].

Из проведенных испытаний следует, что уменьшение светового потока при ускоренных испытаниях можно приближенно аппроксимировать экспонентой и описать экспоненциальным законом деградации в виде:

$$\Phi(t) = \Phi(0)\exp(-at), \quad (3)$$

где  $\Phi(0)$ ,  $\Phi(t)$  – световой поток до и после испытаний;  $t$  – время испытаний, ч;  $a$  – коэффициент деградации, для данной партии СД имеющий величину  $2,55 \cdot 10^{-4} \text{ ч}^{-1}$ .

Одновременно со снижением светового потока при испытаниях наблюдалось увеличение цветовой температуры СД на 15–20%, что связано, на наш взгляд, с деградационными процессами в люминофорном покрытии [6]. Эти изменения легко фиксируются с помощью оптического микроскопа на СД, прошедших испытания со ступенчато-возрастающей нагрузкой. В процессе испытаний нарушается однородность распределения люминофора в компаунде. Характер распределения зависит от положения СД в процессе испытаний, при вертикальном расположении СД люминофор смещается вниз, к одной из сторон корпуса.

**Заключение.** Проведены ускоренные испытания полупроводниковых источников белого цвета STW8T36B (пластмассовый корпус типа 5050) фирмы Seoul Semiconductor на долговечность. В качестве ускоряющего фактора была выбрана температура кристалла. Длительность испытаний составила 2000 ч, что с учетом коэффициента ускорения эквивалентно 60000 ч эксплуатации в рабочем режиме. Производитель СД Seoul Semiconductor устанавливает гарантированное время работы 40000 ч.

В процессе испытаний установлено, что на процесс деградации СД оказывают влияние не только изменения в кристалле, но и процессы перераспределения и расслоения в люминофорном покрытии.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 73/10 от 15.07.2010 в порядке реализации постановления №218 Правительства РФ.

#### *Литература*

1. Луценко Е.В. Температура перегрева активной области коммерческих светодиодов // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 2. – С. 26–29.
2. Белые светодиоды / А. Вилисов, К. Калугин, В. Солдаткин, Е. Перминова // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 4, № 18. – С. 14–17.
3. Дохтуров В.В. Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – № 5. – С. 37–39.
4. Тепловой режим светодиодов в сигнальных лампах синего и белого света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончарова // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – № 5–6. – С. 37–39.
5. Методы ускоренных испытаний на безотказность и долговечность РД 11 0755-90 / Микросхемы интегральные: Отраслевой руководящий документ. – М., 1990. – 91 с.
6. Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его твердых растворов / С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончарова // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 55–58.

---

#### **Гончарова Юлия Сергеевна**

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа  
Тел.: 8-913-816-06-90  
Эл. почта: xel9i@mail.ru

#### **Гарипов Иван Фаритович**

Инженер-технолог ОАО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», г. Томск  
Тел.: 8-952-887-92-13  
Эл. почта: vinilhlorid@rambler.ru

#### **Солдаткин Василий Сергеевич**

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга ТУСУРа  
Тел.: 8-952-807-88-03  
Эл. почта: issledowatel86@mail.ru

Goncharova Y.S., Garipov I.F., Soldatkin V.S.

#### **Accelerated testing of LED for durability**

There are the results of accelerated tests of white LED semiconductors in a plastic box type 5050 for durability. The activation energy of the dominant degradation process and LED temperature was determined.

**Keywords:** LED degradation acceleration factor, activation energy.

УДК 621.314

Н.Н. Горяшин, А.С. Сидоров

## Использование квазирезонансного преобразователя напряжения для светодиодного источника света большой мощности

Предложен критерий выбора параметров резонансного контура квазирезонансного преобразователя напряжения, работающего в качестве источника вторичного электропитания светодиодных элементов большой мощности.

**Ключевые слова:** квазирезонансный преобразователь, драйвер для светодиодного источника света.

Импульсные преобразователи электроэнергии лежат в основе источников вторичного электропитания (ИВЭП) для современных светодиодных осветительных систем [1]. Как известно, обеспечение длительного режима работы светодиодных источников света возможно только при обеспечении стабильного тока, протекающего через светодиодный элемент (СЭ). Большинство первичных источников электроэнергии (сеть переменного тока общего назначения, аккумуляторные батареи, генераторы и т.д.), по сути, являются источниками напряжения, что требует промежуточного преобразования электроэнергии для питания СЭ, т.е. использования ИВЭП. В результате эффективность осветительной системы в целом будет определяться не только СЭ, но и элементами ИВЭП. Эффективность ИВЭП для СЭ может определяться такими критериями, как КПД, удельная мощность, помехозащищенность и ресурс работы. Последний является одним из важнейших критериев, так как ресурс работы современных СЭ составляет более 50 000 ч.

В ИВЭП наименьшим ресурсом работы обладают емкостные элементы фильтра, в качестве которых, как правило, используются оксидные или электролитические конденсаторы с ресурсом работы от 2 до 5 тыс. часов. Со временем емкость конденсаторов данного типа существенно снижается (от 10 до 30% в пределах гарантированного срока эксплуатации), что приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения и тока. Такой режим питания ухудшает как светоизлучающие характеристики светодиодов, так и энергетические и помехоизлучающие характеристики преобразователя. Таким образом, длительный срок службы светодиодных источников света может быть обеспечен только соответствующим ресурсом элементов ИВЭП. Данный вопрос становится наиболее актуальным, когда речь идет о светодиодных осветителях большой мощности (от 100 Вт, что соответствует мощности лампы накаливания от 800 Вт), так как стоимость таких осветителей сравнительно высока. Решением описанной проблемы является повышение рабочих частот импульсных преобразователей в составе ИВЭП до нескольких сотен килогерц, что впоследствии дает возможность применения входных и выходных фильтрующих конденсаторов малой емкости или в некоторых случаях исключения их из фильтра. При этом повышение частоты преобразования в классическом преобразователе до нескольких сотен килогерц приводит к существенному снижению его КПД.

Большой класс преобразователей напряжения (ПН) представляют устройства, использующие резонансные режимы работы импульсных полупроводниковых ключей. Такие режимы позволяют формировать близкую к гармонической форму тока и напряжения в силовых цепях ПН, а это, в свою очередь, позволяет снизить динамические потери в полупроводниковых компонентах и, соответственно, поднять КПД [2–4]. Однако по сравнению с классическими ПН с прямоугольной формой сигналов в силовой цепи и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в резонансных и квазирезонансных ПН пиковые значения тока и напряжения в резонансном цикле могут быть существенно выше, что повышает требования к полупроводниковым силовым компонентам по предельным характеристикам. Также частотно-импульсный закон регулирования в ПН резонансного типа требует закладывать параметры фильтра таким образом, чтобы при минимальной частоте преобразования обеспечивался допустимый уровень пульсаций выходных тока и напряжения, т.е. необходимо закладывать избыточность параметров выходного фильтра. При использовании в составе LC-фильтра конденсатора с небольшой емкостью (с высоким ресурсом работы) или только индуктивного филь-

ра вышеуказанное требование избыточности параметров существенно увеличивает массу выходного фильтра. Возможным решением указанной проблемы является поиск способа уменьшения диапазона изменения частоты преобразования ( $f_n$ ) при заданной нестабильности первичного источника электроэнергии. Таким образом, поиск рационального соотношения между удельными характеристиками фильтра и диапазоном регулирования резонансных ПН, используемых для питания СЭ большой мощности, является актуальной задачей.

В настоящей работе рассматривается ИВЭП для СЭ на базе квазирезонансного ПН с переключением ключевого элемента (КЭ) при нулевых значениях тока с половиной волны резонансного цикла (далее по тексту ПНТ-преобразователь) [3, 5]. Однако в отличие от преобразователей, рассмотренных в [3, 5], данный ПНТ-преобразователь содержит только индуктивный фильтр. На рис. 1, а показана электрическая схема ПНТ-преобразователя понижающего типа, а на рис. 1, б приведены диаграммы токов и напряжений, поясняющие его работу, где  $L_p$  и  $C_p$  – индуктивность и емкость резонансного контура (РК);  $L_\phi$  – выходной сглаживающий фильтр;  $U_{Cp}(t)$  – напряжение на конденсаторе  $C_p$ ;  $I_{Lp}(t)$  – ток индуктивности  $L_p$ ;  $\tau$  – длительность открытого состояния транзистора VT1;  $I_{\text{ВЫХ}}$  – выходной ток, равный в установившемся режиме среднему току дросселя  $L_\phi$ ;  $U_{\text{ВХ}}$  – входное напряжение ПН;  $T$  – период коммутации. Более подробное описание работы данного преобразователя можно найти в [4, 5].

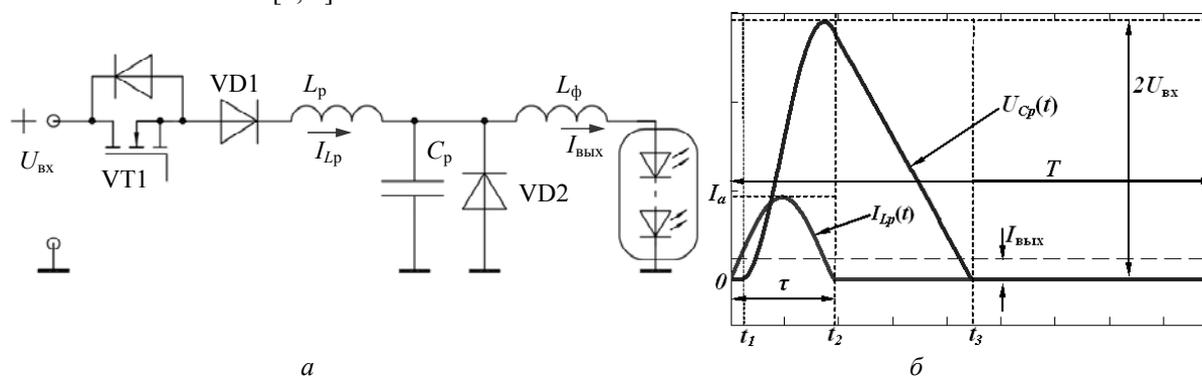


Рис. 1. Схема последовательного понижающего квазирезонансного преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях тока с половиной волны резонансного цикла – а и идеализированные временные диаграммы его работы – б

Приведенный тип преобразователя предложен по двум причинам. Первой причиной является возможность исключения коммутационных потерь в транзисторных и диодных ключах в широком диапазоне регулирования тока. Второй причиной является то, что данный тип ПН при определенных условиях имеет нелинейную внешнюю характеристику (ВХ), напоминающую характеристику источника тока, т.е. имеет большое внутреннее сопротивление. Этот эффект объясняется тем что, в момент времени  $t_2$  (см. рис. 1, б) конденсатор  $C_p$  РК имеет некоторую энергию, накопленную в процессе резонансного цикла на интервале времени  $(t_1; t_2)$ . Значение данной энергии, главным образом, зависит от входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  и слабо зависит от тока нагрузки. На интервале времени  $(t_2; t_3)$  происходит передача запасенной энергии в нагрузку через выходной фильтр. Скорость передачи энергии на данном интервале времени будет определяться скоростью разряда конденсатора  $C_p$ , т.е. текущим значением тока дросселя выходного фильтра, среднее значение которого равно току нагрузки. Таким образом, среднее значение напряжения за период на конденсаторе  $C_p$ , которое равно среднему значению выходного напряжения в установившемся режиме, будет снижаться с повышением тока нагрузки, что говорит о так называемой падающей ВХ ПН данного типа. Этот эффект можно использовать для питания постоянным током СЭ при малом изменении регулирующего параметра – частоты преобразования. В результате задачу данной работы можно поставить как определение условия выбора параметров РК, при которых стабилизация выходного тока при заданном диапазоне изменения питающего напряжения будет осуществляться минимальным возможным изменением частоты преобразования.

Для дальнейшего анализа кратко рассмотрим математическое описание работы ПНТ-преобразователя. Математическое описание сигналов тока и напряжения РК дается при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной, равной току нагрузки в устано-

ввишемся режиме. Таким образом, напряжение на конденсаторе  $C_p$  в пределах одного цикла работы КЭ (см. рис. 1, б) можно описать кусочно-заданной функцией [5]:

$$U_{Cp}(t) = \begin{cases} 0, t \in [0; t_1), \\ U_{BX} (1 - \cos(\omega_0(t - t_1))), t \in [t_1; t_2), \\ U_{BX} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}} \right)^2} \right] - \frac{I_{ВЫХ}}{C_p} (t - t_2), t \in [t_2; t_3), \\ 0, t \in [t_3; T), \end{cases} \quad (1)$$

$$\Delta t_1 = t_1 = \frac{I_{ВЫХ} L_p}{U_{BX}}, \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}}\right)}{\omega_0}, \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{U_{BX} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}} \right)^2} \right]}{I_{ВЫХ} Z_0 \omega_0}, \quad (2)$$

где  $Z_0 = (L_p/C_p)^{0,5}$  – волновое сопротивление РК;  $\omega_0 = 2\pi f_0 = (L_p C_p)^{-0,5}$  – собственная частота РК.

Используя выражения (1) и (2), определим ВХ  $U_{ВЫХ}(I_{ВЫХ})$  данного ПН. Как описано в [5], среднее выходное напряжение определяется как

$$U_{ВЫХ} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_{Cp}(t) dt. \quad (3)$$

Отсюда, проинтегрировав функцию (1), получим

$$U_{ВЫХ}(I_{ВЫХ}) = \frac{f_{П} U_{ВХ}}{f_0 2\pi} \left[ \pi + \frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}} + \arcsin\left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}}\right) + \frac{U_{ВХ}}{2 \cdot I_{ВЫХ} Z_0} \left[ 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}} \right)^2} \right]^2 \right]. \quad (4)$$

Согласно (4) ВХ зависит как от параметров РК ( $Z_0$ ,  $f_0$ , или, что то же самое,  $C_p$ ,  $L_p$ ), так и от  $U_{ВХ}$ . На рис. 2, а показан пример зависимости (4), сопоставленной с вольт-амперной характеристикой (ВАХ) СЭ. Как видно из графиков, она имеет падающий вид, что говорит о возможности использования данного ПН в качестве источника тока на некотором участке ВХ. Также кривые ВХ, полученные при разных значениях  $U_{ВХ}$ , пересекают график ВАХ СЭ в разных точках. Следовательно, ток, протекающий через СЭ, существенно зависит от  $U_{ВХ}$ . Если выбрать параметры РК и частоту преобразования такими, что значение выходного тока ПН будет соответствовать номинальному току СЭ при максимальном заданном  $U_{ВХ}$ , то СЭ будет работать в допустимом режиме при понижении  $U_{ВХ}$ , что никак не скажется на его ресурсных характеристиках. Однако при таком режиме работы интенсивность излучения СЭ будет зависеть от нестабильности питающего напряжения. Для устранения данного недостатка необходимо ввести цепь отрицательной обратной связи по току СЭ. Регулирование выходного тока в данном типе ПН осуществляется за счет изменения частоты преобразования, поэтому стабилизация выходного тока при прочих заданных параметрах и изменении  $U_{ВХ}$  будет осуществляться изменением ВХ за счет изменения частоты переключения КЭ согласно (4). На рис. 2, б показаны две ВХ ПНТ-преобразователя при разных значениях  $U_{ВХ}$ . Данные ВХ пересекаются в точке стабилизации выходного тока за счет того, что для каждого случая подобрана соответствующая частота преобразования.

Таким образом, задача проектирования данного ПН сводится к тому, чтобы подобрать параметры РК такими, при которых изменение частоты преобразования в пределах диапазона регулирования будет минимальным при заданной максимальной частоте. Исходными данными являются диапазон изменения входного напряжения  $\Delta U_{ВХ} = (U_{ВХ.макс} - U_{ВХ.мин})$ , где  $U_{ВХ.макс}$  – максимальное входное напряжение,  $U_{ВХ.мин}$  – минимальное входное напряжение и параметры рабочей точки СЭ или выходные ток и напряжение ПН  $I_{ВЫХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$  соответственно. При этом  $U_{ВХ.макс}$  соответствует минимальная частота преобразования  $f_{п.мин}$ , а  $U_{ВХ.мин}$  – максимальная частота преобразования  $f_{п.макс}$ .

Очевидно, что индуктивность дросселя выходного фильтра должна рассчитываться при минимальном значении частоты преобразования исходя из допустимого уровня пульсации. Поэтому чем выше максимальная частота преобразования и меньше диапазон изменения рабочей частоты, тем меньше массогабаритные характеристики ПН. Максимальную частоту преобразования можно опре-

делить исходя из предельных значений рабочих частот конденсатора РК, магнитопровода индуктивного элемента РК и выбранных транзисторных и диодных ключей.

Для минимизации  $\Delta f_{\text{п}} = (f_{\text{п.макс}} - f_{\text{п.мин}})$  при заданных  $\Delta U_{\text{вх}}, I_{\text{ввых}}, U_{\text{ввых}}$  необходимо понимать, каким образом  $\Delta f_{\text{п}}$  зависит от параметров РК ( $Z_0, f_0$ ). Для этого выразим из (4) регулировочную характеристику

$$f_{\text{п}}(U_{\text{вх}}) = \frac{U_{\text{ввых}} f_0 2\pi}{U_{\text{вх}}} \left[ \pi + \frac{I_{\text{ввых}} Z_0}{U_{\text{вх}}} + \arcsin\left(\frac{I_{\text{ввых}} Z_0}{U_{\text{вх}}}\right) + \frac{U_{\text{вх}}}{2 \cdot I_{\text{ввых}} Z_0} \left[ 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{I_{\text{ввых}} Z_0}{U_{\text{вх}}}\right)^2} \right]^2 \right]^{-1}. \quad (5)$$

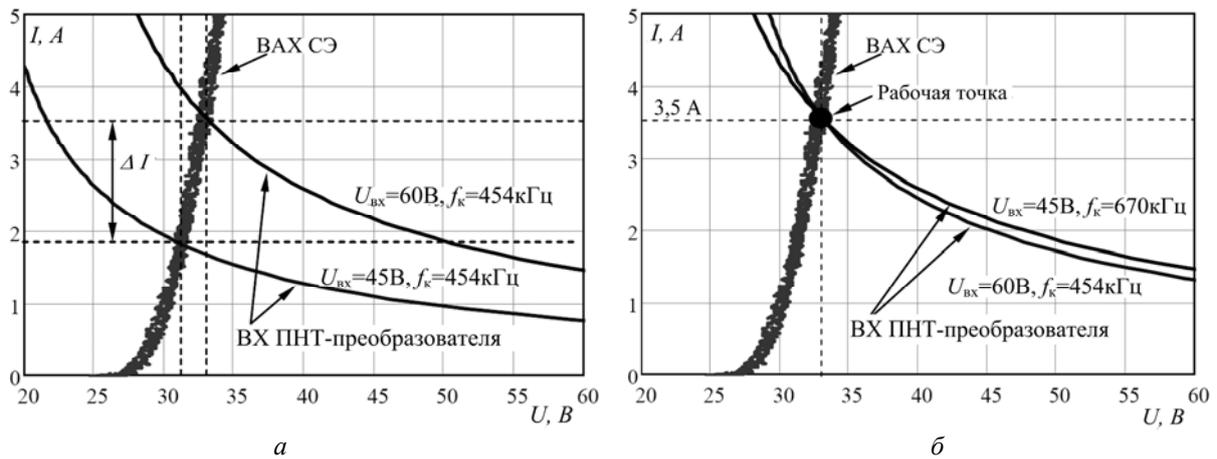
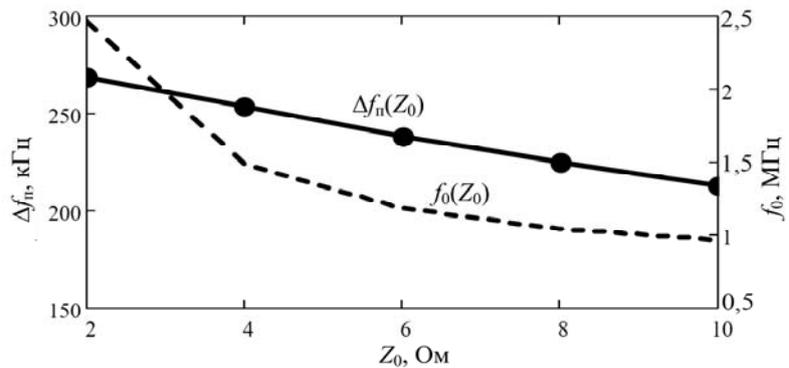


Рис. 2. Экспериментальные ВАХ светодиодной матрицы Epistar на основе чипов InGaN, состоящей из 100 элементов, совмещенные с семействами ВХ ПНТ-преобразователя

Используя функцию (5), можно построить зависимость  $\Delta f_{\text{п}}$  от  $Z_0, f_0$  при фиксированном значении  $\Delta U_{\text{вх}}$ . Данная зависимость показана на рис. 3 в виде кусочно-ломаных линий. При построении данных кривых учитывался тот факт, что, так как частота  $f_{\text{п.макс}}$  и соответствующее ей напряжение  $U_{\text{вх.мин}}$ , а также  $I_{\text{ввых}}, U_{\text{ввых}}$  известны, то значение  $f_0$ , соответствующее значению  $Z_0$ , необходимо выбирать из условия выполнения равенства (5) (кривая  $f_0(Z_0)$  на рис. 3).

Рис. 3. Кривые зависимостей  $\Delta f_{\text{п}}(Z_0)$  и  $f_0(Z_0)$



Согласно рис. 3 зависимость  $\Delta f_{\text{п}}(Z_0)$  говорит о том, что для стабилизации выходного тока СЭ снижение  $\Delta f_{\text{п}}$  при заданном  $\Delta U_{\text{вх}}$  возможно путем повышения значения волнового сопротивления РК  $Z_0$ . Однако на практике увеличение  $Z_0$  имеет предел, т.к. индуктивность резонансного дросселя  $L_p$ , работающего на высоких частотах, требует применения высокочастотных магнитомягких материалов с малым значением относительной магнитной проницаемостью (например, карбонильное железо,  $\mu = 5 \dots 10$ ) и использования намоточного провода по типу литцендрат. Все это создает проблему изготовления индуктивного элемента РК с высокой удельной индуктивностью и малыми магнитными потерями, что, в свою очередь, ставит задачу использования индуктивного элемента РК с малой индуктивностью (доли, единицы мкГн).

Таким образом, проектирование рассматриваемого ПН для питания СЭ, исходя из критериев удельной массы и ресурса работы, представляет собой неоднозначную задачу, решение которой зависит от выбора элементной базы, нестабильности входного напряжения, параметров рабочей точки СЭ и соотношения между массами дросселей РК и фильтра. В общем случае для практической ми-

нимизации  $\Delta f_{п}$ , можно ввести ограничение по массе индуктивного элемента РК, задав какую часть массы дросселя выходного фильтра не должна превышать масса дросселя РК. Данный критерий является достаточным при определении параметров РК при заданных параметрах рабочей точки СЭ, диапазоне входных напряжений и максимальной частоте преобразования.

Для отработки предложенного критерия был создан экспериментальный макет рассматриваемого ПН с индуктивным фильтром, работающего в режиме стабилизации выходного тока. Масса дросселя РК, изготовленного на тороидальном сердечнике из карбонильного железа, составила приблизительно одну пятую от массы дросселя фильтра (тип материала сердечника МП140). При этом значение волнового сопротивления составило  $\approx 6,7$  Ом. Остальные параметры ПН представлены в таблице.

На рис. 4 показаны экспериментальные осциллограммы работы данного ПН, нагруженного на светодиодную матрицу Epistar из 100 элементов на основе чипов InGaN. Изменение частоты в режиме стабилизации выходного тока ( $3,5 \pm 0,1$ ) А составило 32% по отношению к максимальной частоте 670 кГц при изменении входного напряжения на 25% относительно максимального значения 60 В. На рис. 5, а показаны экспериментальные графики изменения относительной частоты преобразования и размаха пульсаций выходного тока в процессе регулирования при изменении  $U_{вх}$  от 45 до 60 В. Максимальный размах пульсаций выходного тока составил 0,2 А, что соответствует 5% относительного изменения светового потока для тестируемого СЭ. На рис. 5, б представлена экспериментальная кривая зависимости КПД от входного напряжения в пределах заданного диапазона регулирования.

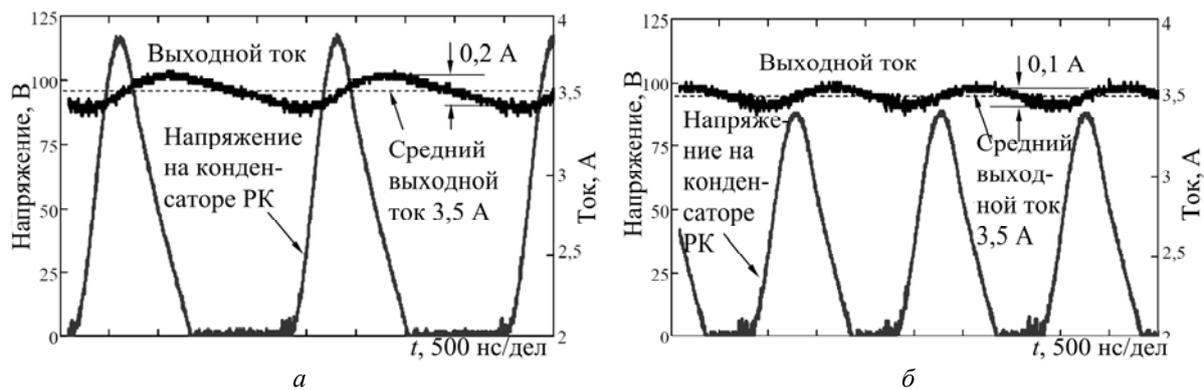


Рис. 4. Осциллограммы работы стабилизатора тока, построенного на базе ПНТ-преобразователя с индуктивным выходным фильтром при входном напряжении 60 В (а) и 45 В (б)

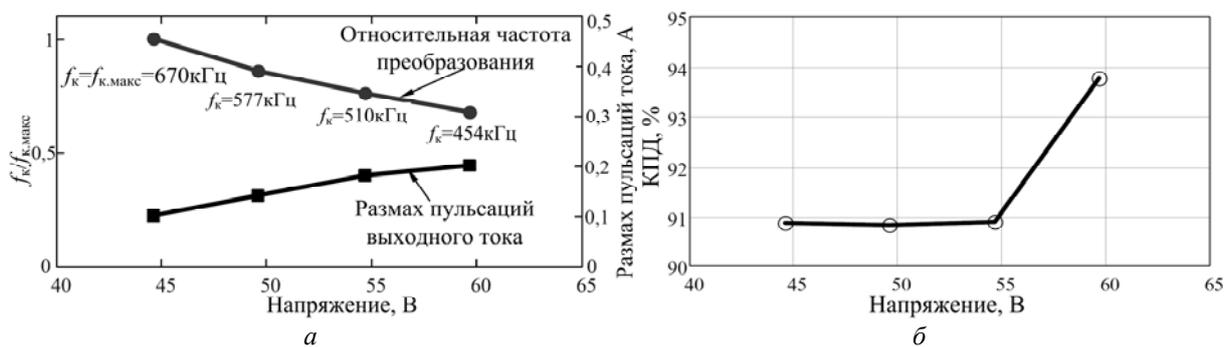


Рис. 5. Регулировочная характеристика, совмещенная с кривой изменения пульсаций выходного тока (а), и кривая КПД в зависимости от входного напряжения (б) стабилизатора тока, построенного на базе ПНТ-преобразователя

#### Параметры разработанного ПН

Параметр	$L_p$ , мкГн	$C_p$ , нФ	$L_f$ , мкГн	$f_{п.мин}$ , кГц	$f_{п.макс}$ , кГц	$U_{мин}$ , В	$U_{макс}$ , В
Значение	$0,9 \pm 5\%$	$20 \pm 10\%$	$190 \pm 5\%$	454	670	45	60

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что рассмотренный квазирезонансный ПН с переключением при нулевых значениях тока и половиной волной резонансного цикла и индуктивным фильтром можно использовать в качестве ИВЭП для СЭ большой мощности. Анализ показал, что при стабилизации тока СЭ изменение частоты преобразования относительно максимальной частоты при изменении входного напряжения будет уменьшаться с увеличением волнового сопротивления РК. Данный результат позволяет минимизировать параметры дросселя выходного фильтра при заданном допустимом уровне пульсаций выходного тока и массе индуктивного элемента РК. Минимальный КПД данного ПН составил 90,8% на максимальной частоте преобразования 670 кГц при потребляемой мощности СЭ 115 Вт, максимальное значение КПД составило 93,8% при частоте преобразования 454 кГц и прочих равных условиях. Полученные результаты также справедливы для ПН с гальванической развязкой, использующих режимы ПНТ, исследованные в данной работе, что позволяет проектировать ИВЭП для питания СЭ не только от низковольтных источников постоянного напряжения, но и высоковольтных первичных источников электроэнергии.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.В.37.21.1507 «Исследование и разработка перспективных импульсных высокочастотных вторичных преобразователей электроэнергии для светодиодных осветителей большой мощности».

#### *Литература*

1. Миронов С. Интегральные драйверы для светодиодного освещения. – Ч. I: AC/DC драйверы // Новости электроники. – 2010. – Вып. 10. – С. 3–7.
2. Abu-Qahouq J. Unified steady-state analysis of soft-switching DC-DC converters / J. Abu-Qahouq, I. Batarseh // IEEE Trans. Power Electron. – 2002. – Vol. 17, № 5. – P. 684–691.
3. Andreycaк B. 1 MHz 150 W resonant converter design review // Unitrode corporation power supply design seminar, SEM600, Topic 2. – 1988 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.ti.com/lit/ml/slup086/slup086.pdf](http://www.ti.com/lit/ml/slup086/slup086.pdf), свободный (дата обращения: 01.02.2013).
4. Mammano R. Resonant mode converter topologies // Unitrode corporation power supply design seminar, SEM600, Topic 1. – 1988 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.ti.com/lit/ml/slup085/slup085.pdf](http://www.ti.com/lit/ml/slup085/slup085.pdf), свободный (дата обращения: 01.02.2013).
5. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. – First Edition. – N.Y.: Chapman and Hall, 1997. – 791 p.
6. Горяшин Н.Н. Оценка статических потерь мощности в квазирезонансном преобразователе напряжения / Н.Н. Горяшин, А.А. Соломатова // Вестник СибГАУ. – Красноярск, 2011. – Вып. 37. – С. 13–19.

---

#### **Горяшин Николай Николаевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. систем автоматического управления (САУ)  
Сибирского государственного аэрокосмического университета  
им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГАУ), г. Красноярск  
Тел.: +7-950-404-80-66  
Эл. почта: [gorkolya@mail.ru](mailto:gorkolya@mail.ru)

#### **Сидоров Александр Сергеевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. систем автоматического управления (САУ) (СибГАУ)  
Тел.: +7-904-894-58-52  
Эл. почта: [aladdin\\_sane@mail.ru](mailto:aladdin_sane@mail.ru)

Goryashin N.N., Sidorov A.S.

#### **On utilizing quasi-resonant voltage converter as a driver for high power LEDs**

The paper presents the results of theoretical and experimental analysis of quasi-resonant voltage converter operation utilized as a driver for high power LEDs.

**Keywords:** quasi-resonant converter, LED driver.

УДК 621.345.1

А.В. Аристов, В.О. Нагорный

## Управление двухфазным асинхронным двигателем в оптико-механических системах со сканированием

Рассмотрен вопрос построения оптико-механических систем со сканированием, выполненных на базе двухфазного асинхронного двигателя, работающего в шаговом, колебательном или пульсирующем режимах работы. Представлены функциональная схема системы управления электроприводом, а также законы изменения электромагнитного поля в воздушном зазоре асинхронного двигателя при различных режимах работы, обеспечивающие высокую координатную точность.

**Ключевые слова:** оптико-механическое устройство со сканированием, шаговый режим, пульсирующий режим, колебательный режим, асинхронный двухфазный двигатель.

Как известно, в основе работы современных оптико-механических систем со сканированием заложен оптико-корреляционный принцип определения направления на оптический излучатель, заключающийся в измерении рассогласования во взаимном положении изображения излучающего объекта и изображения его маски при непрерывном колебании последней по измеряемой координате [1]. При этом сам процесс сканирования выполняется в два этапа. На первом этапе в режиме поиска производится вывод маски на заданную координату за счет вращения или шагового перемещения ее с помощью исполнительного двигателя углового движения, а на втором – осуществление колебательного или пульсирующего движения относительно оптической оси. Получение последних видов движения маски требует при использовании серийных электродвигателей наличия электро-механического преобразователя движения, что существенно ограничивает частоту сканирования, вносит существенный вклад в погрешность ориентатора и снижает его надежность и всей системы в целом.

Одним из решений поставленной задачи, позволяющих устранить перечисленные недостатки, может служить построение безредукторного электропривода движения маски объекта на базе двухфазного асинхронного электродвигателя (АД), работающего в режиме периодического движения за счет фазовой модуляции питающих напряжений или токов с использованием прерывания по одной из его обмоток [2].

На рис. 1 представлена функциональная схема электропривода оптико-механического сканатора.

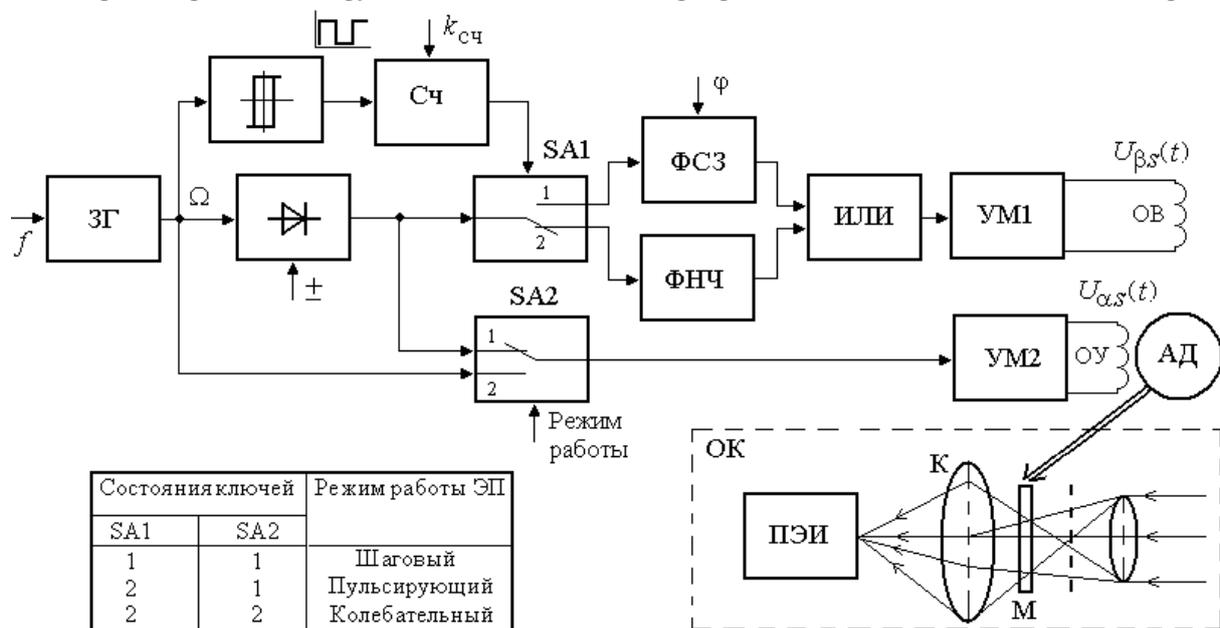


Рис. 1. Функциональная схема электропривода оптико-механического сканатора

Она содержит: регулируемый задающий генератор, выполненный с кварцевой стабилизацией частоты (ЗГ); однофазный однополупериодный выпрямитель; компаратор; счетчик с регулируемым коэффициентом счета (Сч); электронные ключи SA1 и SA2; регулируемое фазосдвигающее звено (ФСЗ); фильтр низкой частоты (ФНЧ); схему ИЛИ; два усилителя мощности (УМ1, УМ2) и оптический коррелятор (ОК). Последний включает в себя конденсатор (К), формирующий корреляционное световое пятно на фоточувствительную площадку приемника энергии излучения (ПЭИ), и маску объекта (М).

На первом этапе сканирования осуществляется шаговый режим работы ЭП за счет питания обмоток управления (ОУ) и возбуждения (ОВ) асинхронного двухфазного двигателя двумя пульсирующими напряжениями, сдвинутыми относительно друг друга на угол  $\varphi$  (состояния ключей SA1 и SA2 определены таблицей на рис. 1). При максимальном фазовом угле сдвига ( $\varphi=90^\circ$ ) выходные напряжения, снимаемые с выхода выпрямителя и регулируемого фазосдвигающего звена, будут иметь вид

$$U_{\alpha s}(t) = k_1 U_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos(2i\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\},$$

$$U_{\beta s}(t) = k_1 k_2 U_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t + \pi/2)}{(2i-1)(2i+1)} \right\},$$

где  $U_m, \Omega$  – амплитуда и круговая частота выходного напряжения ЗГ;  $k_1, k_2$  – коэффициенты передачи, соответственно выпрямителя и фазосдвигающего звена. В результате в воздушном зазоре двухфазного АД формируется электромагнитное поле, результирующий вектор потокосцепления которого изменяется по закону

$$\chi_0(t) = \text{Arctg} \frac{\left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos(2i\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\}}{k_2 \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t + \pi/2)}{(2i-1)(2i+1)} \right\}},$$

а ротор двигателя совершает шаговые движения  $\chi(t)$  с частотой  $\Omega = 2\pi f$  (рис. 2). Продолжительность шагового режима работы ЭП определяется заданным коэффициентом счета счетчика  $k_{сч}$  и частотой задающего генератора  $f$ , после чего ключ SA1 переходит в состояние 2, а сам АД – в пульсирующий или колебательный режим работы.

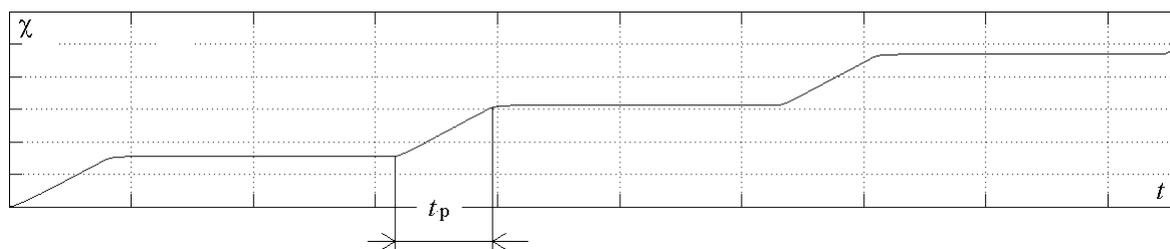


Рис. 2. Закон движения маски объекта оптико-механического сканатора при шаговом режиме работы

Следует заметить, что при формировании шагового режима работы рассматриваемая система управления АД позволяет регулировать время разгона  $t_p$  подвижного элемента двухфазного асинхронного двигателя до установившегося значения амплитуды шага. Это осуществляется за счет изменения фазового сдвига  $\varphi$  между выходным напряжением выпрямителя и выходным напряжением регулируемого фазосдвигающего звена.

При реализации пульсирующего режима работы АД напряжение, снимаемое с выхода выпрямителя, сглаживается с помощью ФНЧ и после усиления по мощности поступает на обмотку возбуждения исполнительного двигателя

$$U_{\beta s}(t) = \frac{k_3 k_4}{2\pi} \int_0^{2\pi} k_1 U_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos(2i\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\} d\Omega t,$$

где  $k_3, k_4$  – коэффициенты передачи ФНЧ и усилителя мощности УМ1. Закон движения результирующего вектора потокосцепления в воздушном зазоре АД описывается выражением

$$\chi_0(t) = \text{Arctg} \frac{\left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos(2i\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\}}{\frac{k_3 k_4}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \Omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos(2i\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\} d\Omega t}.$$

На рис. 3, *a* представлен закон движения маски объекта оптико-механического сканатора при пульсирующем режиме работы.

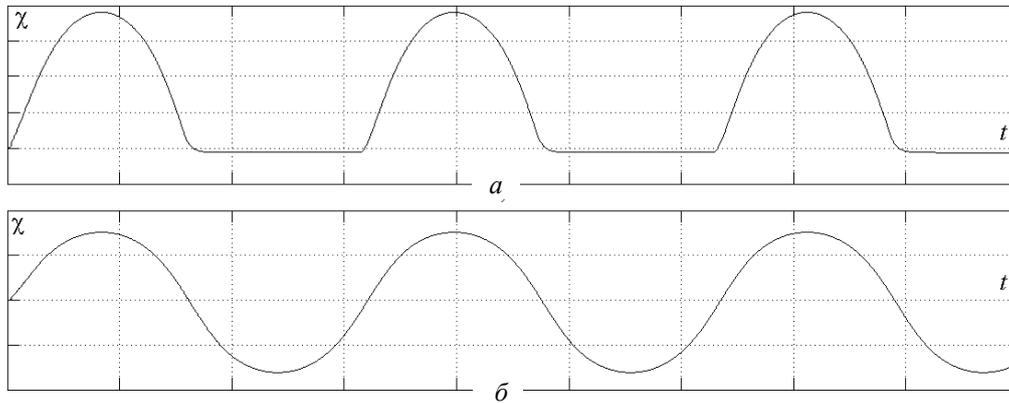


Рис. 3. Законы движения маски объекта оптико-механического сканатора при пульсирующем – *a* и колебательном – *b* режимах работы

Регулирование выходных параметров электропривода, а именно частоты пульсаций, осуществляют за счет изменения частоты задающего генератора ЗГ, а амплитуды момента, скорости или координаты – за счет регулирования коэффициента передачи усилителя мощности УМ2. Кроме того, система управления предусматривает возможность реверсирования направления движения подвижного элемента АД за счет изменения знака выходного напряжения, снимаемого с выпрямителя.

При реализации колебательного режима работы электропривода сканатора обмотка возбуждения ОВ асинхронного двигателя запитывается, как и в случае пульсирующего режима работы, напряжением постоянного тока, а обмотка управления – напряжением задающего генератора. Благодаря этому, в законе движения электромагнитного поля отсутствуют высокочастотные пульсации двойной частоты сети (рис. 3, *b*), что присуще другим видам фазовой модуляции при формировании колебательного режима работы АД [3]. Так как в законе движения подвижного элемента асинхронного двигателя высокочастотные пульсации также отсутствуют, то электропривод характеризуется повышенной координатной точностью.

В случае необходимости формирования при сканировании пульсирующего движения прямоугольной формы необходимо обеспечивать компенсацию динамического смещения нейтрали пульсаций при регулировании частоты задающего генератора  $f$ . Последнее может быть выполнено согласно функциональной схеме электропривода, представленной на рис. 4.

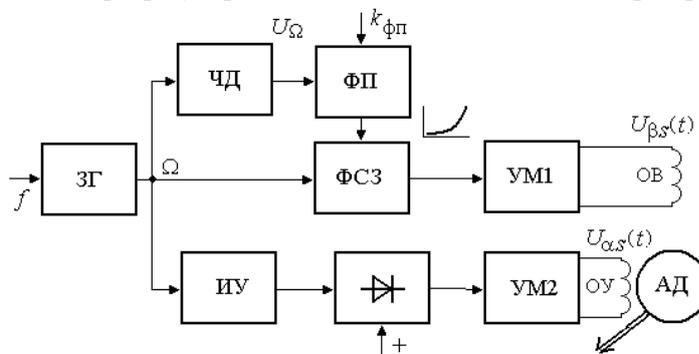


Рис. 4. Функциональная схема электропривода оптико-механического сканатора, реализующая прямоугольный закон пульсирования маски

Она включает в себя, кроме уже известных блоков, частотный демодулятор (ЧД), функциональный преобразователь (ФП) и инвертирующий усилитель (ИУ).

Основной особенностью схемы является то, что напряжение с задающего генератора поступает дополнительно на вход частотного демодулятора, где оно преобразуется в постоянное напряжение, величина которого пропорциональна частоте пульсаций

$$U_{\text{ЧД}} = k_5 \Omega,$$

где  $k_5$  – коэффициент передачи частотного демодулятора, и далее – на вход функционального преобразователя. Функциональный преобразователь формирует на своем выходе напряжение согласно алгоритму

$$U_{\text{ФП}} = k_6 k_5 \Omega^2,$$

где  $k_6$  – коэффициент передачи функционального преобразователя. С выхода ФП напряжение подается на вход регулируемого фазосдвигающего звена. В результате выходное напряжение регулируемого ФСЗ сдвигается при регулировании частоты пульсаций  $\Omega$  по фазе на угол  $\varphi$  относительно выходного напряжения задающего генератора, что и обеспечивает компенсацию динамического смещения нейтрали пульсаций. Подбором коэффициента передачи функционального преобразователя  $k_6$  производят настройку сдвига фазы  $\varphi$  регулируемого фазосдвигающего звена на максимальной частоте пульсаций  $\Omega$ .

Другой особенностью схемы является смещение напряжения управления АД относительно задающего генератора на  $180^\circ$ . Последнее достигается благодаря использованию инвертирующего усилителя ИУ. Регулирование выходных параметров привода осуществляется так же, как и для рассмотренных выше режимов работы.

**Заключение.** Предложенная в статье система управления двухфазным асинхронным двигателем для перемещения маски в оптико-механической системе со сканированием обеспечивает, в отличие от широко используемых сканаторов, различные режимы работы без дополнительных промежуточных звеньев преобразования движения. Она допускает изменения ее конфигурации при подключении новых модулей в зависимости от поставленных технологических задач. Описанные системы управления были апробированы при создании широкодиапазонных оптических корреляторов со сканированием образцов до 1020 мм. Опыт эксплуатации данных систем подтвердил высокую точность и надежность их в широком частотном диапазоне сканирования.

#### *Литература*

1. Jain A.K. On-line fingerprint verification / A.K. Jain, L. Hong, R.M. Bolle // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1997. – № 19(04). – P. 302–313.
2. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения с машиной двойного питания. – Томск: Изд.-полиграф. фирма ТПУ, 2000. – 176 с.
3. Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 152 с.

---

#### **Аристов Анатолий Владимирович**

Д-р техн. наук, профессор каф. электропривода и электрооборудования ТПУ  
Эл. почта: Parist@sibmail.com  
Тел.: +7 (382-2) 56-32-55

#### **Нагорный Василий Олегович**

Инженер-конструктор 1-й категории ОАО «НПЦ Полюс»  
Эл. почта: gryzun@rbcm.ru  
Тел.: +7 (382-2) 76-19-28

Aristov A.V., Nagornyj V.O.

#### **Double-phase induction motor control in optical mechanics scanning systems**

The paper considers the problem of optical mechanics scanning systems designed on the basis of a double-phase induction motor operating in stepwise, oscillatory, and pulsating modes. The paper presents the functional diagram of the electric drive control system as well as the laws of electromagnetic field variation in an air gap of the motor at different operating modes which provide a high coordinate accuracy.

**Key words:** optical mechanics scanning system, stepwise mode, oscillatory mode, pulsating mode, double-phase induction motor

УДК 621.314.2

Л.Г. Зотов, Г.С. Зиновьев

## Электронные трансформаторы на основе высокочастотных резонансных структур с переключаемыми конденсаторами

Рассмотрен принцип построения многотактных электронных силовых трансформаторов на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Показано, что с увеличением числа тактов преобразования достигается заметное увеличение КПД и резкое снижение суммарной емкости конденсаторов силовой цепи трансформатора. Кроме того, существенно улучшаются коэффициент гармоник входного тока и входной коэффициент мощности.

**Ключевые слова:** электронный трансформатор, резонансная структура с переключаемыми конденсаторами, мягкая коммутация, многотактный режим работы.

Целесообразность построения электронных силовых трансформаторов (ЭСТ) обусловлена стремлением замены громоздких сетевых трансформаторов, работающих на частоте промышленной сети, на более технологичные высокочастотные и, следовательно, малогабаритные устройства. ЭСТ могут быть использованы для согласования различных уровней напряжения промышленной частоты при питании электрических машин от низковольтной или высоковольтной сети. Эффективным является также применение регулируемого ЭСТ в качестве стабилизатора сетевого напряжения, не требующего гальванической развязки входа и выхода. Принцип построения ЭСТ на основе высокочастотных резонансных структур с переключаемыми конденсаторами с точки зрения методологии является оригинальным, т.к. в отличие от известных методов [1–3], исключает промежуточное преобразование переменного напряжения сети в постоянное с последующим высокочастотным инвертированием. Главные показатели качества таких устройств – масса, габариты, КПД, коэффициент мощности и коэффициенты гармоник входного и выходного токов. Принципиальные схемы силовой цепи (СЦ) одноконтурных ( $k = 1$ ), нерегулируемых – повышающего и понижающего ЭСТ на основе резонансных двунаправленных преобразовательных модулей ДПМ (~) – приведены на рис. 1, а на рис. 2 даны временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие их работу в обоих направлениях.

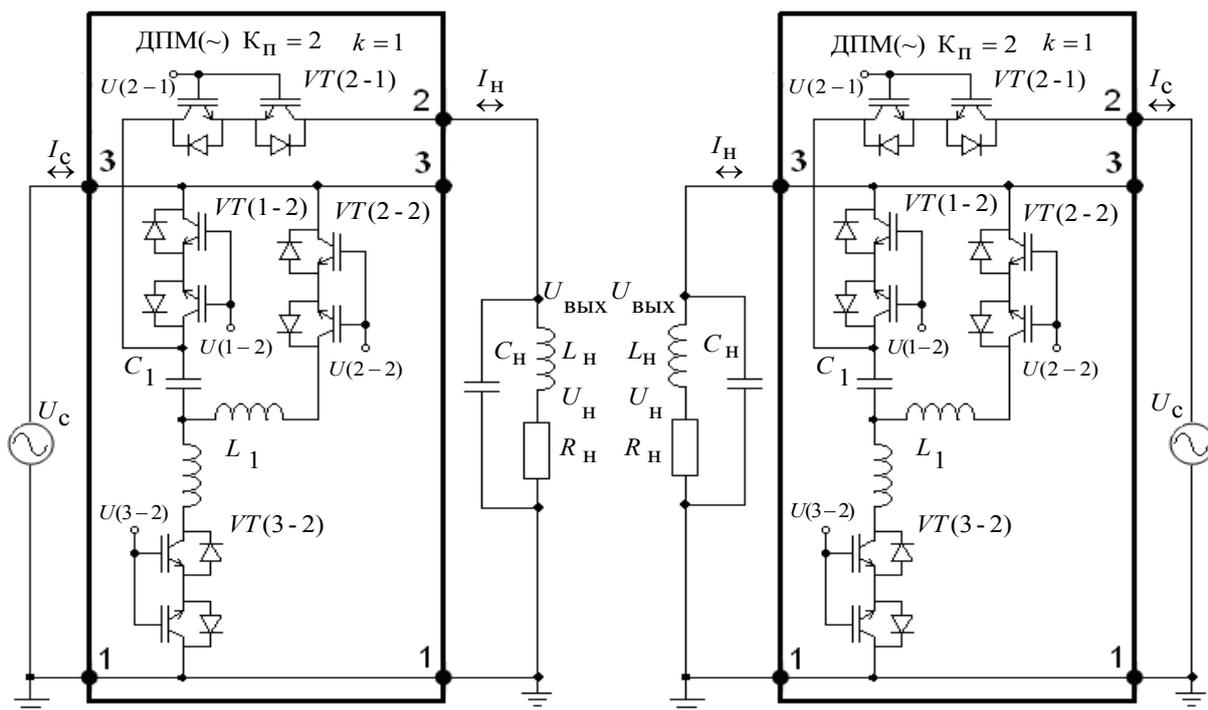


Рис. 1. Принципиальные схемы СЦ одноконтурных повышающего и понижающего ЭСТ

Принцип действия повышающего (понижающего) ЭСТ основан на периодическом параллельном (последовательном) подзаряде конденсаторов его ДПМ (~) на высокой частоте преобразования  $f_{\Pi}$  (десятки кГц) от сети переменного тока, с их дальнейшим последовательным (параллельным) разрядом на нагрузку. Зарядные – VT(1–2), VT(3–2) и разрядные – VT(2–1), VT(2–2) ключи ЭСТ работают поочередно без перекрытий в течение половины периода частоты  $f_{\Pi}$ . Поскольку разряд (заряд) конденсаторов происходит через последовательно соединенную сеть, то силовая цепь ДПМ (~) упрощается уменьшением числа конденсаторов на единицу. В результате выходные напряжения повышающего и понижающего ЭСТ зависят от числа конденсаторов его СЦ –  $N$  и оказываются равными  $U_{\text{ВЫХ}} = (N+1) \cdot U_{\text{С}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{С}} / (N+1)$ , что соответствует коэффициентам преобразования  $K_U = (N+1)$  и  $K_U = 1/(N+1)$ . Фильтрация напряжения на нагрузке  $U_{\text{Н}}$  осуществляется с помощью ФНЧ, образованного элементами самой нагрузки ( $R_{\text{Н}}, L_{\text{Н}}$ ).

Важное свойство предлагаемых структур состоит в том, что благодаря введению во входную и выходную цепи ДПМ (~) реакторов  $L_1$ , а также конденсатора  $C_{\text{Н}}$  в контур нагрузки, все двунаправленные ключи, входящие в их состав, работают в режиме мягкой коммутации. Мягкая коммутация практически устраняет динамические потери в указанных ключах, вследствие чего рассматриваемые ЭСТ имеют высокий КПД.

С другой стороны, мягкая коммутация позволяет в несколько раз увеличить частоту преобразования  $f_{\Pi}$  ключей в ДПМ (~) и тем самым значительно улучшить удельные массообъемные показатели ЭСТ за счет пропорционального снижения величин емкостей и индуктивностей его СЦ, определяемых по формулам (1), (2).

Кроме того, при коэффициенте преобразования используемых ДПМ (~)  $K_U = 2$  все двунаправленные ключи выбираются одинаковыми, т.к. их токи и напряжения соответственно в открытом и закрытом состояниях совпадают по форме и величине. При этом максимальные напряжения на указанных ключах в закрытом состоянии равны амплитудному напряжению сети  $U_{\text{С(макс)}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{С}}$ .

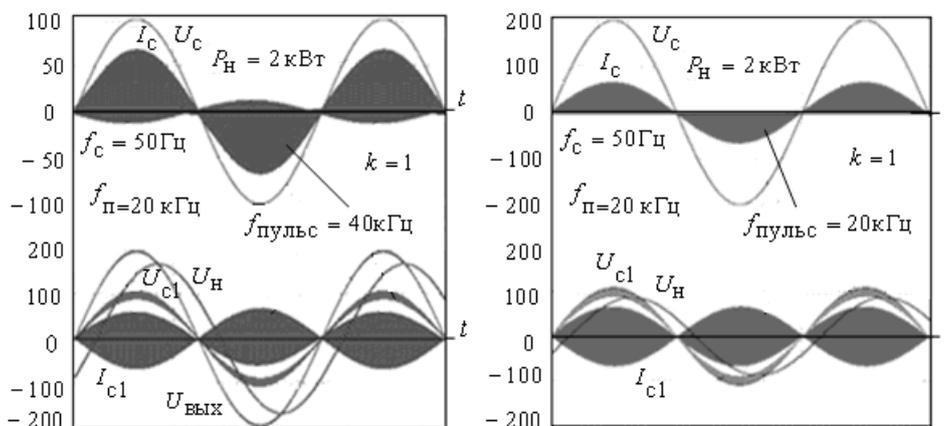


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу одноконтурных повышающего и понижающего ЭСТ

Для улучшения массообъемных и энергетических показателей, а также входных и выходных характеристик целесообразно применить многотактные ЭСТ (рис. 3). На рис. 4. даны временные диаграммы, поясняющие работу трехтактного ЭСТ. Особенность работы  $k$ -тактных ЭСТ в том, что работа отдельных ДПМ (~) равномерно распределена по периоду  $T_{\Pi}$  частоты преобразования  $f_{\Pi}$ ,

т.е. происходит со сдвигом относительно друг друга на время  $\Delta t = \frac{1}{k} \cdot T_{\Pi} = \frac{1}{k \cdot f_{\Pi}}$ .

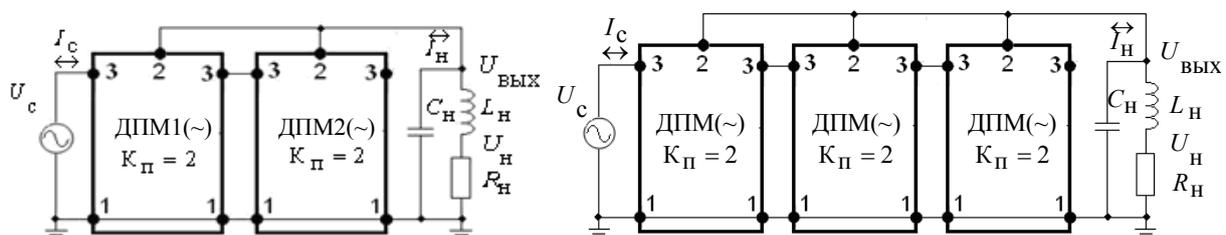


Рис. 3. Структурные схемы двух- и трехтактного повышающих ЭСТ

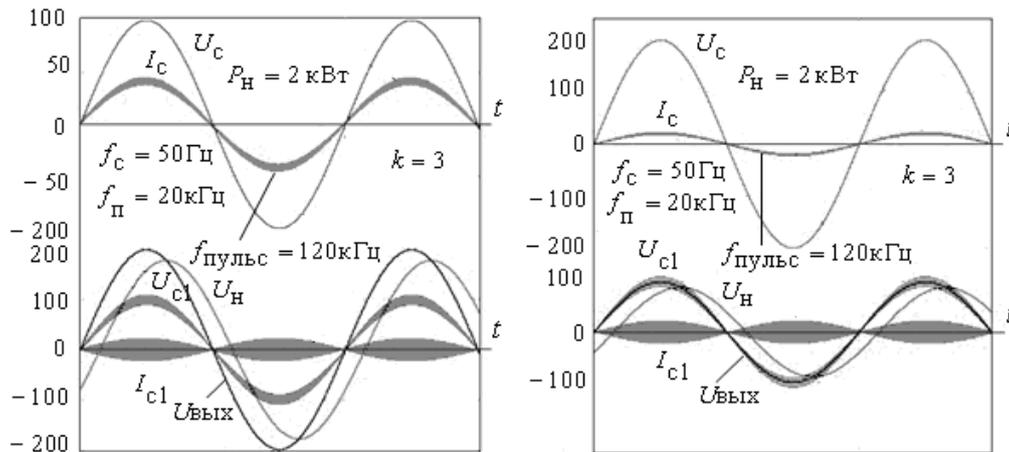


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу трехтактного повышающего и понижающего ЭСТ

Достоинство многотактного ЭСТ заключается в резком снижении коэффициента гармоник входного тока  $I_c$ , особенно при  $k = 3$ , за счет увеличения частоты его пульсации до значения

$$f_{\text{пульс}} = 2 \cdot k \cdot f_{\text{II}} = 6 \cdot f_{\text{II}} = 120 \text{ кГц} \quad [4-6].$$

Величины емкости и индуктивности конденсаторов и реакторов всех ДПМ (~) в составе СЦ многотактного повышающего ЭСТ, обеспечивающие резонанс на высокой частоте преобразования  $f_{\text{II}}$ , не зависят от числа конденсаторов –  $N$  и определяются выражениями

$$C_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{нд макс}}}{f_{\text{II}} \cdot k \cdot \delta_{c1} \cdot U_c}, \quad L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{II}}^2 \cdot C_1}, \quad (1)$$

где  $I_{\text{нд макс}}$  – максимальное действующее значение тока нагрузки ЭСТ;  $\delta_{cj} = \frac{\Delta U_{c1}}{U_{c1(\text{ср})}}$  – допустимая

относительная пульсация напряжения на конденсаторах  $C_1$  в ДПМ(~).

Для понижающего ЭСТ параметры этих элементов, зависят от  $N$  и вычисляются по формулам

$$C_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{нд макс}}}{(N+1) \cdot k \cdot f_{\text{II}} \cdot \delta_1 \cdot U_c}, \quad L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{II}}^2 \cdot C_1}. \quad (2)$$

Сравнение (1) и (2) показывает, что при одинаковых значениях  $C_1$  понижающий ЭСТ способен отдать в нагрузку ток, превышающий ток нагрузки повышающего ЭСТ в  $(N + 1)$  раз. Это означает, что так же, как и обычный силовой трансформатор, ЭСТ имеет одинаковую мощность при работе в обоих направлениях.

Моделирование электрических процессов в ЭСТ показывает, что для любых значений  $k$  низкочастотные (на частоте сети) огибающие токов сети  $I_c$  и нагрузки  $I_n$  совпадают по форме и фазе, отличаясь амплитудой в  $K_I = (N+1)$  раз, что соответствует эквивалентной схеме рис. 5.

Поскольку фазы напряжений  $U_c$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  также совпадают, то это означает, что фазовый сдвиг  $\varphi_{(1)}$  между  $U_c$  и первой гармоникой  $I_c$  и, следовательно, коэффициент мощности входной цепи

ЭСТ, равный  $\chi = \frac{I_{(1)\text{д}}}{I_{\text{сд}}} \cdot \cos \varphi_{(1)}$  [3], определяется фазой комплексного сопротивления контура на-

грузки ( $R_n, L_n, C_n$ ).

Это означает, что максимальное значение  $\chi$  достигается при  $\varphi_{(1)} = 0$ , т.е. на резонансной частоте контура нагрузки, определяемой выражением

$$f_p = f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_n \cdot C_n} - \frac{R_n^2}{L_n^2}}. \quad (3)$$

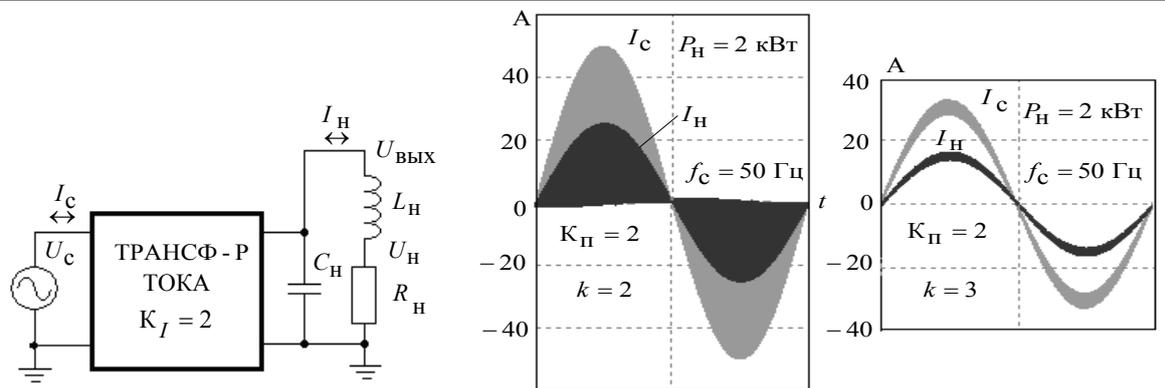


Рис. 5. Эквивалентная схема и временные диаграммы огибающих входного и выходного токов ЭСТ

Отсюда легко получить выражение для определения величины емкости контура нагрузки, обеспечивающей максимум коэффициента мощности входной цепи ЭСТ

$$C_H = \frac{L_H}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot L_H^2 + R_H^2} \quad (4)$$

Интересно отметить, что ввиду сравнительно низкой добротности контура нагрузки максимум функции входного коэффициента мощности  $\chi(C_H)$  не является ярко выраженным, т.е. допускает уменьшение величины  $C_H$  без заметного ухудшения энергетических характеристик ЭСТ (рис. 6). Уменьшение номинала  $C_H$  позволяет существенно снизить габариты ЭСТ. При этом темпы снижения величины емкости  $C_H$  возрастают с увеличением числа тактов преобразования ЭСТ –  $k$ . Из графика видно, что если для  $k=1$  заметного уменьшения  $\chi(C_H)$  не наблюдается при снижении емкости  $C_H$  с 170 до 150 мкФ, то уже при  $k=2$  её можно уменьшить до величины 90 мкФ, а в трехтактном ЭСТ – до 50 мкФ.

Кроме того, графики рис. 6 наглядно показывают преимущество двух- и трехтактных ЭСТ по сравнению с однотактным ( $k=1$ ) по КПД ( $\eta$ ), коэффициентам мощности ( $\beta$ ) и гармоник входного тока ( $\epsilon$ ), а также виду нагрузочной характеристики ( $a$ ).

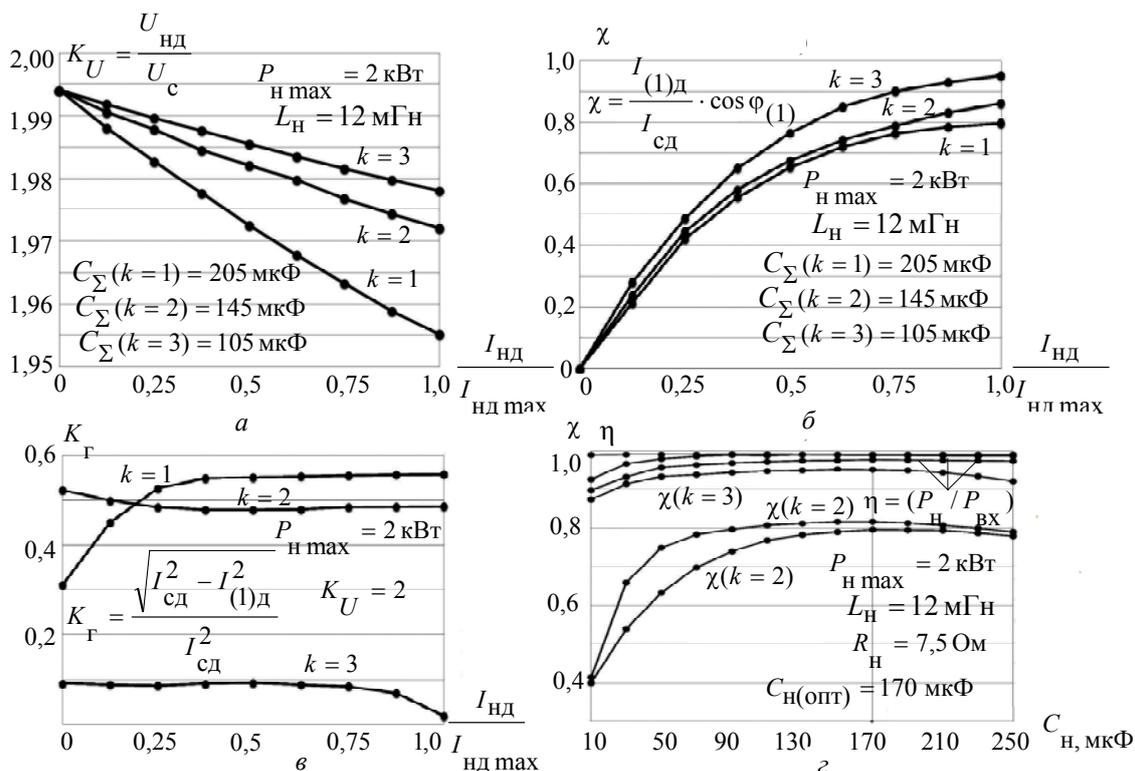


Рис. 6. Технические характеристики одно-, двух- и трехтактных ЭСТ

При создании систем стабилизации сетевого напряжения необходимы регулируемые ЭСТ. Максимальный КПД и минимальный коэффициент гармоник выходного напряжения достигаются регулировкой выходного напряжения по принципу многозонной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [7]. Силовая цепь регулируемого двухтактного ЭСТ отличается от схемы рис. 3 отсутствием конденсатора  $C_H$  и алгоритмом управления зарядных  $VT(1-2)$  и разрядных  $VT(2-2)$  двунаправленных транзисторных ключей в ДПМ1 (~) и ДПМ2 (~). Регулировка выходного напряжения осуществляется ШИМ сигналов управления коммутацией разрядных ключей  $VT(2-2)$ . При этом многозонная ШИМ достигается дополнительным инверсным управлением коммутацией зарядных ключей  $VT(1-2)$ . Алгоритм управления ключами ДПМ1 (~) и ДПМ2 (~) определен соответствующими матрицами управления (5):

$$\begin{array}{c} \text{ДПМ1 (~)} \\ \left| \begin{array}{c} \bar{X}(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}] \\ \bar{X} \quad X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}] \\ X \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} U(1-2) \\ U(2-1) \quad U(2-2) \\ U(3-2) \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \bar{X}(\sim) \\ \bar{X} \quad X(\sim) \\ \bar{X} \end{array} \right| \end{array} \quad (5)$$

Здесь управляющий сигнал  $X$  – последовательность управляющих импульсов длительностью  $0,5 \cdot T_{\Pi}$ , следующих с частотой  $f_{\Pi} = (1/T_{\Pi})$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}$  – инвертированный сигнал  $X$ ; управляющий сигнал  $X(\sim)$  – сигнал  $X$ , регулируемый по длительности от 0 до  $0,5 \cdot T_{\Pi}$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}(\sim)$  – инвертированный сигнал  $X(\sim)$ ; управляющий сигнал  $X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$  – задержанный на время  $0,5 \cdot T_{\Pi}$  сигнал  $X(\sim)$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$  – инвертированный сигнал  $X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$ .

Регулировочные характеристики двухтактного регулируемого ЭСТ приведены на рис. 7.

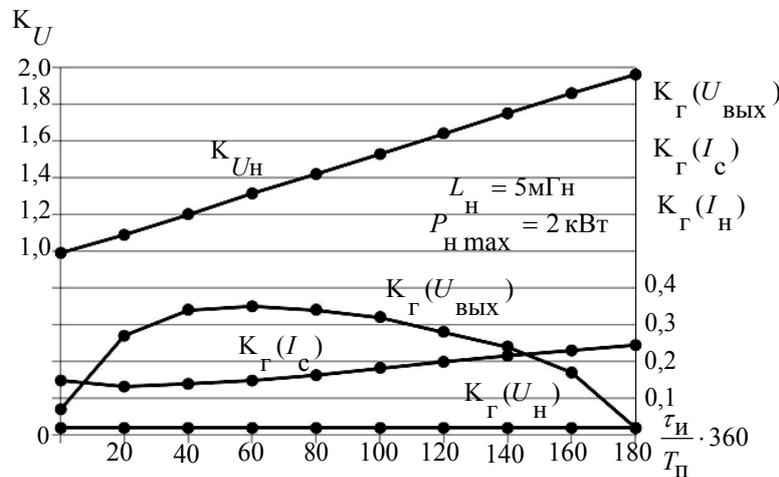


Рис. 7. Регулировочные характеристики двухтактного регулируемого ЭСТ

### Выводы

1. На основе структур с переключаемыми конденсаторами разработаны и исследованы принципы построения многотактных резонансных двунаправленных ЭСТ, имеющих высокий КПД и улучшенные массогабаритные показатели по сравнению с классическими сетевыми трансформаторами.

2. Исходя из резонансных свойств структуры ЭСТ получены выражения для определения параметров реактивных элементов его СЦ.

3. Показано, что при любом количестве тактов ЭСТ коэффициент мощности его входного тока полностью определяется элементами контура нагрузки. Получено выражение для определения величины емкости нагрузки, обеспечивающей максимум коэффициента мощности входного тока ЭСТ.

4. Показано, что увеличение числа тактов преобразования ЭСТ ведет к заметному уменьшению коэффициента гармоник его входного тока, улучшению нагрузочной, входных и энергетических характеристик, а также позволяет резко снизить величину суммарной емкости его силовой цепи.

5. На основе принципа многозонной ШИМ предложены схема и алгоритм коммутации двухтактного регулируемого ЭСТ с повышенным КПД и улучшенным коэффициентом гармоник входного тока и выходного напряжения.

Работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

#### *Литература*

1. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
2. Ромаш Э.М. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Дробович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
3. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – 4-е изд., испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 672 с.
4. Зотов Л.Г. Конденсаторные повышающие преобразователи с изменяющейся структурой для автономных энергосистем // Электротехника. – 2011. – № 4. – С. 46–50.
5. Зотов Л.Г. Понижающие преобразователи постоянного напряжения на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем // Научный вестник НГТУ. – 2011. – № 1(42). – С. 151–158.
6. Зотов Л.Г. Резонансные DC-DC конвертеры на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных систем энергоснабжения // Радиопромышленность. – 2012. – Вып. 1. – С. 103–113.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

---

#### **Зотов Леонид Григорьевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. теоретических основ радиотехники  
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)  
Тел.: (8-383-3) 46-13-78, 8-962-829-89-22  
Эл. почта: zotov lg @ mail.ru

#### **Зиновьев Геннадий Степанович**

Д-р техн. наук, профессор каф. электроники и электротехники НГТУ  
Тел.: (8-383-3) 46-08-66, 8-913-931-81-24  
Эл. почта: genstep @ mail.ru

Zotov L.G., Zinovev G.S.

#### **Electronic transformers on the basis of high-frequency resonant structures with switched capacitances**

In the article we considered the construction principle of multistep electronic transformers on the basis of resonant structures with switched capacitances. It is shown, that the increase in number of steps of transformation reaches appreciable increase in efficiency and sharp decrease in a total capacitance of the power circuit. Besides, the factor of harmonics of an input current and input electrical power factor essentially improve.

**Keywords:** least squares method, base station, coverage area.

УДК 621.314

Ю.С. Боровиков, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, А.О. Сулайманов, А.И. Темчук, В.А. Федотов

## Усилители сигналов для моделей реального времени

Рассмотрены результаты разработки и исследования математических моделей усилителей тока и напряжения на основе широтно-импульсной модуляции для моделей реального времени электроэнергетических систем.

**Ключевые слова:** усилитель тока, усилитель напряжения, модель реального времени электроэнергетических систем, гибридная модель, линеаризованная модель, импульсная модель в среде Simulink Matlab, амплитудные и фазовые характеристики усилителя, нестабильность коэффициента усиления, линейность фазовой характеристики.

При решении различных задач в области электроэнергетических систем (ЭЭС) единственным инструментом является моделирование. При этом актуальными в последнее время являются работы связанные с моделированием ЭЭС в реальном времени. Такое внимание к моделям реального времени связано, в первую очередь, с задачей разработки новых и исследования работы уже имеющихся систем и устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем.

Разработанный в Томском политехническом университете всережимный моделирующий комплекс реального времени электроэнергетических систем (ВМК РВ ЭЭС) [1] построен на концепции гибридного моделирования и представляет собой мультипроцессорную систему реального времени, в которой решение систем дифференциальных уравнений осуществляется методами аналоговой вычислительной техники. Такое применение уже забытого и казалось бы устаревшего подхода дало в данном конкретном случае ощутимый эффект, связанный прежде всего с решением проблем компромисса между глубиной математических моделей (степенью системы дифференциальных уравнений), временем воспроизведения и величиной методической ошибки [2]. При этом наличие готовых аналоговых сигналов, моделирующих основные параметры ЭЭС (токи и напряжения), предполагает построение исследовательской системы с подключением реальных устройств к ВМК РВ ЭЭС для исследования как адекватности работы подключенных устройств, так и реакции моделируемой ЭЭС на воздействия, оказываемые этими устройствами (рис. 1). К таким устройствам можно отнести:

- устройства релейной защиты элементов ЭЭС;
- системы релейной защиты ЭЭС;
- системы противоаварийной автоматики;
- системы автоматического управления возбуждением генераторов;
- устройства системной автоматики ЭЭС;
- системы управления реактивной мощностью и напряжением.

Все вышеобозначенные устройства и системы подключаются в реальной ЭЭС посредством измерительных трансформаторов тока и напряжения, имеющих соответственно номинальные значения токов и напряжения 1 или 5 А и 100 В при трехфазном подключении. Для соединения модели ЭЭС с реальными устройствами требуются соответствующие усилители тока и напряжения. В электроэнергетике принято, что исследуемые сигналы токов и напряжений должны учитывать их спектры до 15-й гармоники включительно, а их кратность обычно составляет: по току – до двадцати (при коротких замыканиях вблизи точки измерения), а по напряжению – до двух (при различных перенапряжениях). Схема подключения ВМК РВ ЭЭС к устройству релейной защиты через усилитель показано на рис. 1.



Рис. 1. Схема подключения ВМК РВ ЭЭС к устройству релейной защиты

Исходя из изложенного, была поставлена задача разработки комплекса из трех усилителей тока и трех усилителей напряжения соответственно по одному на каждую фазу. Необходимые характеристики комплекса усилителей приведены в табл. 1.

Таблица 1

<b>Требования к усилителям тока и напряжения</b>	
Диапазон изменения амплитуды тока на выходе усилителя тока	0–200 А
Диапазон изменения амплитуды напряжения на выходе усилителя напряжения	0–300 В
Входное сопротивление не менее	2 кОм
Рабочий диапазон частот	0–800 Гц
Нестабильность коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот не более	±0,5%
Отклонение фазовой характеристики от линейной в диапазоне частот: – от 0 до 100 Гц; – от 100 до 800 Гц	≤ 0,1° ≤ 0,5°
Напряжение питания	220 В ±15%
Диапазон изменения напряжения на входе	±10 В

Усилители должны позволять подключать к своим выходам реальную нагрузку, соответствующую стандартным промышленным устройствам (панелям, стойкам, шкафам) релейной защиты и автоматики.

В электротехнике и силовой электронике широкое распространение получили аналоговые (линейные) усилители классов А, АВ, В и импульсные усилители класса D (ШИМ-усилители). Указанные классы усилителей имеют свои достоинства и недостатки, широко освещенные в литературе [3, 4]. Основным преимуществом аналоговых усилителей является их высокое быстродействие, что позволяет строить на их основе высокопрецизионные быстродействующие усилители, а недостатком – низкий коэффициент полезного действия (КПД). Быстродействие аналоговых усилителей зависит от быстродействия выходного каскада, который строится на комплементарных транзисторных парах. Более мощные биполярные транзисторы имеют более низкие частотные характеристики, поэтому при увеличении мощности появляются проблемы и с быстродействием.

Импульсные усилители в отличие от аналоговых имеют высокие значения КПД, но быстродействие импульсных усилителей с обратной связью ограничено частотой коммутаций ключевых элементов. Кроме того, у импульсных усилителей в выходном сигнале появляются высокочастотная составляющая, кратная частоте преобразования, и комбинационные гармоники, что усложняет замыкание отрицательной обратной связи. Увеличение частоты импульсного преобразователя ограничено быстродействием силовых ключей и приводит к снижению КПД.

Габаритная мощность усилителя напряжения не превышает 200 ВА, поэтому их можно реализовывать как на аналоговых усилителях класса А, АВ, В, так и на основе импульсных усилителей класса D. Габаритная мощность усилителей по току на порядок превышает это значение, следовательно подобные усилители целесообразно делать только на основе импульсных усилителей класса D. Поэтому в первую очередь будем рассматривать импульсные усилители тока.

Усилитель тока должен обеспечить высокую точность стабилизации коэффициента усиления тока при всех возмущающих факторах и возможных величинах нагрузок в диапазоне частот от нуля до 800 Гц. Нагрузкой усилителя тока является аппаратура шкафов релейной защиты и автоматики (РЗиА). Проведенные экспериментальные замеры входных активных сопротивлений шкафов РЗиА показали следующие значения: 0,3 мОм для шкафа РЗиА «Seram-80», 50 мОм для шкафа РЗиА «ТЭМП2501», 180 мОм для шкафа РЗиА «ШЭ 1111» и 340 мОм для шкафа РЗиА «ШЭ 2607-016». Активная мощность усилителя для формирования тока 200 А в шкафах РЗиА составляет соответственно 12 Вт для РЗиА «Seram-80», 2 кВт для РЗиА «ТЭМП2501», 7,2 кВт для РЗиА «ШЭ 1111» и 13,6 кВт для РЗиА «ШЭ 2607-016». Из этого следует, что для каждого шкафа РЗиА требуется изготавливать свой типонаминал усилителя тока или разрабатывать линейку усилителей по мощности, охватывающую все шкафы релейной защиты.

Комплекс усилителей предполагалось размещать в шкафу вычислительного комплекса, который может находиться на значительном удалении от шкафов РЗиА (от 2 до 20 м), что определяет соответствующую длину соединительного кабеля. Длинный кабель добавляет значительную индуктивность и активное сопротивление в цепь нагрузки, значение которых зависит от диаметра проводящих жил прямого и возвратного тока и расстояния от их центров [5]. Например, для кабеля,

выполненного из двух параллельных проводов марки ПВ-3×10 мм<sup>2</sup>, размещенных на минимально возможном расстоянии друг от друга, индуктивность одного метра составляет 0,5 мкГн, а сопротивление 1,83 мОм. В этом случае активная мощность потерь в кабеле длиной 20 м составит 1,46 кВт, а реактивная мощность на частоте 800 Гц – 2 кВт. Естественно, что это не рационально, и для исключения указанных потерь в кабеле необходимо размещать усилители в непосредственной близости от нагрузки.

Остановимся на усилителе тока для шкафа РЗиА «ТЭМП2501» и примем следующие численные значения параметров нагрузки, высокочастотного сглаживающего фильтра и величины питающего напряжения:  $R_{H\min} = 1$  мОм,  $R_{H\max} = 50$  мОм,  $L_{\Phi} = 20$  мкГн,  $E = 12$  В.

Коэффициент усиления усилителя определяется отношением амплитуды максимального выходного тока к максимальной величине напряжения на управляющем входе:

$$K_{\gamma} = 200A/10B = 20A/B. \quad (1)$$

Тогда допустимый размах отклонения коэффициента усиления от его заданного значения в соответствии с данными табл. 1 будет равен:

$$\Delta K_{\gamma} = 2 \cdot 0,005 \cdot K_{\gamma} = 0,2A/B. \quad (2)$$

Импульсные усилители класса D чаще всего выполняют на основе мостовых схем, так как на выходе необходимо получить двухполярное напряжение или ток. Расчету преобразователей на основе мостовых схем посвящено большое количество работ, например [6], и сегодня эта задача не представляет особой сложности. Наибольший интерес представляет задача реализации системы управления преобразователем. Система управления импульсного усилителя тока может быть реализована на основе специализированных ШИМ-контроллеров (например, ZXCD1000), DSP микроконтроллеров или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Энергетически более эффективна однополярная реверсивная ШИМ [7]. Мостовой инвертор на ключах К1–К4 с высокочастотным индуктивным фильтром  $L_{\Phi}$ , работающий на активную нагрузку  $R_H$ , и алгоритм управления силовыми ключами, реализующий однополярную реверсивную ШИМ 1-го рода, представлены на рис. 2.

Требования к нестабильности коэффициента усиления, представленные в табл. 1, и максимально допустимый размах отклонения этого коэффициента, рассчитанный по выражению (2), позволяют отнести такие усилители к прецизионным. Прецизионный усилитель тока может быть реализован только с глубокой отрицательной обратной связью и корректирующим звеном, обеспечивающим устойчивую работу при высоких точностных и динамических параметрах. Синтез корректирующих звеньев для линейных систем хорошо изучен и подробно описан в литературе [8], в то время как для импульсных систем является сложной задачей и в общем виде пока не решен. Поэтому сведение нелинейной системы к линейной, позволяющей осуществить синтез корректирующего звена, обеспечивающей заданные характеристики, является приемом, который в настоящее время широко применяется [9].

Высокая частота преобразования позволяет нередко пренебречь дискретностью преобразователя и заменить его линеаризованной аналоговой моделью или передаточной функцией  $W_C(p)$  по управляющему воздействию  $\gamma(p)$ . Для схемы, показанной на рис. 2, передаточную функцию по управляющему воздействию можно представить в виде

$$W_C(p) = \frac{i_L(p)}{\gamma(p)} = \frac{E}{R_H} \frac{1}{\frac{L_{\Phi}}{R_H} p + 1}. \quad (3)$$

Замкнутая система управления преобразователем представлена на рис. 3 и включает в себя: корректирующее звено с передаточной функцией  $W_K(p)$ , модулятор М, объект управления с передаточной функцией  $W_C(p)$  и звено обратной связи с коэффициентом передачи А. Модулятор М представляет собой звено с постоянным коэффициентом передачи, численное значение которого зависит от конкретной реализации и без ущерба для общности может быть принято равным единице.

Это звено обеспечивает преобразование аналогового сигнала на выходе корректирующего звена в последовательность управляющих импульсов объекта управления. Звено обратной связи с постоянным коэффициентом передачи А обеспечивает согласование уровней входного и выходного сиг-

налов. Величина коэффициента передачи этого звена примерно определяется отношением  $A \approx 1/K_y$ .

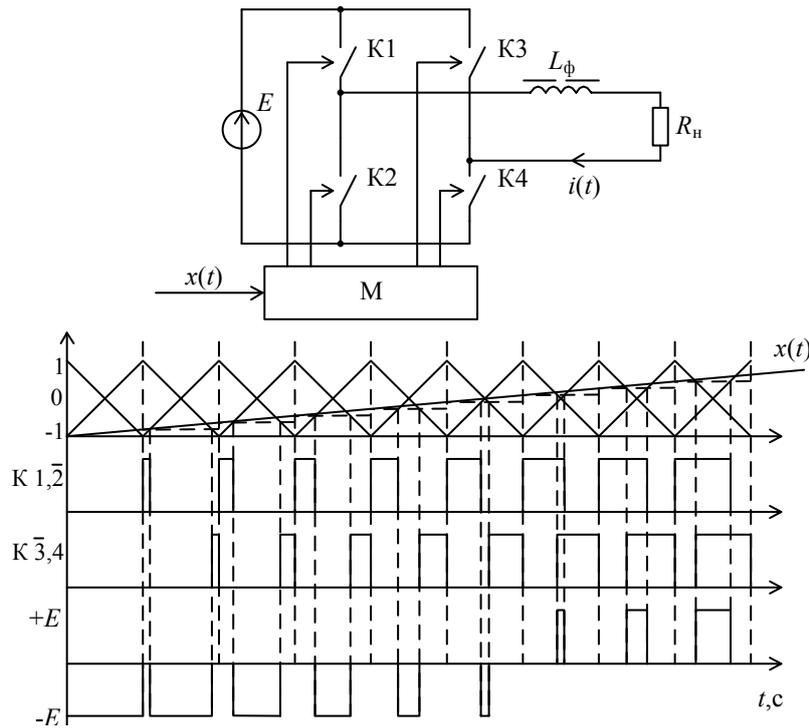


Рис. 2. Схема силовой части усилителя и алгоритм коммутации силовых ключей ШИМ-1

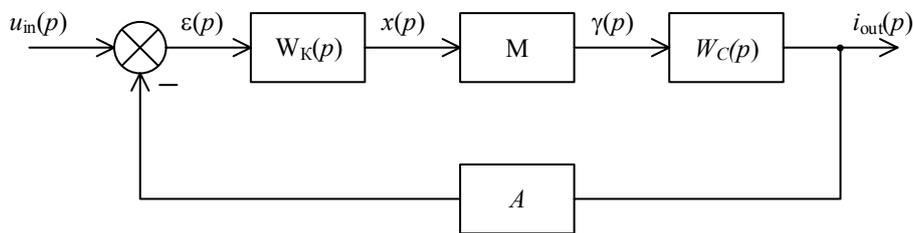


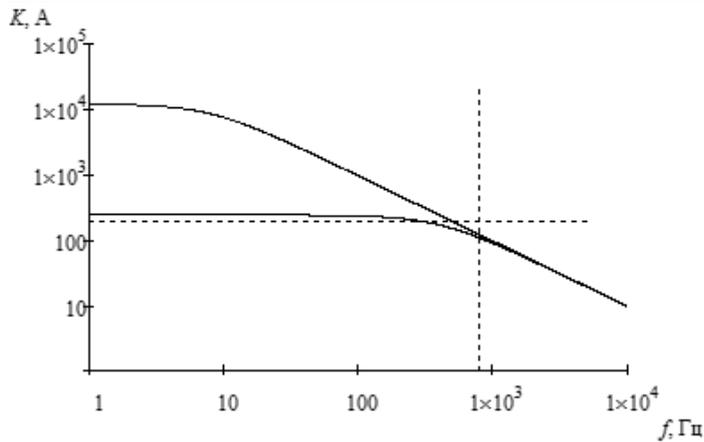
Рис. 3. Замкнутая линеаризованная система усилителя тока

Такая структурная схема позволяет нам применить хорошо разработанные линейные методы синтеза корректирующего звена.

К возмущающим факторам, которые приводят к отклонению коэффициента усиления от заданного значения, относятся: частота входного сигнала, активное и индуктивное сопротивление высокочастотного фильтра, сопротивления нагрузки, а также питающее напряжение и температура окружающей среды. Влияние питающего напряжения устраняется применением стабилизированного источника питания, влияние температуры окружающей среды можно исключить применением термостабильных элементов. На данном этапе этими возмущающими факторами пренебрегаем.

Особенностью представленного объекта управления является изменение параметров нагрузки в широких пределах, что приводит к изменению АЧХ и ФЧХ объекта управления. На рис. 4 приведены две АЧХ объекта управления, определяющие диапазон возможных значений АЧХ. Верхняя АЧХ построена при минимальном значении сопротивления нагрузки, а нижняя – при максимальном значении сопротивления нагрузки. Численные значения приведенной АЧХ совпадают с амплитудными значениями тока нагрузки при  $\gamma=1$ .

Из рис. 4 видно, что при указанных параметрах преобразователя и высокочастотного фильтра полный ток 200 А усилитель обеспечивает при максимальном сопротивлении нагрузки только до частоты 260 Гц. С повышением частоты максимальное значение тока будет снижаться и при частоте тока будет примерно равно 105 А. Для того чтобы обеспечить максимальную амплитуду тока во



всем диапазоне частот, необходимо увеличить напряжение питания, при этом габаритная мощность преобразователя увеличится до 4,5 кВт.

Рис. 4. Граничные АЧХ объекта управления при минимальном и максимальном сопротивлении нагрузки

Максимальное значение верхней АЧХ на нулевой частоте равно  $K_{C\max} = 12000$ , минимальное значение нижней АЧХ на частоте 800 Гц составляет  $K_{C\min} = 105$ . Эти цифры показывают, что коэффициент усиления объекта управления будет изменяться в 120 раз, что приведет к нестабильности коэффициента усиления замкнутой системы.

Передаточная функция замкнутой системы, представленной на рис. 3, определяется выражением:

$$W_3(p) = \frac{W_C(p)W_K(p)}{1 + AW_C(p)W_K(p)}. \quad (4)$$

В установившемся режиме для входного гармонического синусоидального сигнала с частотой  $\omega_{\text{вх}}$  данное выражение можно записать в виде:

$$W_3(j\omega_{\text{вх}}) = \frac{W_C(j\omega_{\text{вх}})W_K(j\omega_{\text{вх}})}{1 + AW_C(j\omega_{\text{вх}})W_K(j\omega_{\text{вх}})}. \quad (5)$$

При этом  $|W_3(j\omega_{\text{вх}})|$  представляет собой коэффициент усиления усилителя тока, который в рабочем диапазоне частот должен быть постоянным.

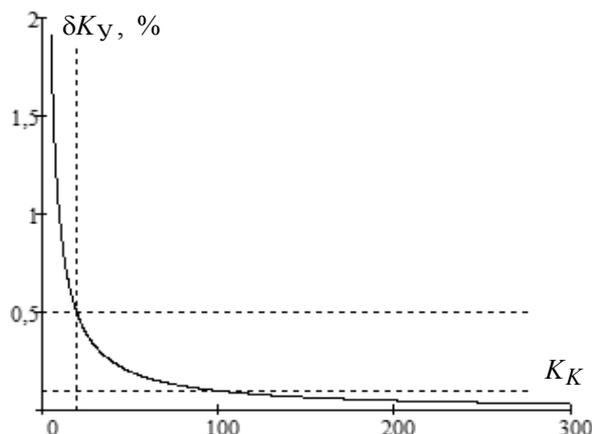
Если принять, что коэффициент передачи корректирующего звена  $|W_K(j\omega_{\text{вх}})|$  в рабочем диапазоне частот постоянен и равен  $K_K$ , то выражение (5) можно записать как

$$W_3(j\omega_{\text{вх}}) = \frac{W_C(j\omega_{\text{вх}})K_K}{1 + AW_C(j\omega_{\text{вх}})K_K}. \quad (6)$$

При этом нестабильность коэффициента усиления усилителя  $\delta K_Y$  в процентах будет определяться выражением

$$\delta K_Y = \frac{\Delta K_Y}{2K_Y} 100\% = \frac{1}{2K_Y} \left( \frac{K_{C\max}K_K}{1 + AK_{C\max}K_K} - \frac{K_{C\min}K_K}{1 + AK_{C\min}K_K} \right) 100\%. \quad (7)$$

Зависимость нестабильности коэффициента усиления усилителя тока от величины коэффициента передачи корректирующего звена  $\delta K_Y = f(K_K)$  при  $K_{C\max} = 12000$ ,  $K_{C\min} = 105$ ,  $A = 0,05$ ,



представлена на рис. 5. Она показывает, что нестабильность коэффициента усиления усилителя  $\delta K_Y$  уменьшается с увеличением  $K_K$  и позволяет графически определить  $K_K$  по заданной нестабильности  $\delta K_Y$ . В частности, при  $\delta K_Y = 0,5\%$  требуемый коэффициент передачи корректирующего звена  $K_K = 20$ .

Рис. 5. Нестабильность коэффициента усиления усилителя тока от величины коэффициента передачи корректирующего звена,  $\delta K_Y = f(K_K)$

По полученным значениям  $K_K$  и  $W_C(j\omega)$  можно определить требуемую передаточную функцию корректирующего звена  $W_K(j\omega)$  для линейной модели, обеспечивающую поведение АЧХ в районе частоты среза, как у системы, настроенной на симметричный оптимум [10]. АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы при максимальной и минимальной нагрузках, и АЧХ, ФЧХ корректирующего звена, с учетом условий симметричного оптимума в окрестностях частоты среза, приведены на рис. 6. Настройка двух различных передаточных функций ( $W_C(f)$  при  $R_{H \min}$  и  $R_{H \max}$ ) объекта управления с учетом условий симметричного оптимума в районе частоты среза возможна потому, что на частотах более 1 кГц их АЧХ совпадают. Фазочастотные характеристики объекта управления ( $\Phi_C(f)$  при  $R_{H \min}$  и  $R_{H \max}$ ) совпадают только при частоте более 20 кГц.

Из приведенных АЧХ и ФЧХ видно, что полученный запас по фазе на частоте единичного усиления составляет  $48,3^\circ$ , а далее фаза асимптотически приближается к минус  $180^\circ$  на частотах более 1 МГц.

Передаточная функция корректирующего звена, обеспечивающая желаемую АЧХ, аналитически может быть представлена следующим выражением:

$$W_K(j\omega) = K_K \frac{T_1 j\omega + 1}{(T_0 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)}, \quad (8)$$

где  $T_0 = (2\pi f_0)^{-1} \approx 0,16 \times 10^{-3}$  с,  $T_1 = (2\pi f_1)^{-1} \approx 22,75 \times 10^{-6}$  с,  $T_2 = (2\pi f_2)^{-1} \approx 3,98 \times 10^{-6}$  с.

Подставляя (3) и (8) в (5), получим передаточную функцию замкнутой системы:

$$W_3(j\omega) = \frac{EK_K T_1 j\omega + 1}{R_H \left( \frac{L\Phi}{R_H} j\omega + 1 \right) (T_0 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1) + AEK_K (T_1 j\omega + 1)}. \quad (9)$$

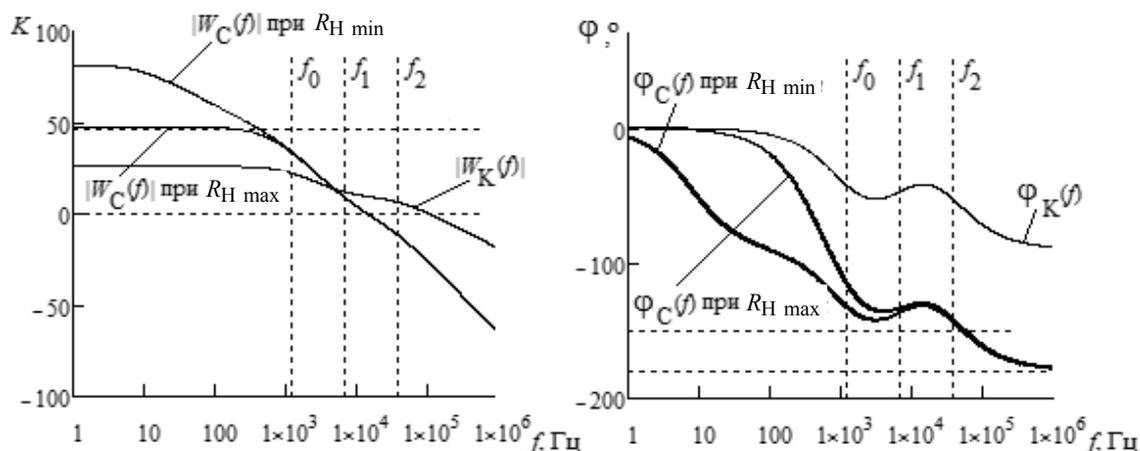


Рис. 6. АЧХ и ФЧХ разомкнутой линейризованной системы усилителя тока и корректирующего звена

Коэффициент усиления  $K_y$  усилителя при изменении частоты входного сигнала можно найти по выражению

$$K_y(f) = |W_3(j2\pi f)|. \quad (10)$$

Нестабильность коэффициента усиления  $\delta K_y$  в интересующем нас диапазоне частот определяется выражением (11) для максимального сопротивления нагрузки

$$\delta K(\omega_{вх}, R_{H \max}) = \frac{|W_3(j\omega_{вх}, R_{H \max})| - K_y}{K_y} \times 100\% \quad (11)$$

и выражением (12) для минимального сопротивления нагрузки

$$\delta K(\omega_{вх}, R_{H \min}) = \frac{|W_3(j\omega_{вх}, R_{H \min})| - K_y}{K_y} \times 100\%. \quad (12)$$

Нестабильности коэффициента усиления, рассчитанные для предельных значений нагрузки по выражениям (11), (12), приведены на рис. 15 и обозначены 1, 2 соответственно. Приведенные гра-

фики показывают, что в заданном диапазоне частот замкнутая система удовлетворяет требуемой точности и не выходит за пределы  $\delta K_y = \pm 0,5\%$ .

Графики фазы выходного сигнала, для максимальной и минимальной нагрузок, рассчитанные по выражению (9), представлены на рис. 8 и обозначены соответственно 1 и 2. Для этих фазовых характеристик построена усредненная линейная фазовая характеристика, обозначенная цифрой 3 на рис. 8. Приведенные графики фазы показывают, что максимальные отклонения фазы выходного сигнала от усредненной линейной фазовой характеристики на частоте 800 Гц не превышают  $\pm 0,2^\circ$ .

Полученные результаты показывают, что замкнутая система на основе линеаризованной аналоговой модели преобразователя удовлетворяет всем требованиям по точности и является устойчивой. Однако в ходе приводимых расчетов были приняты допущения, исключающие импульсный характер системы и позволившие линеаризовать преобразователь, поэтому необходимо провести экспериментальную проверку полученных результатов на импульсной модели. Для этого необходимо: построить АЧХ и ФЧХ разомкнутой импульсной системы и сравнить ее с линейной; построить переходные процессы импульсной системы и сравнить их с переходными процессами линейной системы.

Импульсная модель усилителя тока выполнена в среде Matlab Simulink. На рис. 9 приведена разработанная математическая модель. Силовая часть преобразователя представлена источником постоянного напряжения DC1, мостовым инвертором напряжения A1, индуктивностью высокочастотного фильтра L1, сопротивлением нагрузки  $R_n$  и датчиком тока CM.

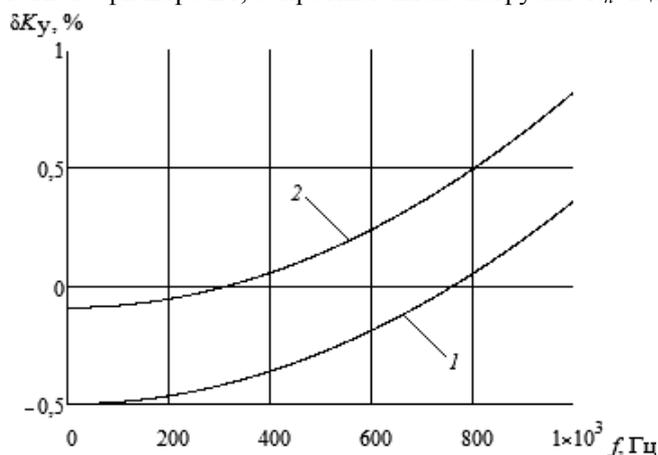


Рис. 7. Нестабильность коэффициента усиления  $\delta K_y$  усилителя тока в рабочем диапазоне частот

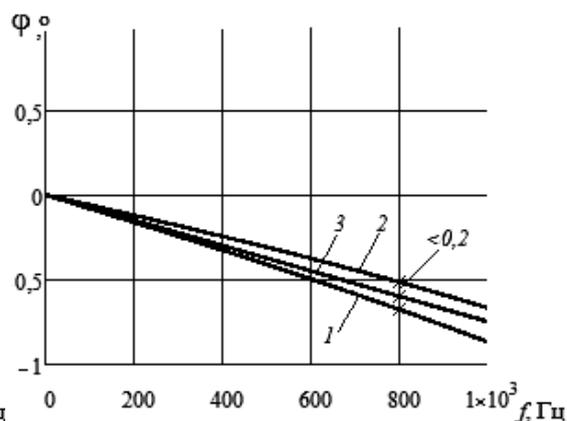


Рис. 8. Фазовые задержки замкнутой системы усилителя тока в рабочем диапазоне частот

Система управления включает в себя сумматор S1, корректирующее звено, реализованное на блоках F1 и F2, цифровой ШИМ-модулятор A2. Информационный вход датчика тока CM через усилитель K1 подключен к инвертирующему входу сумматора S1 и замыкает отрицательную обратную связь. Задающим генератором для цифрового ШИМ-модулятора A2 является генератор G, который обеспечивает частоту квантования 100 или 200 кГц с дискретностью 1024. Источником входного сигнала являются блоки Step1 или SineWave2, реализующие соответственно ступенчатое возмущающее управляющее воздействие или синусоидальный сигнал с заданной амплитудой и частотой. Измерение входного сигнала и сигнала обратной связи осуществляется блоком Scope.

Цифровой ШИМ-модулятор обеспечивает однополярную реверсивную широтно-импульсную модуляцию первого рода и реализован на дискретной логике. Математическая модель модулятора представлена на рис. 10. Развертывающий цифровой сигнал ШИМ (сигнал пилы) реализован на двух двоичных переполняемых счетчиках Ct1 и Ct2, обеспечивающих дискретность ШИМ, равную 1024. При этом счетчик Ct1 реализует прямой счет, а счетчик Ct2 – обратный. Компараторы ШИМ реализованы на сумматорах S2, S3 и блоках сравнения с нулем C1 и C2. Для реализации ШИМ первого рода в схему введено устройство выборки-хранения, реализованное на управляемом переключателе P1, ячейке памяти M1 и блока сравнения с константой C3. Аналого-цифровой преобразователь с насыщением реализован на блоке насыщения N1, усилителе K2, блоке симметрирующей константы C4 и сумматоре S4. Приведенная схема позволяет реализовать алгоритм модуляции, показанный на рис. 2.

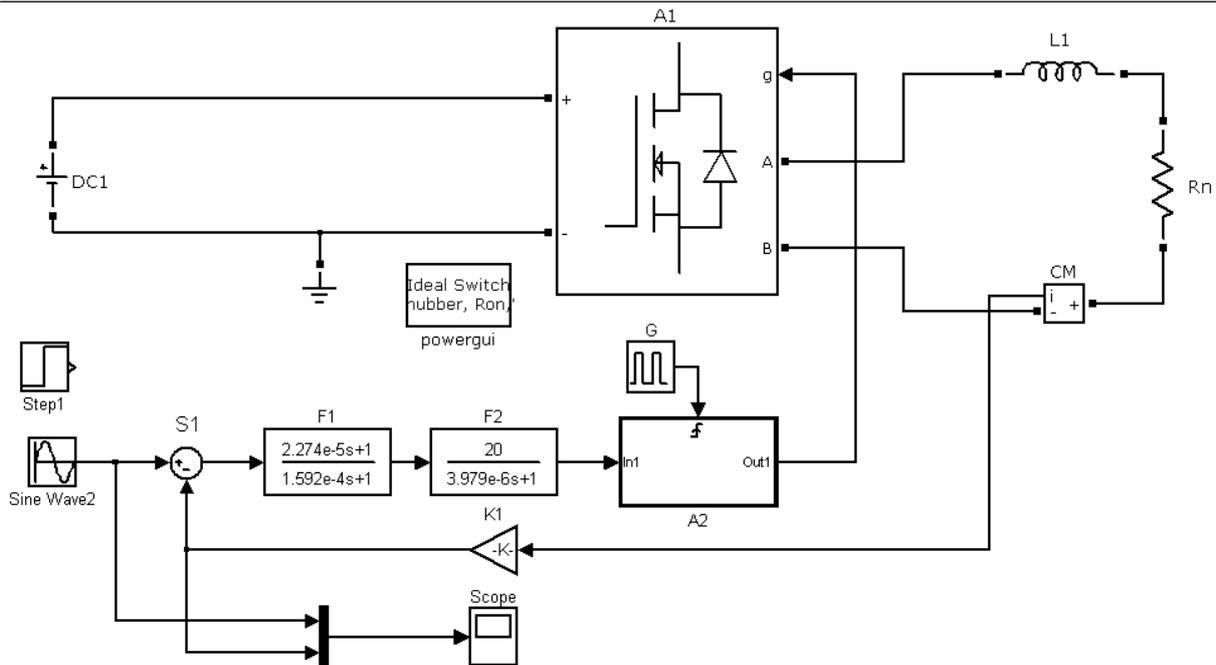


Рис. 9. Математическая модель усилителя, построенная в Matlab Simulink

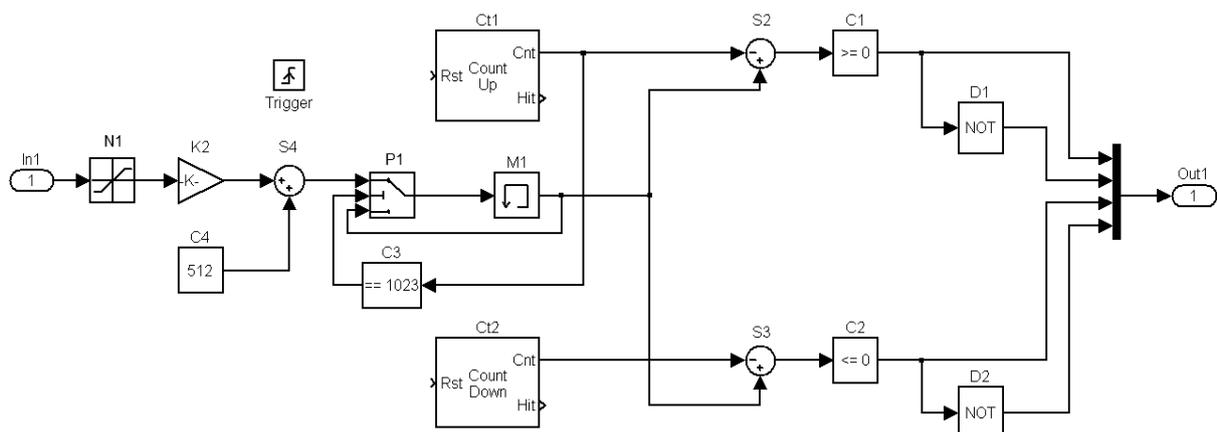


Рис. 10. Математическая модель цифрового модулятора в среде Matlab Simulink

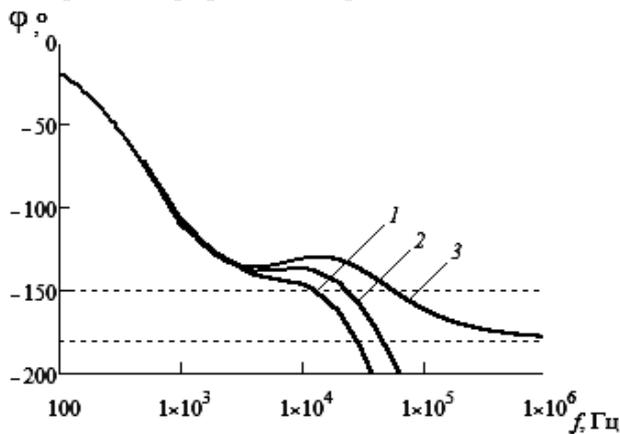
Построение частотной характеристики разомкнутой системы проводилось в следующей последовательности. Устанавливалась частота генератора  $G$ , обеспечивающая частоту квантования 100 кГц. Разрывалась отрицательная обратная связь на входе сумматора  $S1$ . Блоком SineWave2 задавался входной сигнал амплитудой 0,01 и начальной частотой  $f_{C0}$ . Блоком Scope проводилось измерение сигнала на выходе усилителя  $K1$ . С помощью инструмента Powergui/FFT Analysis Tool находились коэффициент усиления и фаза первой гармоники измеренного сигнала обратной связи. Полученный результат заносился в таблицу. Затем изменялась частота входного сигнала, и процесс повторялся до частоты 50 кГц. Аналогично строились АЧХ и ФЧХ импульсной системы для частоты квантования 200 кГц, устанавливаемой генератором  $G$ .

Результаты проведенного эксперимента представлены в табл. 2. Сравнение коэффициентов усиления разомкнутой импульсной системы с частоты квантования 100 кГц –  $K_{100}$ , разомкнутой импульсной системы с частоты квантования 200 кГц –  $K_{200}$  и коэффициента усиления разомкнутой линеаризованной системы показывает, что они количественно совпадают с точностью  $\pm 5\%$  во всем диапазоне частот. Сравнение фазовых задержек сигнала разомкнутой импульсной системы для частоты квантования 100 кГц –  $\Delta\varphi_{100}$ , импульсной системы для частоты квантования 200 кГц –  $\Delta\varphi_{200}$  и фазовой задержки линеаризованной модели –  $\Delta\varphi_L$  показывает, что фазовые задержки совпадают с точностью  $\pm 3\%$  до частоты 2 кГц и расходятся при более высоких частотах.

Результаты проведенного эксперимента

$f, \text{Гц}$	Импульсная модель				Линеаризованная модель	
	$f_{\Pi} = 100 \text{ кГц}$		$f_{\Pi} = 200 \text{ кГц}$		$K_{Л}, A/B$	$\Delta\varphi_{Л}$
	$K_{100}, A/B$	$\Delta\varphi_{100}$	$K_{200}, A/B$	$\Delta\varphi_{200}$		
500	136,28	-73	136,5	-72,2	133,995	-74,7
1000	66,09	-110,4	66,16	-107	63,357	-106,6
2000	20,74	-128,1	21,6	-129,6	21,753	-129,1
4000	6,58	-140,9	6,58	-138,7	6,603	-136,2
10000	1,59	-146,5	1,6	-136,9	1,606	-131,0
12000	1,25	-148,7	1,25	-137,8	1,256	-130,3
20000	0,65	-162,7	0,65	-145,3	0,645	-131,8
30000	0,37	-183,6	0,37	-158,9	0,373	-137,3
40000	0,24	-204,4	0,24	-172,4	0,245	-142,9
50000	0,18	-218,7	0,18	-185,5	0,172	-147,7

ФЧХ импульсной системы с частотой квантования 100, 200 кГц и линеаризованной системы изображены графически на рис. 11 и обозначены соответственно 1, 2 и 3.



Из приведенных ФЧХ можно сделать вывод, что запас по фазе у импульсной системы меньше, чем у линейной. В отличие от линейной фазовая задержка импульсной системы пересекает уровень минус  $180^\circ$  при частоте 28 кГц для частоты квантования 100 и 46 кГц для частоты квантования 200 кГц.

Рис. 11. ФЧХ линейной разомкнутой системы – 3, импульсной разомкнутой системы, работающей на частоте 100 кГц – 1 и 200 кГц – 2

С увеличением частоты квантования фазовая характеристика импульсной системы приближается к линейной при неизменности АЧХ, что говорит о том, что в импульсной системе наблюдается чистое запаздывание.

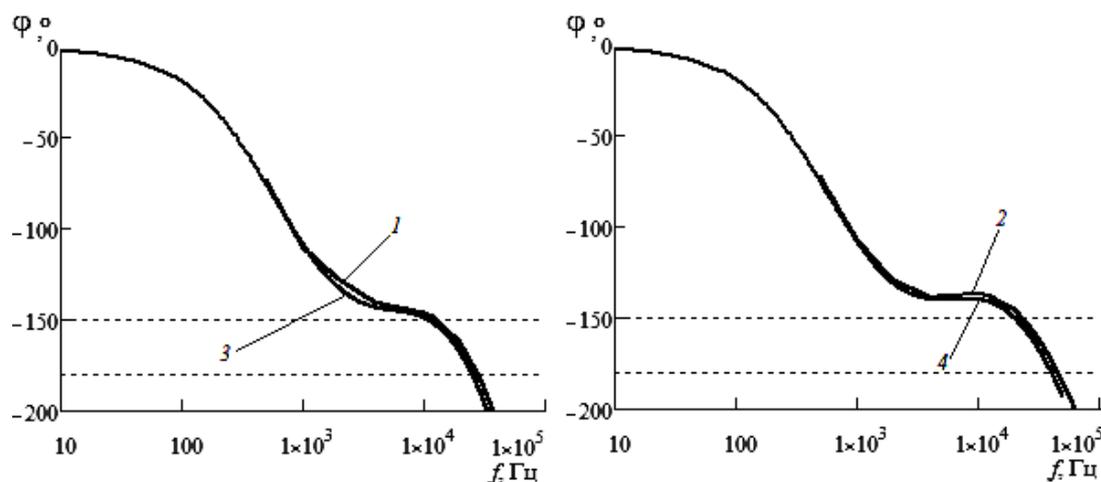


Рис. 12. ФЧХ импульсной разомкнутой системы для частот квантования 100 кГц – 1 и 200 кГц – 2 и разомкнутой линейной системы со звеном чистого запаздывания с постоянной времени  $\tau = 5 \text{ мкс}$  – 3 и  $\tau = 2,5 \text{ мкс}$  – 4

Включая в линейную систему звено чистого запаздывания с передаточной функцией

$$W_{ЗД}(p) = e^{Tp}, \quad (13)$$

можно подобрать постоянную времени  $\tau$  так, что с достаточной точностью она будет совпадать с ФЧХ импульсной системы. Найдено, что при  $\tau$ , равной половине периода частоты квантования, наблюдается хорошее совпадение ФЧХ с точностью  $-5,1 \pm 1,4\%$ , показанное на рис. 12.

Переходные процессы при ступенчатом воздействии задающего сигнала представлены на временных диаграммах рис. 13. Задающий сигнал обозначен цифрой 0, переходный процесс линейризованной системы – цифрой 1, переходный процесс импульсной системы, работающей на частоте 200 кГц, – цифрой 2, переходный процесс импульсной системы, работающей на частоте 100 кГц, – цифрой 3.

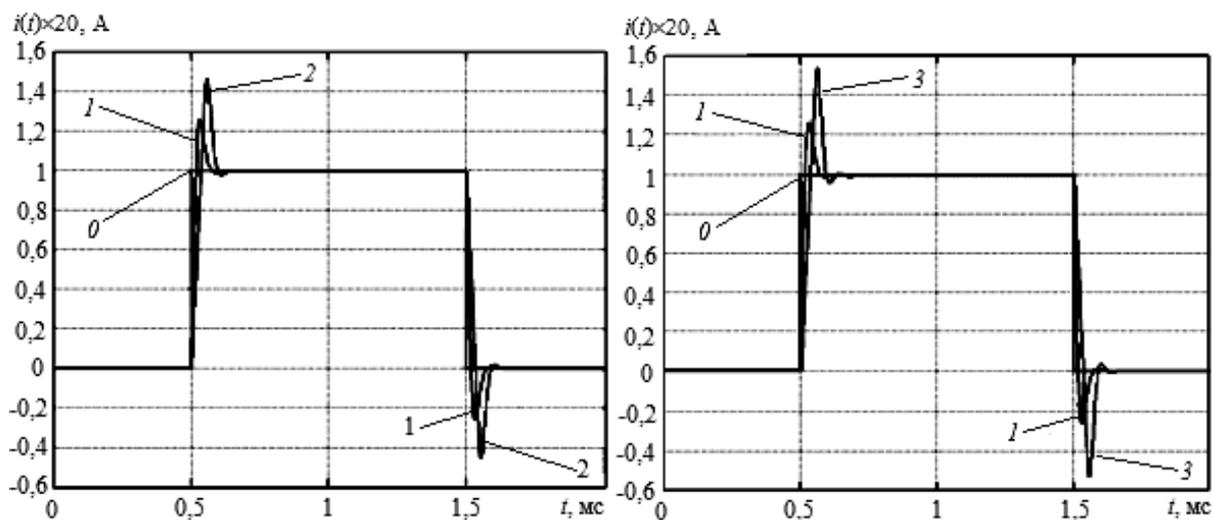


Рис. 13. Переходные характеристики замкнутой системы при ступенчатом изменении задающего сигнала

Приведенные диаграммы переходных процессов показывают, что перерегулирование в импульсной системе больше, чем в линейризованной, и уменьшается с увеличением частоты квантования.

Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука» 7.2826.2011 «Разработка и создание гибридной модели энергоблоков электростанций».

#### Литература

1. Гусев А.С. Концепция и средства всережимного моделирования в реальном времени электроэнергетических систем // Известия Вузов. Проблемы энергетики. – 2008. – № 9–10/1. – С. 164–170.
2. Боровиков Ю.С. Принципы построения средств всережимного моделирования в реальном времени энергосистем / Ю.С. Боровиков, А.С. Гусев, А.О. Сулайманов // Электричество. – 2012. – № 6. – С. 10–13.
3. Дуглас С. Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. – 3-е изд. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 536 с.
4. Кибакин В.М. Основы теории и разработки транзисторных низкочастотных усилителей мощности. – М.: Радио и связь, 1988. – 239 с.
5. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 488 с.
6. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 335 с.
8. Филипс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филипс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
9. Keng C.Wu. Switch-mode power converters. Design and Analysis. – N.Y.: Academic Press, 2005. – 408 p.
10. Коновалов Б.И. Теория автоматического управления: учеб/ пособие / Б.И. Коновалов, Ю.М. Лебедев. – 3-е изд. – СПб.: Лань, 2010. – 224 с.

**Боровиков Юрий Сергеевич**

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. электроэнергетических систем,  
проректор-директор Энергетического института, Томский политехнический университет (ТПУ)  
Тел.: +7 (382-2) 56-37-87  
Эл. почта: bogovikov@tpu.ru

**Кобзев Анатолий Васильевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники, президент ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30  
Эл. почта: office@tusur.ru

**Семенов Валерий Дмитриевич**

Канд. техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7-913-821-22-92  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

**Сулайманов Алмаз Омурзакович**

Канд. техн. наук, доцент каф. электроэнергетических систем, ТПУ  
Тел.: +7 (382-2) 56-37-31  
Эл. почта: sao@tpu.ru

**Темчук Александр Игоревич**

Магистр ТУСУР  
Тел.: +7-913-887-78-24  
Эл. почта: alexander.temchuk@gmail.ru

**Федотов Владимир Александрович**

Зав. лаб. ГПО каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7-952-888-46-13  
Эл. почта: fva@vipelec.ru

Borovikov Y.S., Kobzev A.V., Semenov V.D., Sulaymanov A.O., Temchuk A.I., Fedotov V.A.

**Signal amplifiers for real-time models**

In this article we give the results of research and development of mathematical models of current and voltage amplifiers based on pulse-width modulation for real-time models of electric energy systems.

**Keywords:** current amplifier, voltage amplifier, real-time model of electric energy systems, hybrid model, linearized model, impulse model in Matlab Simulink, amplitude and phase characteristics of the amplifier, instability of the gain, linearity of phase characteristic.

---

УДК 621.313.12

Г.В. Носов, К.А. Трофимович

## Расчет сопротивлений и индуктивностей экранированного трехфазного шинопровода

Предложена методика расчета сопротивлений и индуктивностей экранированного трехфазного шинопровода с учетом поверхностного эффекта, эффекта близости, частоты синусоидального тока, материала шин и влияния экрана. Формулы получены на основе уравнений электромагнитного поля и для автоматизированного инженерного расчета программируются в среде Mathcad. Достоверность методики подтверждается удовлетворительным совпадением результатов расчета с результатами, полученными при помощи программы компьютерного моделирования Elcut.

**Ключевые слова:** трехфазный шинопровод, сопротивление, индуктивность.

**Задача расчета параметров трехфазного шинопровода.** Для передачи и распределения электрической энергии на электрических станциях, подстанциях и промышленных предприятиях широко применяются однополосные экранированные трехфазные шинопроводы со сплошными параллельными шинами прямоугольного сечения, расположенными несимметрично согласно рис. 1.

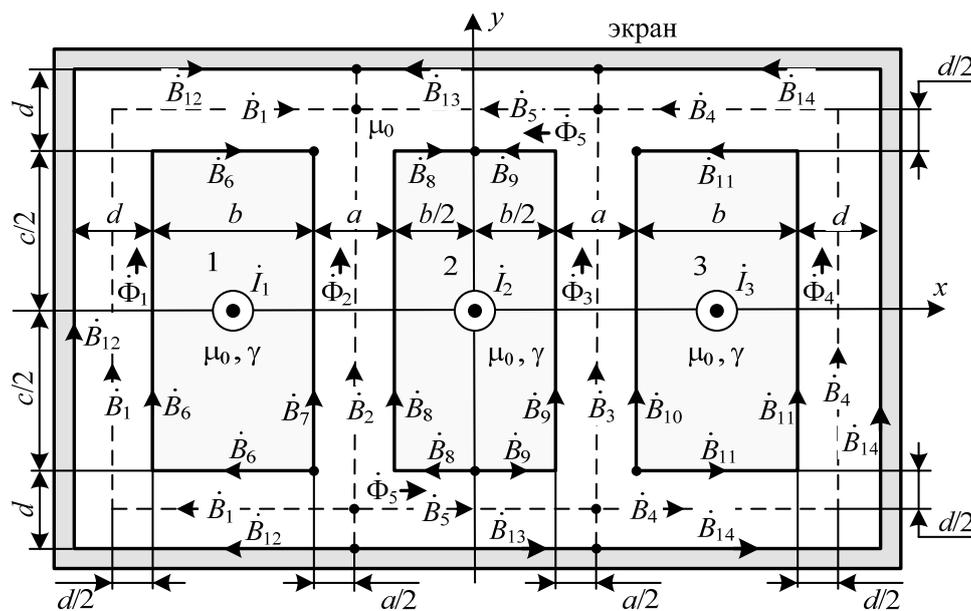


Рис. 1. Трехфазный шинопровод с металлическим экраном и токами  $I_1, I_2, I_3$  в шинах, направленными «к нам» по оси  $z$

Для проектирования таких шинопроводов и подключенного к ним электрооборудования необходимо знать сопротивления и индуктивности шин, найденные с учетом их удельной проводимости  $\gamma$ , частоты  $f$  синусоидального тока, поверхностного эффекта и эффекта близости. Поэтому разработка методики расчета сопротивлений и индуктивностей шин этих шинопроводов представляется актуальной задачей. В данной статье предложена методика, которая получена на основе уравнений электромагнитного поля и программируется в среде Mathcad для автоматизированного инженерного расчета сопротивлений и индуктивностей шин рассматриваемого трехфазного шинопровода.

**Актуальность.** Известна методика [1], где индуктивностей шин можно найти лишь для постоянного тока и синусоидального тока с так называемыми низкой и весьма высокой частотами, т.е. не учитывается конкретная частота синусоидального тока и удельная проводимость материала шин. При этом индуктивности в [1] находятся по графическим зависимостям зачастую с недостаточной

точностью и используются методики, автоматизация расчетов по которым сопряжена со значительными трудностями.

Сопротивления и индуктивности шин при постоянном и синусоидальном токе с учетом частоты, удельной проводимости материала шин, поверхностного эффекта и эффекта близости могут быть найдены при помощи программы компьютерного моделирования Elcut [2]. Однако отсутствие расчетных формул и необходимость моделирования для каждого конкретного шинпровода затрудняют анализ большого числа вариантов и ограничивают применение этой программы при инженерных расчетах. Поэтому разработка методики расчета сопротивлений и индуктивностей шинпровода на основе уравнений и законов электромагнитного поля актуальна и является предметом рассмотрения в настоящей работе.

**Методика определения индукций, магнитных потоков и плотностей тока.** Для определения сопротивлений и индуктивностей шинпровода необходимо рассчитать электромагнитное поле и найти магнитные индукции, магнитные потоки и распределение плотностей токов в шинах.

Наружное магнитное поле в пространстве между шинами и приближенно непроницаемым экраном можно рассчитать при помощи закона полного тока в интегральной форме [3], уравнение которого для комплексов действующих значений индукций  $\dot{B}_k$  и токов в шинах  $\dot{I}_q$  запишется так:

$$\sum(\dot{B}_k l_k) = \mu_0 \sum \dot{I}_q, \quad (1)$$

где  $l_k$  – длина отрезков пути интегрирования, на которых значения индукций  $\dot{B}_k$  приняты постоянными;  $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная проницаемость;  $q=1,2,3$  – номера шин и токов.

При этом комплексные магнитные потоки  $\dot{\Phi}_n$  наружного магнитного поля (рис. 1) должны удовлетворять принципу непрерывности магнитного потока [3]

$$\sum \dot{\Phi}_n = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_5 = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_3 + \dot{\Phi}_4 = 0 \quad (2)$$

и могут быть найдены на единицу длины шин (Вб/м) приближенно так:

$$\dot{\Phi}_n \approx \dot{B}_{n1} + \dot{\phi}_n s + \dot{\phi}_n s^2 = s_n \left[ \frac{\dot{B}_{n1} + 4\dot{B}_{n2} + \dot{B}_{n3}}{6} \right], \quad (3)$$

где  $s$  – перпендикулярная направлению магнитных потоков  $\dot{\Phi}_n$  координата индукций;  $s_n$  – ширина магнитных потоков;  $\dot{\phi}_n, \dot{\phi}_n$  – комплексные коэффициенты;  $\dot{B}_{n1}, \dot{B}_{n2}, \dot{B}_{n3}$  – комплексы действующих значений индукций магнитного потока  $\dot{\Phi}_n$  при координатах  $s=0; s=0,5s_n; s=s_n$  соответственно.

На основании (1)–(3) запишем комплексные уравнения:

$$\begin{bmatrix} (a+2b+c+2d) & -(c+d) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (c+d) & -(c+d) & 0 & -(2a+2b) \\ 0 & 0 & (c+d) & -(a+2b+c+2d) & 0 \\ 1 & a/d & a/d & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -a/d & -1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{B}_1 \\ \dot{B}_2 \\ \dot{B}_3 \\ \dot{B}_4 \\ \dot{B}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu_0 \dot{I}_1 \\ -\mu_0 \dot{I}_2 \\ -\mu_0 \dot{I}_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$\dot{B}_{12} = \frac{-\mu_0 \dot{I}_1 + \dot{B}_2(c+d)}{a+2b+c+5d}; \quad \dot{B}_{13} = \frac{\mu_0 \dot{I}_2 + (\dot{B}_2 - \dot{B}_3)(c+d)}{2a+2b}; \quad \dot{B}_{14} = \frac{\mu_0 \dot{I}_3 + \dot{B}_3(c+d)}{a+2b+c+5d}; \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} (2b+c) & -c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (b+c) & -(b+c) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c & -(2b+c) \\ 1 & a/d & a/d & a/d & a/d & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (a/d-1) & a/d & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{B}_6 \\ \dot{B}_7 \\ \dot{B}_8 \\ \dot{B}_9 \\ \dot{B}_{10} \\ \dot{B}_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu_0 \dot{I}_1 \\ -\mu_0 \dot{I}_2 \\ -\mu_0 \dot{I}_3 \\ -\dot{B}_{12} - \dot{B}_{14} \\ 0 \\ \dot{B}_{13} - \dot{B}_{14} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

которые будем использовать для определения индукций наружного магнитного поля, указанных на рис. 1.

Составляющие индукций внутреннего переменного электромагнитного поля и плотность тока в  $q$ -шине с постоянной удельной проводимостью  $\gamma$  и магнитной проницаемостью  $\mu_0$  будем рассчитывать в функциях координат  $x$  и  $y$  по следующим уравнениям в комплексной форме для плоской электромагнитной волны [3]:

$$\frac{d^2 \dot{B}_{yq}(x)}{dx^2} = j\omega\mu_0\gamma \dot{B}_{yq}(x); \quad (7)$$

$$\frac{d^2 \dot{B}_{xq}(y)}{dy^2} = j\omega\mu_0\gamma \dot{B}_{xq}(y); \quad (8)$$

$$\dot{\delta}_{zq}(x, y) = \frac{1}{\mu_0} \left[ \frac{d\dot{B}_{yq}(x)}{dx} - \frac{d\dot{B}_{xq}(y)}{dy} \right], \quad (9)$$

где  $\dot{B}_{xq}(y)$ ,  $\dot{B}_{yq}(x)$  – комплексы действующих значений проекций вектора индукции на оси  $x$  и  $y$  соответственно (см. рис. 1);  $\dot{\delta}_{zq}(x, y)$  – комплекс действующего значения плотности тока в  $q$ -шине, совпадающий по направлению с осью  $z$ ;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота токов;  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица.

С учетом граничных условий на поверхностях шин, приведенных на рис. 1, решением уравнений (7)–(9) будут следующие функции и константы:

а) шина 1:

$$\dot{B}_{y1}(x) = \dot{C}_1 \exp[-\underline{p}(x+a+1,5b)] - \dot{C}_2 \exp[\underline{p}(x+a+0,5b)]; \quad (10)$$

$$\dot{B}_{x1}(y) = \dot{C}_3 \exp[\underline{p}(y-0,5c)] - \dot{C}_3 \exp[-\underline{p}(y+0,5c)]; \quad (11)$$

$$B_{b1}(x, y) = \sqrt{|\dot{B}_{x1}(y)|^2 + |\dot{B}_{y1}(x)|^2}; \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{z1}(x, y) = & -\frac{\underline{p}\dot{C}_1}{\mu_0} \exp[-\underline{p}(x+a+1,5b)] - \frac{\underline{p}\dot{C}_2}{\mu_0} \exp[\underline{p}(x+a+0,5b)] - \\ & -\frac{\underline{p}\dot{C}_3}{\mu_0} \exp[\underline{p}(y-0,5c)] - \frac{\underline{p}\dot{C}_3}{\mu_0} \exp[-\underline{p}(y+0,5c)]; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\underline{p} = \sqrt{j\omega\mu_0\gamma}; \quad \dot{\beta}_1 = \frac{\dot{B}_7}{\dot{B}_6}; \quad \dot{C}_1 = \frac{1 - \dot{\beta}_1 \exp(-\underline{p}b)}{1 - \exp(-2\underline{p}b)} \cdot \dot{B}_6; \quad (14)$$

$$\dot{C}_2 = \frac{-\dot{\beta}_1 + \exp(-\underline{p}b)}{1 - \exp(-2\underline{p}b)} \cdot \dot{B}_6; \quad \dot{C}_3 = \frac{1 + \exp(-\underline{p}c)}{1 - \exp(-2\underline{p}c)} \cdot \dot{B}_6; \quad (15)$$

б) шина 2:

$$\dot{B}_{y2}(x) = \dot{C}_4 \exp[-\underline{p}(x+0,5b)] - \dot{C}_5 \exp[\underline{p}(x-0,5b)]; \quad (16)$$

$$\dot{B}_{x2}(y) = \dot{C}_6 \exp[\underline{p}(y-0,5c)] - \dot{C}_6 \exp[-\underline{p}(y+0,5c)]; \quad (17)$$

$$B_{b2}(x, y) = \sqrt{|\dot{B}_{x2}(y)|^2 + |\dot{B}_{y2}(x)|^2}; \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{z2}(x, y) = & -\frac{\underline{p}\dot{C}_4}{\mu_0} \exp[-\underline{p}(x+0,5b)] - \frac{\underline{p}\dot{C}_5}{\mu_0} \exp[\underline{p}(x-0,5b)] - \\ & -\frac{\underline{p}\dot{C}_6}{\mu_0} \exp[\underline{p}(y-0,5c)] - \frac{\underline{p}\dot{C}_6}{\mu_0} \exp[-\underline{p}(y+0,5c)]; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\dot{\beta}_2 = \frac{\dot{B}_9}{\dot{B}_8}; \quad \dot{C}_4 = \frac{1 - \dot{\beta}_2 \exp(-\underline{p}b)}{1 - \exp(-2\underline{p}b)} \cdot \dot{B}_8; \quad (20)$$

$$\dot{C}_5 = \frac{-\dot{\beta}_2 + \exp(-\underline{p}b)}{1 - \exp(-2\underline{p}b)} \cdot \dot{B}_8; \quad \dot{C}_6 = \frac{1 + \exp(-\underline{p}c)}{1 - \exp(-2\underline{p}c)} \cdot \left( \frac{\dot{B}_8 - \dot{B}_9}{2} \right); \quad (21)$$

в) шина 3:

$$\dot{B}_{y3}(x) = \dot{C}_7 \exp[-\underline{p}(x-a-0,5b)] - \dot{C}_8 \exp[\underline{p}(x-a-1,5b)]; \quad (22)$$

$$\dot{B}_{x3}(y) = \dot{C}_9 \exp[\underline{p}(y-0,5c)] - \dot{C}_9 \exp[-\underline{p}(y+0,5c)]; \quad (23)$$

$$B_{b3}(x,y) = \sqrt{|\dot{B}_{x3}(y)|^2 + |\dot{B}_{y3}(x)|^2}; \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{z3}(x,y) = & -\frac{p\dot{C}_7}{\mu_0} \exp[-p(x-a-0,5b)] - \frac{p\dot{C}_8}{\mu_0} \exp[p(x-a-1,5b)] - \\ & - \frac{p\dot{C}_9}{\mu_0} \exp[p(y-0,5c)] - \frac{p\dot{C}_9}{\mu_0} \exp[-p(y+0,5c)]; \end{aligned} \quad (25)$$

$$\dot{\beta}_3 = \frac{\dot{B}_{11}}{\dot{B}_{10}}; \quad \dot{C}_7 = \frac{1 - \dot{\beta}_3 \exp(-pb)}{1 - \exp(-2pb)} \cdot \dot{B}_{10}; \quad (26)$$

$$\dot{C}_8 = \frac{-\dot{\beta}_3 + \exp(-pb)}{1 - \exp(-2pb)} \cdot \dot{B}_{10}; \quad \dot{C}_9 = \frac{1 + \exp(-pc)}{1 - \exp(-2pc)} \cdot (-\dot{B}_{11}), \quad (27)$$

где  $B_{b1}(x,y), B_{b2}(x,y), B_{b3}(x,y)$  – модули действующих значений векторов магнитной индукции.

**Методика расчета сопротивлений и индуктивностей.** Собственные сопротивления шин (Ом/м) найдем на основе закона Джоуля–Ленца в дифференциальной форме [3] и плотностей тока (13), (19), (25):

$$R_{qq} = \frac{1}{|i_q|^2} \iint \frac{|\dot{\delta}_{zq}(x,y)|^2}{\gamma} dx dy, \quad (28)$$

а собственные индуктивности шин (Гн/м) внутреннего магнитного поля определим исходя из запасенной энергии [3] и индукций (12), (18), (24)

$$L_{bqq} = \frac{2}{|i_q|^2} \iint \frac{B_{bq}(x,y)^2}{2\mu_0} dx dy. \quad (29)$$

Собственные  $L_{nqq}$  и взаимные  $M_{mq}$  индуктивности шин наружного магнитного поля, также результирующие собственные индуктивности  $L_{qq}$  на единицу длины шин (Гн/м) рассчитаем на основании [3] и с использованием формул (3)–(6), (29)

$$L_{nqq} = \frac{\dot{\Phi}_{qq}}{i_q}; \quad L_{qq} = L_{bqq} + L_{nqq}; \quad M_{mq} = \frac{\dot{\Phi}_{mq}}{i_q}, \quad (30)$$

где  $\dot{\Phi}_{qq}$  – суммарный комплексный магнитный поток, охватывающий  $q$ -шину с током  $i_q$ , когда два других тока равны нулю;  $\dot{\Phi}_{mq}$  – суммарный комплексный магнитный поток, создаваемый током  $i_q$  и охватывающий  $m$ -шину, когда два других тока равны нулю ( $m \neq q$ ).

Далее можно найти комплексы действующих значений падений напряжений (В/м) в шинах [4]

$$\dot{U}_q = R_{qq} i_q + j\omega L_{qq} i_q + j\omega M_{qm} i_m + j\omega M_{qn} i_n, \quad (31)$$

эквивалентные комплексные сопротивления шин (Ом/м)

$$\underline{Z}_q = \frac{\dot{U}_q}{i_q} = R_q + j\omega L_q, \quad (32)$$

а также эквивалентное сопротивление  $R_0$  и эквивалентную индуктивность  $L_0$  транспонированных шин [1]

$$R_0 = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{3}; \quad L_0 = \frac{L_1 + L_2 + L_3}{3}. \quad (33)$$

**Результаты расчета сопротивлений и индуктивностей.** По запрограммированным в среде Mathcad [5] формулам (3)–(6), (10)–(33) и по программе Elcut [2] были проведены расчеты шинно-проводов. В таблице приведены результаты этих расчетов при симметричных токах и частоте  $f = 50$  Гц для медных шин с удельной проводимостью  $\gamma = 50 \cdot 10^6$  1/Ом·м.

**Эквивалентные сопротивления и индуктивности**

Размеры шинопроводов				Mathcad		Elcut	
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	$R_0$	$L_0$	$R_0$	$L_0$
мм	мм	мм	мм	мкОм/м	мкГн/м	мкОм/м	мкГн/м
20	20	100	20	12,10	0,0900	13,16	0,1033
	40	50	20	16,39	0,1270	16,69	0,1422
	100	20	20	12,59	0,0970	12,39	0,1080
40	20	100	40	11,86	0,1350	13,59	0,1592
	40	50	40	15,99	0,1820	17,05	0,1801
	100	20	40	12,28	0,1460	13,35	0,1725

**Заключение.** На основе проведенных расчетов можно сделать следующие выводы:

1. Предложенная методика расчета позволяет определять сопротивления и индуктивности экранированного трехфазного шинопровода с учетом поверхностного эффекта, эффекта близости, частоты синусоидального тока, материала шин и влияния экрана.
2. Разработанная методика получена на основе уравнений электромагнитного поля. Расчеты могут быть запрограммированы в среде Mathcad для автоматизированного инженерного расчета сопротивлений и индуктивностей трехфазного шинопровода.
3. Достоверность методики подтверждается удовлетворительным совпадением результатов расчета сопротивлений и индуктивностей с результатами, полученными при помощи программы компьютерного моделирования Elcut.

*Литература*

1. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей: справочная книга / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
2. Методы и средства автоматизации профессиональной деятельности: учеб. пособие. Ч. 1 / А.С. Глазырин, Д.Ю. Ляпунов, И.В. Слащев, С.В. Ляпушкин. – Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2007. – 199 с.
3. Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля: справ. пособие. – М.: Высшая школа, 1989. – 271 с.
4. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов. – Т. 3 / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровкин, В.Л. Чечурин. – СПб.: Питер, 2003. – 377 с.
5. Дьяконов В.П. Mathcad 8/2000: специальный справочник. – СПб.: Питер, 2000. – 592 с.

**Носов Геннадий Васильевич**

Доцент каф. электрических сетей и электротехники НИТПУ  
Тел.: 8 (382-2) 56-34-33  
Эл. почта: nosov@elti.tpu.ru

**Трофимович Ксения Алексеевна**

Студентка Энергетического института НИТПУ  
Тел.: 8-952-176-68-96

Nosov G.V., Trofimovich K.A.

**Calculation of the resistance and inductance of a shielded three-phase busbar**

There are described the methods of calculating the resistance and inductance of the shielded three-phase busbar with the skin effect, proximity effect, frequency sinusoidal current, tire material and screen influence. Formulas are derived from the equations of the electromagnetic field, and automated engineering calculations can be pre-programmed, for example, in Mathcad. The accuracy of the technique is confirmed in satisfactory coincidence of the calculated results with those obtained by aid of computer simulation program «Elcut».

**Keywords:** three-phase busbar, resistance, inductance.

УДК 534.2

Н.П. Красненко

## Приземное распространение звуковых волн в атмосфере

Рассмотрено влияние характеристик атмосферного канала на приземное распространение звуковых волн. Приведены алгоритмы для вычисления уровня звукового давления и описан программный комплекс «Прогноз», предназначенный для оперативного оценивания среднего поля звуковых давлений в приземном слое атмосферы, создаваемого удаленным источником звука. В программном комплексе учитываются характеристики источника звука, вертикальные профили основных метеорологических параметров атмосферы, характеристики подстилающей поверхности и параметры атмосферной турбулентности. Приведены результаты сравнения численных оценок уровня звукового давления и натурных испытаний комплекса для дальностей в 6 км от источника звука.

**Ключевые слова:** атмосфера, звук, распространение, прогноз уровня звука.

Как известно, дальность приземного распространения звуковых волн в атмосфере от одного и того же источника бывает различной в зависимости от существующих условий распространения звука [1–5]. Причина этих различий заключается в высокой чувствительности, распространяющегося звукового излучения в атмосфере к значениям таких метеорологических параметров, как скорость и направление ветра, температура, влажность воздуха и атмосферное давление, а также к их изменениям с высотой. Существенное влияние на дальность приземного распространения звука также оказывают характеристики турбулентности, подстилающей поверхности, геометрии распространения и самого источника звука.

Обычно при анализе характеристик распространяющихся звуковых волн рассматривают среднее состояние атмосферы, мало меняющееся на протяжении длины волны. На фоне этого относительно медленного изменения среды распространения существуют более мелкие и более быстрые изменения её характеристик, называемые турбулентными флуктуациями. Турбулентные флуктуации метеорологических параметров обычно вызывают вторичные эффекты [6, 7], к которым относятся флуктуации амплитуды и фазы волны, рассеяние звука, дополнительное ослабление энергии излучения турбулентностью, нарушения когерентности и т.д.

Средние значения перечисленных метеорологических параметров сказываются непосредственно как на абсолютном значении суммарного коэффициента поглощения звука на фиксированной частоте, так и на его частотной зависимости. Поглощение звука (потеря энергии) в атмосфере происходит таким образом, что на большие расстояния могут распространяться только его низкочастотные составляющие. При передаче широкополосных сигналов (например, речевых сообщений) это явление существенным образом влияет на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) принимаемого сигнала [4, 5] и, следовательно, на разборчивость передаваемой информации.

Помимо непосредственного ослабления (поглощения) энергии распространяющихся в атмосфере звуковых волн, другим важным фактором при приземном распространении звука является влияние рефракции [8–11]. Это явление возникает вследствие неоднородности среды распространения волн и изменения скорости звука с высотой за счет изменений скорости ветра  $v$  и температуры воздуха  $T$ . Оно может быть рассмотрено на основе метода геометрической акустики. В этом методе используется представление о звуке как о волнах, распространяющихся вдоль лучевых траекторий, кривизна которых определяется изменениями с высотой скорости ветра  $v$  и температуры  $T$  и угловыми параметрами, характеризующими начальное направление излучаемого звука. При этом полагаем, что энергия звуковой волны не покидает лучевую трубку, сформированную семейством лучей, образующим при их поперечном сечении замкнутую кривую. Поэтому сходимость или расходимость лучей (изменение диаметра лучевой трубки) в геометрической акустике непосредственно влияет на интенсивность звука.

Принято различать три основных режима распространения звука [2, 3]: волноводный, антиволноводный и как промежуточный нейтральный режим (рис. 1).

Нейтральный режим распространения звука (рис. 1, *a*) характерен для относительно небольших расстояний и прямой видимости. Здесь в точке приема происходит интерференция прямого (излученного) и отраженного от поверхности Земли лучей.

В случае приземного распространения звука на большие расстояния характеристики звуковых волн определяются главным образом рефракцией на градиентах температуры и скорости ветра, результируясь в волноводный (рис. 1, *б*) или антиволноводный (рис. 1, *в*) режимы распространения звука. В первом случае лучи загибаются вниз с многократным переотражением от Земли. Относительно малые значения ослабления звука присущи этому режиму распространения звука. В другом случае лучи загибаются вверх и зона акустической тени возникает около Земли на определенном расстоянии от источника. Только очень слабый звук, рассеянный турбулентными неоднородностями в верхних слоях атмосферы, проникает в эту зону.

В мировой литературе имеется достаточно много публикаций, посвященных разработке алгоритмов и вычислительных процедур приземного распространения звука в различных приближениях, например в монографиях [12, 13].

В данной статье по результатам работ автора описываются апробированные алгоритмы для вычисления среднего уровня звуковых волн при приземном распространении. Приводится описание программного комплекса «Прогноз», созданного по этим алгоритмам, вместе с результатами его натурных испытаний и количественными оценками влияния наиболее важных метеорологических факторов на ослабление звука.

**Математическая модель вычисления уровня звукового давления.** К простейшему случаю прямого распространения звуковой волны в точку наблюдения можно отнести режим слабой рефракции, называемый, как уже приводилось, нейтральным. В этом режиме (см. рис. 1, *a*) в точку наблюдения приходят только два луча: прямой и отраженный от Земли, причем прямой луч не должен иметь точки поворота. Лучевая картина распространения звука при нейтральном режиме характеризуется пренебрежимо малой кривизной лучевых траекторий и может наблюдаться только при очень малых значениях градиентов скорости ветра и температуры или при малых расстояниях  $d$  до точки наблюдения. Расчет звуковых давлений в случае нейтрального режима можно выполнить без учета влияния рефракции по алгоритму

$$L_r(f) = L_s(f) + L_{abs}(f) + L_t(f) + L_e(f) + L_{div}(f) + L_{pat}(f), \quad (1)$$

где  $L_r(f)$  – уровень звукового давления в точке наблюдения  $r$  на частоте  $f$ , дБ;  $L_s$  – звуковое давление, производимое источником, пересчитанное к расстоянию 1 м от источника;  $L_{abs}$  – вклад классического и молекулярного поглощения звука в воздухе;  $L_t$  – вклад турбулентного ослабления звука;  $L_e$  – вклад приземного ослабления звука (учитывается влияние интерференции прямой и отраженной волн);  $L_{div}$  – вклад угловой расходимости волны (в данном случае – сферической);  $L_{pat} = 10 \lg[F(\alpha, \varphi, f)]$  – слагаемое, учитывающее влияние нормированной функции направленности источника  $F(\alpha, \varphi, f)$ .

Все слагаемые в правой части (1), кроме  $L_s$ , имеют, как правило, отрицательное значение. Соотношение (1) выражает закон сохранения энергии и является уравнением энергетического баланса. Алгоритмы расчета отдельных компонент ослабления звука подробно описаны в литературе (см., например, [14, 15]). Отметим, что при распространении звука в атмосфере на расстояния, превышающие 1 км, нейтральный режим практически никогда не наблюдается.

При расчете волноводного режима распространения звука вначале рассматриваются лучи прямого попадания в заданный пункт, которые существуют при наблюдаемых профилях вектора скорости ветра  $\mathbf{v}(z)$  и скорости звука  $c(z)$  в воздухе. Данный анализ проводится на основе уравнения луча,

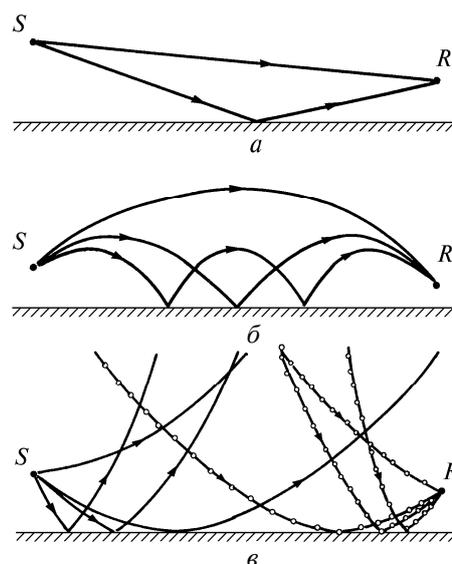


Рис. 1. Лучевые картины распространения звука в атмосфере при различных метеорологических условиях: *a* – нейтральный режим; *б* – волноводный режим (приведены только лучи типа «верх–низ»); *в* – антиволноводный режим. Здесь  $S$  – источник звука;  $R$  – приемник (точка наблюдения); ——— прямые лучи; - - - - - рассеянные лучи

описывающего горизонтальные координаты  $\mathbf{r} = \mathbf{r}(x, y)$  в любой точке луча, характеризуемого углами его выхода, определяемыми в двух ортогональных плоскостях:  $\alpha$  и  $\varphi$ . В предположении, что среднее значение вертикальной компоненты вектора скорости ветра  $v_z = 0$ , уравнение луча имеет вид [9]

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}_0 + \int_{z_<}^{z_>} \frac{\mathbf{K} \frac{\mathbf{v}}{c} + \mathbf{a}}{q} dz, \quad (2)$$

где  $\mathbf{r}_0$  – горизонтальная координата начальной точки выхода луча;  $z_<$  и  $z_>$  – высоты нижней и верхней точек луча;  $\mathbf{K}$  – волновой вектор с волновым числом в движущейся среде  $K(z) = [\omega - \mathbf{a} \cdot \mathbf{v}(z)]/c(z)$ ;  $q(z) = \sqrt{K^2(z) - \mathbf{a}^2}$  – его вертикальная компонента;  $c(z) \approx 20,067 \sqrt{T(z)}$ ;  $T$  – абсолютная температура воздуха, °К,  $|\mathbf{a}| = k_0 \cos \alpha / \{1 + v_0/c_0 \cos \alpha \cos(\varphi_v - \varphi)\}$ ,  $k_0 = \omega/c_0$ , и  $\omega = 2\pi f$ . Здесь индексом «0» обозначены значения различных параметров в начальной точке выхода луча  $\mathbf{R}_0(x_0, y_0, z_0)$ . Угол выхода луча  $\alpha$  определяется в вертикальной плоскости как угол между нормалью к фазовому фронту волны в точке  $\mathbf{R}_0$  и горизонтом. Углы  $\varphi$  и  $\varphi_v$  описывают азимутальные направления данной нормали и скорости ветра  $v_0$  соответственно. Вектор  $\mathbf{a}$  лежит в горизонтальной плоскости и направлен под углом  $\varphi$ . В каждой точке луча он сохраняет постоянное значение и имеет смысл горизонтальной компоненты волнового вектора  $\mathbf{K}(z)$ .

Уравнение (2) в таком виде справедливо только для участка луча до точки его поворота. Однако оно легко обобщается на случай наличия точки поворота на высоте  $z_b$  путем замены

$$\int_{z_0}^{z'} dz \rightarrow \left( \int_{z_0}^{z_b} + \int_{z_b}^{z'} \right) dz,$$

где  $z'$  – высота конечной точки луча. Аналогично осуществляется обобщение (2) на случай нескольких точек поворота луча при его многократном отражении от Земли.

В соответствии с классификацией лучей для случая волноводного распространения волн [16], различаются четыре типа лучей в зависимости от того, на какой ветви луча (нисходящей или восходящей) находятся источник и приемник. В описываемых алгоритмах базовыми для расчетов звукового давления являются лучи типа «верх–низ» (см. рис. 1, б). Их порядковый номер  $i$  задается в программе по числу отражений луча от Земли  $j$  как величина  $i = j + 1$ . Характеристики данных лучей рассчитываются по точному алгоритму, основанному на прямом решении уравнения луча с известным числом точек его поворота, а характеристики лучей других типов – по приближенным соотношениям, используя результаты расчетов базовых лучей. При этом в энергетических расчетах наличие других лучей под тем же номером  $i$ , не относящихся к типу «верх–низ», учитывается путем интерференционной поправки  $L_{e_i}$  к звуковому давлению  $L_i$ , обусловленному наличием только  $i$ -го базового луча. С этой целью используется соотношение [11]:

$$L_e = -10 \cdot \lg \left\{ e^{-2\sigma_\chi^2} [1 + Q^2 (s/s_0)^2] + 2Q (s/s_0) e^{2\sigma_\chi^2 - D_s(\Delta\rho)} \cos[k_0 (s - s_0) + \theta] \right\},$$

где  $Q$  – модуль коэффициента отражения звука от подстилающей поверхности по амплитуде;  $\theta$  – фаза этого коэффициента;  $\sigma_\chi^2$  – относительная дисперсия флуктуаций логарифма амплитуды звуковой волны;  $D_s$  – структурная функция флуктуаций разности фаз прямой и отраженной волн;  $s$  и  $s_0$  – длины трасс распространения этих волн от источника к приемнику ( $|s - s_0| < s, s_0$ );  $\Delta\rho$  – эффективное поперечное расстояние между их трассами. Величины  $\sigma_\chi^2$  и  $D_s$  вычисляются по формулам из [6], а  $Q$  и  $\theta$  – на основе известной модели Делани–Безли [18] для комплексного акустического импеданса подстилающей поверхности и её модификаций.

При расчете базового луча под номером  $i$  известными величинами являются координаты  $x'$  и  $y'$  его конечной точки и число точек его поворота. Используя эти данные, требуется найти значение углов выхода  $i$ -го луча  $\alpha_i$  и  $\varphi_i$ , т.е. решить задачу его нацеливания в заданный пункт. Аналитическое решение этой задачи при произвольных профилях  $c(z)$  и  $\mathbf{v}(z)$  получить из (2) невозможно. Поэтому для ее решения применяется метод дихотомии [19]. В этом алгоритме приходится многократно вычислять интегралы вида (2), что заметно сказывается на времени счета. Высоту точки поворота  $i$ -го луча  $z_{b_i}$  находим при каждой итерации из уравнения  $q(\alpha_i, \varphi_i, z_{b_i}) = 0$ , используя текущие в данной итерации значения углов выхода луча  $\alpha_i$  и  $\varphi_i$ . При решении задачи нацеливания луча

полагаем, что  $\varphi_i = \arctg(\bar{v}_\perp / c)$ , где  $\bar{v}_\perp$  – среднее вдоль луча значение поперечного ветра, а итерационный поиск осуществляется только углу  $\alpha_i$ . Численное сравнение с точной траекторией луча показало, что допускаемые в этом случае ошибки по  $\alpha_i$  и  $\varphi_i$  намного меньше ширины диаграммы направленности реального источника звука и поэтому не могут заметно отразиться на результатах расчета звуковых давлений. Например, при  $d = 5$  км,  $v = 12$  м/с и угле  $45^\circ$  между направлениями ветра и трассы распространения звука ошибки оценивания  $\alpha_i$  и  $\varphi_i$  будут иметь значения  $0,6^\circ$  и  $0,5^\circ$  соответственно.

После того как определены значения  $\alpha_i$  и  $\varphi_i$  для всех лучей с номерами  $N_{\min} \leq i \leq N_{\max}$  ( $N_{\min} \geq 1$ ,  $N_{\max} \geq N_{\min}$ ), становится возможным рассчитать  $L_{abs\ i}$ ,  $L_{t\ i}$ ,  $L_{e\ i}$ ,  $L_{pat\ i}$ , и  $L_{div\ i}$ , а также  $Q_i$ . Величина  $L_{div\ i}$  определяется здесь путем вычисления фактора фокусировки волны для каждого луча в его конечной точке [20]. Вследствие многолучевости распространения звука в данном режиме уравнение энергетического баланса усложняется и имеет вид

$$L_r(f) = L_s(f) + 10 \lg \left\{ \sum_{i=N_{\min}}^{N_{\max}} (Q_i^{2(i-1)} 10^{L_{\Sigma i}(f)/10}) \right\}, \text{ дБ} \quad (3)$$

где аналогично (1)  $L_{\Sigma i} = L_{abs\ i} + L_{t\ i} + L_{e\ i} + L_{pat\ i} + L_{div\ i}$ . Поскольку  $Q_i < 1$ , то в приближенных расчетах оказывается достаточным учитывать только 3–4 первых члена из суммы в (3). Допускаемая при этом ошибка в оценке  $L_r(f)$  не превышает 0,1 дБ.

Алгоритм расчета уровня звукового давления в зоне тени [21] основывается на теории однократного рассеяния звука в атмосфере [6, 7, 12], уравнениях геометрической акустики для движущейся среды [10, 20].

Хорошо известно [7], что среднюю интенсивность рассеянного поля при излучении импульса, описываемого временной функцией  $M(t)$ , можно оценить в борновском приближении как

$$I_r(t) = I_0 \cdot \int_V \Pi(\mathbf{R}) \cdot M[t - \tau(\mathbf{R})] \sigma(\theta, \mathbf{R}) d z, \quad (4)$$

где интегрирование выполняется по точкам  $\mathbf{R}$  внутри рассеивающего объема  $V$ . Здесь  $I_0$  – амплитудный множитель, не зависящий от  $t$  и  $\mathbf{R}$ ;  $\tau(\mathbf{R})$  – время распространения звука по лучевой трассе длины  $s(\mathbf{R})$  от источника до приемника с точкой рассеяния  $\mathbf{R}$ ;  $\Pi(\mathbf{R})$  – весовая функция рассеивающего объема, которая должна учитывать все энергетические потери волны. В рассматриваемом случае эта функция представима в виде

$$\Pi(\mathbf{R}) = F[\alpha_1(\mathbf{R}) - \alpha_0, \varphi_1(\mathbf{R}) - \varphi_0] F_f(\mathbf{R}) F_e(\mathbf{R}) \exp[-\alpha_\Sigma s(\mathbf{R})], \quad (5)$$

где  $F$  – функция направленности источника, зависящая от разностей углов выхода прямого луча  $\alpha_1$  и  $\varphi_1$ , нацеленного на точку  $\mathbf{R}$ , и углов ориентации ее максимума  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$ ;  $F_f$  – множитель, учитывающий сферическое и рефракционное ослабление волны, обусловленное лучевой расходимостью звукового пучка;  $F_e$  – множитель, учитывающий приземное ослабление звука при интерференции основной волны и отраженной от земли;  $\alpha_\Sigma$  – суммарный коэффициент классического, молекулярного и турбулентного ослабления звука [14, 15].

Каждой  $j$ -й точке рассеяния с координатами  $\mathbf{R}_j$ , являющейся узлом численного интегрирования в (4), соответствует одна или более пар лучей, содержащих прямой и рассеянный лучи. Поэтому в расчетах в качестве переменных интегрирования в (4) были выбраны вертикальный  $\alpha_1$  и азимутальный  $\varphi_1$  углы выхода прямого луча, а также вертикальный  $\alpha_2$  прихода рассеянного луча. В этом случае рефракционная задача сводилась к определению азимутального угла  $\varphi_2$  и вертикальной координаты  $z_j$  точки  $\mathbf{R}_j$  при заданных  $\alpha_1$ ,  $\varphi_1$  и  $\alpha_2$  из системы уравнений

$$x_{1j} + x_{2j} = d, \quad y_{1j} + y_{2j} = 0, \quad (6)$$

где  $x_{1j}$  и  $y_{1j}$  – проекции прямого луча от источника до  $\mathbf{R}_j$  на оси  $X$  и  $Y$ , соответственно;  $x_{2j}$  и  $y_{2j}$  – то же самое для рассеянного луча от  $\mathbf{R}_j$  до точки приема, удаленной от источника на расстояние  $d$  вдоль оси  $X$ . Величины указанных проекций в зависимости от местоположения точки  $\mathbf{R}_j$  могли иметь как положительные, так и отрицательные значения и рассчитывались из уравнения звукового луча для стратифицированной движущейся среды [10].

Измеряемой величиной в эксперименте является звуковое давление. Поэтому в приведенных выше формулах необходимо исключить интенсивность  $I$ , учитывая соотношение [10]:

$$I = p^2 (1 + \mathbf{n} \mathbf{v}/c) U(2\rho c), \quad (7)$$

где  $p$  – звуковое давление, Па;  $U = |\mathbf{cn} + \mathbf{v}|$  – групповая скорость звука;  $\rho$  – плотность воздуха. Пусть звуковое давление, создаваемое источником на расстоянии в 1 м от его апертуры, равно  $p_0$ . Тогда в силу (7)  $I_0 = p_0^2 g_1 / (2\rho_1 c_1)$ , где  $g_1 = [1 + v_1/c_1 \cos\alpha_1 \cos(\varphi_v - \varphi_1)] [c_1^2 + 2 v_1/c_1 \cos\alpha_1 \cos((\varphi_v - \varphi_1) + \varphi_1) + v_1^2]^{1/2}$ .

Аналогично для интенсивности звука в точке приема, создаваемой при его рассеянии элементарным объемом  $dV$ , имеем  $dL_r = d p_r^2 g_2 / (2\rho_2 c_2)$ , где выражение для  $g_2$  записывается идентично  $g_1$ . В первом случае здесь подставляются значения параметров среды  $c$ ,  $\mathbf{v}$  и  $\rho$  в начальной точке прямого луча, во втором – в конечной точке рассеянного луча. Учитывая последние два соотношения, из (4) получаем расчетную формулу

$$L_r = I_0 + 10 \cdot \lg \left\{ \frac{\rho_2 \cdot c_2}{\rho_1 \cdot c_1} \int_{\alpha_{1\min}}^{\alpha_{1\max}} \int_{\phi_{1\min}}^{\phi_{1\max}} \int_{\alpha_{2\min}}^{\alpha_{2\max}} \hat{F}(R_j) d\alpha_1 d\phi_1 d\alpha_2 \right\}, \quad (8)$$

где  $\hat{F}(\mathbf{R}_j) \approx g_1(\alpha_1, \varphi_1) / [g_2(\alpha_2, \varphi_2) s_2(\mathbf{R}_j) \sin^2 \xi_j] F(\alpha_1 - \alpha_0, \varphi_1 - \varphi_0) \times M[\tau_i/2 + \tau_{\min} - \tau(\mathbf{R}_j)] F_e(\mathbf{R}_j) \exp[-\alpha_\Sigma s(\mathbf{R}_j)]$ .

Данная формула позволяет численно оценивать пиковое значение звукового давления. С этой целью в функции  $M(\cdot)$  дополнительно учитывается время распространения звука  $\tau_{\min}$  вдоль лучей с вертикальными углами выхода  $\alpha_{1\min}$  и  $\alpha_{2\min}$  при  $\varphi_1 = 0$ , для которых потери звуковой энергии минимальны. Здесь время  $t = \tau_i/2 + \tau_{\min}$ , отсчитываемое с начала излучения импульса длительности  $\tau_i$ , соответствует моменту регистрации максимума амплитуды рассеянного сигнала. Описанная выше рефракционная задача относительно  $\varphi_2$  и координат  $\mathbf{R}_j$ , решается в (8) для каждого сочетания значений  $\alpha_1$ ,  $\varphi_1$  и  $\alpha_2$ , используемого при численном интегрировании. Отдельной задачей, не рассмотренной здесь, является вычисление с учетом рефракции значений углов  $\xi$  и  $\theta$  в точке  $\mathbf{R}_j$  при заданных  $\alpha_1$ ,  $\varphi_1$ ,  $\alpha_2$  и профилях  $T(z)$  и  $\mathbf{v}(z)$ . Методика численного ее решения из точных уравнений геометрической акустики изложена в [11]. Значения углов  $\alpha_{1\min}$  и  $\alpha_{2\min}$  задавались в (8) из условия касания прямого и рассеянного лучей поверхности Земли в случае  $\varphi_1 = 0$ ; углов  $\alpha_{1\max}$ ,  $\phi_{1\min}$ , и  $\phi_{1\max}$  – с учетом диаграммы направленности  $F$  по уровню 0,1 от максимума; угла  $\alpha_{2\min}$  – из условия  $\theta < 90^\circ$  (в атмосфере интенсивность звука, рассеянного под углами  $90 \leq \theta \leq 180^\circ$ , значительно меньше, чем интенсивность звука, рассеянного в переднюю полусферу). Учет отраженных от Земли лучей с углами выхода  $\alpha_1 < \alpha_{1\min}$  и  $\alpha_2 < \alpha_{2\min}$  выполняется в (8) при вычислении множителя приземного ослабления  $F_e(\mathbf{R}_j)$ .

**Программный комплекс «Прогноз».** Приведенные выше алгоритмы были использованы при разработке программного комплекса «Прогноз», предназначенного для оперативной оценки звуковых давлений в слышимом диапазоне частот при удалении точки наблюдения от источника звука до 10 км.

В проблеме прогнозирования (оценивания) уровня звука исходными являются четыре группы входных параметров: метеорологические величины, характеристики подстилающей поверхности, звукового источника и трассы распространения. Из метеорологических величин рассматриваются скорость  $v$  и направление  $\varphi_v$  горизонтальной компоненты ветра, температура  $T$  и относительная влажность воздуха  $u$ , атмосферное давление  $p_a$ , структурные постоянные флуктуаций температуры  $C_T^2$  и скорости ветра  $C_V^2$ . Диагностика режима распространения звука базируется на анализе высотного распределения значения и знака градиента фазовой скорости звука.

**Экспериментальные результаты.** Программный комплекс прошел испытания в натуральных условиях. При проведении экспериментальных исследований использовалась акустическая излучающая система мощностью 1,8 кВт, включающая антенную решетку из 24 рупорных громкоговорителей и 6 усилителей мощности с единым микшерным пультом. Средний уровень излучаемого звука на расстоянии 1 м от апертуры составлял примерно 138–147 дБ в диапазоне частот от 315 Гц до 4 кГц. Вдоль двух приземных трасс распространения длиной до 6 км на различных расстояниях было организовано по три приемных пункта сбора данных о звуковом давлении, измеряемом операторами с помощью шумомеров через октавные фильтры.

Акустический сигнал излучался сериями из 20 импульсов длительностью около 0,5 с с интервалами между ними в 2 с. Такая серия повторялась для каждой частоты от 315 Гц до 4 кГц через терцию. На этом заканчивался один цикл измерений длительностью около 25 мин. Всего было прове-

дено 33 цикла измерений, соответствующих случаю волноводного распространения звука, и 19 циклов измерений, соответствующих случаю попадания операторов в зону акустической тени. В каждом из них были определены средние по 20 измерениям значения звукового давления  $L_r(f)$  на всех контролируемых частотах  $f$  и при различных удалениях операторов  $d$ , а также их дисперсии и доверительные интервалы (с доверительной вероятностью, равной 0,95). Ошибка прогноза  $S(f)$  на частоте  $f$  оценивалась как разность между вычисленным и измеренным значениями  $L_r(f)$ .

Результаты сравнения показали, что в целом частотные зависимости вычисленного и измеренного звукового давления в этом диапазоне частот достаточно хорошо согласуются.

В экспериментах было выявлено, что основным источником ошибок прогноза является неточное задание метеорологической информации. При этом ошибки задания данной информации можно разбить на три группы. Во-первых, существует методическая ошибка, связанная с использованием предположения о горизонтальной однородности метеорологических полей в атмосфере. Данная ошибка может быть устранена только путем существенного усложнения используемых алгоритмов. Последнее приведет к недопустимому увеличению времени, необходимого для осуществления оперативного прогноза. Кроме того, ее устранение подразумевает наличие мощной измерительной сети, способной осуществить контроль метеорологических параметров вдоль всей трассы распространения звука. Во-вторых, метеорологические данные со станции радиозондирования, включавшие помимо приземных значений метеопараметров также и вертикальные профили температуры и скорости ветра, и использованные при обработке экспериментальных результатов, поступали через относительно большой дискрет по времени, равный 2 ч. Время сбора информации об уровнях звуковых давлений в измерительных точках по одному циклу измерений, указанное выше, также превышало величину, обычно принимаемую за интервал стационарности метеорологических полей. Поэтому при нестабильной метеорологической обстановке, когда средние профили метеорологических параметров сильно меняются во времени, качество прогноза в проведенных экспериментах должно ухудшаться. Наконец, всегда существуют приборные ошибки самих измерительных средств.

При проведении данных экспериментов в основном преобладали стабильные метеорологические условия. Обычно наблюдался ветер с малой дисперсией его направления, примерно равный по абсолютной величине 5–7 м/с на высоте 2 м, и отрицательный градиент температуры порядка 8–10 град/км.

Итоговые результаты экспериментальной оценки качества прогноза уровня звука по частотному диапазону 315–2000 Гц для различных дальностей и режимов распространения приведены в таблице.

Здесь,  $\bar{S}$  – средняя ошибка прогноза по всем циклам;  $P_i$  – вероятность попадания прогнозируемого давления в доверительный интервал;  $P_6$  – вероятность ошибки прогноза, не превышающей 6 дБ. Учитывая трудности контроля изменчивых метеорологических условий, средние ошибки прогноза в 2–3 дБ являются хорошим результатом, подтверждающим качественную работу программно-алгоритмического комплекса.

**Заключение.** Приведено описание алгоритмов для вычисления уровня звука при приземном распространении в атмосфере и реализованных в программный комплекс «Прогноз». Проведена оценка прогнозирования уровня звукового давления от удаленного источника. Хорошая точность предсказания уровня звукового давления была подтверждена в натурных испытаниях. Возможна широкая область применения описанного программного комплекса или всей системы оперативного прогноза. Это оперативное оценивание уровня звука в любом удаленном пункте, исследование шумового загрязнения атмосферы проектируемым образцом техники, расчет санитарных зон промышленных объектов по создаваемому шуму в атмосфере, построение карт распределения шума в населенных пунктах при ограниченном количестве его источников, оценивание слышимости звуковещательных установок и т.д.

#### Литература

1. Advances in atmospheric acoustics / E.H. Brown, F.F. Hall // Rev. Geophys. and Space Phys. – 1978. – Vol. 16, № 1, February. – P. 47–110.

Экспериментальная оценка качества прогноза уровня звукового давления

Волноводный режим, 33 цикла × 20 импульсов				Антиволноводный режим, 19 циклов × 20 импульсов			
$d$ , м	$\bar{S}$ , дБ	$P_6$	$P_i$	$d$ , м	$\bar{S}$ , дБ	$P_6$	$P_i$
3000	+3,2	0,67	0,67	3575	-2,3	0,83	0,78
4500	+2,3	0,67	0,68	4135	-2,3	0,82	0,75
6000	+1,5	0,80	0,74	4800	-1,5	0,82	0,82

2. Красненко Н.П. Приземное распространение звуковых волн в атмосфере // Сб. трудов XV сессии Российского акустического общества «Акустические измерения. Ультразвук и ультразвуковые технологии. Атмосферная акустика. Акустика океана». – М.: ГЕОС, 2004. – Т. 2. – С. 97–102.
3. Krasnenko N.P. Sound propagation in the atmosphere above the ground surface at long distances // Proc. SPIE. – 2005. – Vol. 6160, part 2. – P. 1–12.
4. Красненко Н.П. Дальнее звуковое вещание: проблемы, итоги, возможности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокационных и акустических системах: конспекты лекций / Науч. совет по распространению радиоволн; Муром. ин-т Влад. гос. ун-та. – Муром: Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2006. – С. 96–115.
5. Красненко Н.П. Дальнее звуковое вещание в атмосфере: проблемы, возможности, результаты // Сб. трудов XX сессии Российского акустического общества «Акустические измерения и стандартизация. Электроакустика. Ультразвук и ультразвуковые технологии. Атмосферная акустика. Акустика океана». – М.: ГЕОС, 2008. – Т. 2. – С. 137–143.
6. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.
7. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М.: Наука, 1978. – Т. 2. – 469 с.
8. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. – М.: Наука, 1981. – 208 с.
9. Осташев В.Е. Геометрическая акустика движущейся среды: обзор // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1989. – Т. 25, № 9. – С. 899–916.
10. Осташев В.Е. Распространение звука в движущейся среде. – М.: Наука, 1992. – 206 с.
11. Влияние рефракции на параметры геометрии акустического зондирования / А.Я. Богушевич, Н.П. Красненко // Оптика атмосферы и океана. – 1994. – Т. 7, № 9. – С. 1258–1274.
12. Salomons E.M. Computational atmospheric acoustics. – Dordrecht; Boston; London: Kluwer Academic Publishers, 2001. – 335 p.
13. Attenborough K. Predicting outdoor sound / K. Attenborough, K.M. Li and K. Horoshenkov. – London; New York: Taylor & Francis, 2007. – 441 p.
14. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. – Новосибирск: Наука, 1986. – 167 с.
15. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. – Томск, 2001. – 278 с.
16. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М.: Наука, 1973. – 342 с.
17. Возможности оперативного прогноза приземного распространения акустических шумов в атмосфере с учетом метеорологических условий / Н.Г. Абрамов, А.Я. Богушевич, В.И. Карпов и др. // Оптика атмосферы и океана. – 1994. – Т. 7, № 3. – С. 403–413.
18. Delany M.E., Bazley E.N. Acoustical properties of fibrous absorbent materials // Appl. Acoust. – 1970. – № 3. – P. 105–116.
19. Калиткин Н.Н. Численные методы. М.: Наука. – 1978. – 512 с.
20. Бреховских Л.М. Теоретические основы акустики океана / Л.М. Бреховских, Ю.П. Лысанов. – Л.: Гидрометеиздат, 1982. – 264 с.
21. Определение структурной постоянной акустического показателя преломления в пограничном слое атмосферы по измерениям звукового давления в зоне тени / А.Я. Богушевич, Н.П. Красненко // Акустический журнал. – 1996. – Т. 42, № 3. – С. 339–346.

---

**Красненко Николай Петрович**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа, в.н.с. ИМКЭС СО РАН

Тел.: 8 (382-2) 49-24-18

Эл. почта: krasnenko@imces.ru

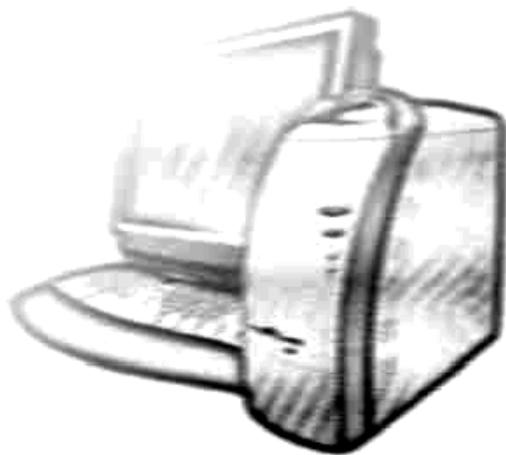
Krasnenko N.P.

**Sound propagation in the atmosphere above the ground surface**

In this paper we present the results of investigations on the influence of the atmospheric channel on the sound propagation above the ground surface. We describe the algorithms for calculating the sound pressure level and the software package «Prognoz», which is intended for real-time estimation of the mean field of the sound pressure level from a remote sound source in the ground atmospheric layer. The software package considers the characteristics of the sound source, vertical profiles of the main meteorological parameters, the characteristics of the underlying surface, and the parameters of the atmospheric turbulence. The results of numerical estimation and field tests of this software package for distances from an acoustic source up to 6 km are also given in the paper.

**Keywords:** atmosphere, sound, propagation, forecast of the sound pressure level.

**УПРАВЛЕНИЕ,  
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**



УДК 378.1

М.Ю. Катаев, А.М. Кориков, В.С. Мкртчян

## Концепция электронного образования на основе технологии Avatar

Анализируются переход от образовательной парадигмы индустриального общества к образовательной парадигме информационного общества и роль современных технических, информационных и коммуникационных технологий в решении многих проблем трансформации парадигм. Предложена концепция электронного образования на основе современной технологии Avatar.

**Ключевые слова:** парадигмы образования, электронное образование, Avatar.

Человечество и мировая экономика стремительно переходят от индустриальной экономики в совершенно новую постиндустриальную (информационную) эпоху своего развития. По образному выражению Э. Тоффлера [1], информационная экономика – это «третья волна» экономического развития человечества. На подъеме «третьей волны», в стадии перехода от индустриальной экономики («вторая волна» экономического развития человечества) к информационной экономике находятся лишь немногие страны – лидеры мировой экономики. Большинство стран мира, в том числе и Россия, пока «купаются в водах второй волны». Мы живем в эпоху перемен, когда в мире все резко меняется: политика и экономика, культура и социальная сфера, индивидуальные и общественные отношения. Меняется весь образ жизни людей, поэтому неизбежна смена парадигмы образования.

В [2] отмечается, что переход от образовательной парадигмы индустриального общества («знаниевой» парадигмы) к образовательной парадигме информационного общества («деятельностной» парадигме) означает отказ от понимания образования как получения готового знания и представления о педагоге как носителе готового знания. Образование понимается как достояние личности, как средство ее самореализации в жизни и как средство построения личной карьеры. Если в «знаниевой» парадигме учебный процесс концентрировался вокруг педагога, то в «деятельностной» парадигме образование понимается как сфера деятельности и самореализации обучаемого, центрируемая вокруг обучаемого [3] и включающая множественные источники знаний и воспитания, в том числе и такой активный источник, каким является педагог. Из сравнения образовательных парадигм в индустриальном и информационном обществе по основным компонентам (ценности, мотивы, нормы, цели, позиции участников учебного процесса, формы и методы, средства, контроль и оценка) следует, что образовательный процесс в новых социально-экономических условиях должен существенно измениться. В новой парадигме изменяется все: цели обучения и воспитания, его мотивы, нормы, формы, роль педагога и т.д. Таким образом, возникает «целый клубок проблем, требующих новых решений» [2, 4, 5]. Роль современных технических, информационных и коммуникационных технологий и теории управления в решении данных проблем трудно переоценить. Из множества проблем современного образования выделим проблемы инженерного образования и рассмотрим пути его совершенствования.

**Проблемы инженерного образования и пути его совершенствования.** Современная система инженерного образования сложилась в период индустриализации и в основном сохраняется, несмотря на глобальные изменения, произошедшие в мире. Эта система реализует упомянутую выше традиционную, «знаниевую» образовательную парадигму, во главе угла которой стоит преподаватель, передающий свои знания студентам, творческий потенциал которых оказывается невостребованным в рутинной по большей части учебной работе. В то же время нельзя не заметить, что в современном мире преподаватель оказывается отнюдь не единственным источником информации для студентов. Существенную роль в обучении начинают играть самостоятельная работа студентов, обмен информацией между ними. Низкая трудоемкость и кустарный характер труда преподавателей в традиционной системе усугубляют глобальный кризис образования на фоне быстрого развития других областей человеческой деятельности, в которых революционные изменения технологий успешно воспринимаются и применяются.

Несмотря на глубокий демографический кризис, в котором пребывает современная Россия, только в профессиональной переподготовке и повышении квалификации ежегодно нуждаются до двух миллионов специалистов с высшим профессиональным образованием. При условии применения традиционных образовательных технологий это невыполнимая задача. В данном случае требуются новые подходы к организации и проведению учебного процесса, основанные на широком применении дистанционных образовательных технологий.

В современных условиях образование должно рассматриваться не только и не столько как овладение необходимым объемом учебной информации, а как развитие у учащихся в процессе обучения потребностей и способностей к самостоятельному получению новых общих и профессиональных знаний и умений при использовании многообразных источников информации. Изменение социальной практики и соответствующее изменение целей образования влечет за собой новое содержание образования и новые технологии работы с учебной информацией [6].

Вышеприведенная цитата отражает суть проблем современной системы инженерного образования и возможные пути их решения на основе применения разнообразных средств информатизации [5–7]. Краткая характеристика известных средств информатизации образования приведена в таблице.

**Классификация средств обучающего и методического назначения [7]**

Средства информатизации	Характеристика средств информатизации
Обучающие	Сообщают знания, формируют умения, навыки учебной или практической деятельности, обеспечивая необходимый уровень усвоения
Тренажеры	Предназначены для отработки разного рода умений и навыков, повторения и закрепления изучаемого материала
Информационно-поисковые и справочные системы	Сообщают сведения, формируют умения и навыки по систематизации информации
Демонстрационные	Визуализируют изучаемые объекты, явления, процессы с целью их исследования
Имитационные	Представляют собой определенный аспект реальности для изучения его функциональных, структурных или физических характеристик
Лабораторные	Позволяют проводить удаленные эксперименты на виртуальном оборудовании
Моделирующие	Позволяют моделировать объекты, явления, процессы с целью их исследования
Расчетные	Автоматизируют расчетные процессы
Учебно-игровые	Предназначены для создания учебных ситуаций, в которых обучение проводится в игровой форме

Анализ таблицы позволяет сделать вывод о том, что применение современных технологий обучения позволяет повысить уровень индивидуализации обучения, повысить ответственность при самоподготовке учащихся, единым образом тиражировать педагогическую практику, усилить мотивацию учащегося к обучению, обеспечить гибкость процесса обучения. Однако современные информационные технологии достигли такого уровня развития, когда появляется возможность изменения модели учебного процесса от классической, традиционной формы (учитель–ученик, преподаватель–студент) к новой (учитель–аватар–ученик, аватар–ученик). Новая модель учебного процесса позволит обучаемым под руководством преподавателя применить свои знания, проявить творческие способности для решения поставленной задачи. Развитие новых технологий обучения позволит сформировать новую глобальную образовательную среду. В формировании подобной образовательной среды ключевую роль выполняет технология Avatar.

**Программно-технические возможности современного электронного образования.** Спектр программного обеспечения, обеспечивающего электронное образование, очень широк. С одной стороны, это простые программы, выполненные с помощью HTML, а с другой стороны – сложные системы управления обучением и учебным материалом, использующиеся в компьютерных сетях. Выделим основные типы таких программ: авторские программные продукты (Authoring Packages), системы управления обучением (Learning Management Systems – LMS), системы управления контентом (Content Management Systems – CMS), системы управления учебным контентом (Learning Content Management Systems – LCMS).

Электронное образование находится в стадии становления и существенно зависит от развития программно-технических возможностей взаимодействия ученик–учитель и образовательных технологий. К настоящему времени появляется возможность программно-технической реализации новых способов взаимодействия человека с вычислительными устройствами. Например, появилась возможность получения объемного изображения с помощью прибора Kinect (<http://www.microsoft.com/en-us/kinectforwindows/>). С программной точки зрения также существует ряд интересных решений: продукт компании Intel – Perceptual Computing SDK (<http://software.intel.com/ru-ru/forums/intel-perceptual-computing-sdk>), призванный помочь разработчикам приложений расширить возможности взаимодействия пользователя с устройствами; библиотека алгоритмов компьютерного зрения и обработки изображений с открытым исходным кодом OpenCV (<http://opencv.willowgarage.com/>).

Взаимодействие (ученик–аватар) может быть реализовано в виде интернет-приложения на основе стандарта HTML-5 (<http://htmlbook.ru/html5>). Наиболее интересные нововведения HTML5 – поддержка видео и аудио; возможности рисования на веб-страницах произвольных объектов (элемент canvas); улучшение форм; добавление семантических тэгов, позволяющих сделать веб-страницы более понятными для поисковых систем, браузеров и других программ и устройств, читающих веб-страницы; DOM хранилища – более функциональная альтернатива cookie.

Появились универсальные интернет-ресурсы, позволяющие проводить как индивидуальное, так и коллективное обучение, например, Compositica, My Brainshark, Teamlab, Bookalesson, Muchenough Learningfy, Editure, Qstream и др.

Compositica (<http://www.compositica.com>) – это онлайн-сервис, который делает возможным взаимодействие между членами команды в реальном времени и обеспечивает среду для создания и доставки высококачественного интерактивного дистанционного обучения. Сервис содержит: блоги, комментарии, RSS-каналы, чаты, пометки, управления задачами, команду видимости, сообщество панелей. Interaction Builder (<http://elearningtemplates.com/interaction-builder/>) – инструмент, предоставляющий онлайн-сервис для создания взаимодействия, которое затем можно загрузить и включить в курс онлайн. Чтобы построить взаимодействие, необходимо выбрать шаблон и добавить текст, изображение и звук. Взаимодействие публикуется в одном файле флэш-памяти.

My Brainshark ([my.brainshark.com](http://my.brainshark.com)) – веб-подписка для создания и проведения мультимедийных презентаций по требованию. Lectora Online (<http://lectora.com>) – позволяет членам группы обмениваться и изменять содержание курса. Ruzuku – онлайн-платформа, которая позволяет легко создавать онлайн-курсы (образовательные сообщества) по расписанию или по требованию. Uduku (<http://www.uduku.com/>) предоставляет бесплатные онлайн инструменты для разработки курса с платных хостингов.

Teamlab (<http://www.teamlab.com>) – онлайн-офис для совместной работы, управления учебными документами и проектами. Bookalesson (<http://bookalesson.com>) – позволяет создавать средства коммуникации для преподавателей и студентов, чтобы минимизировать время администрирования и увеличить учебной опыт. Muchenough (<http://muchenough.com>) – сервис позволяет находить людей с необходимым для обучения набором знаний, навыков, хорошей репутацией, связываться с ними и брать у них уроки. Learningfy (<http://www.learningfy.com>) – проведение онлайн-уроков с использованием веб-камеры и микрофона). Editure (<http://www.editure.co.uk>) – предназначен для обеспечения и поддержки виртуального обучения в образовательном процессе. Qstream (<http://app.qstream.com>) – создание и просмотр учебных курсов различной тематики.

Список интернет-ресурсов значительно обширнее представленного в данной статье, однако все эти ресурсы ограничены тем материалом, который заложен в них автором, нет обратной связи ученик–учитель как на стадии обучения, так и на стадиях тестирования и контроля полученных знаний. В этом плане предлагаемый нами подход расширяет возможности взаимодействия ученик–учитель посредством введения аватара как посредника между учителем и учеником. Для этого прежде всего необходимо создать некоторое виртуальное пространство, обладающее определенными характеристиками.

**Концепция электронного обучения с помощью технологии «аватар».** Виртуальная реальность – это новая область использования вычислительной техники и элементов человеко-машинного интерфейса, которая позволяет моделировать трехмерный мир, в котором пользователь в интерактивном режиме взаимодействует с виртуальными объектами. Основным проявлением виртуальной реальности является то, что она позволяет создать эффект от взаимодействия с виртуальными объектами, а не с изображениями этих объектов.

Виртуальное пространство обучения является новой парадигмой в области развития информационных технологий. Появилась техническая и программно-алгоритмическая возможность распознавания текущей ситуации, анализа поведения пользователя и выполнения его запросов. Существуют технологии распознавания жестов, движений тела и головы, расшифровки рукописных текстов, мимики и др. Эти технологии обеспечивают взаимодействие между пользователями и компьютером в интуитивно понятной и простой форме.

Выполненный обзор литературы позволил выделить основные области применения аватар-технологий и их характеристики (см. рис. 1). Видно, что основные функции аватаров на сегодня – это реализация отклика на запрос пользователя в той или иной форме. Можно сделать вывод, что полноценного взаимодействия пользователь–аватар, когда аватар обладает определенной автономностью в возможности принимать решения, в настоящий момент пока не реализовано.

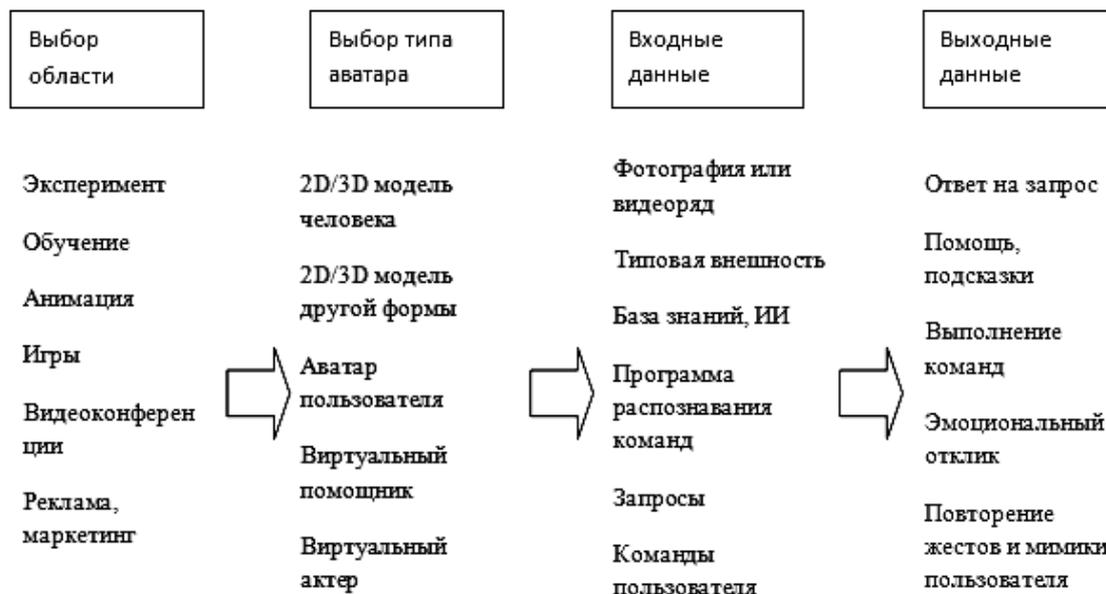


Рис. 1. Основные возможности существующих программ, использующих аватары

Традиционные методы обучения предполагают прослушивание лекций, чтение учебников, выполнение лабораторных и контрольных работ в качестве основных способов получения знаний и навыков по изучаемой дисциплине. Получаемая зрительная информация является основной формой получения информации и источником усвоения материала, особенно это проявляется эффективно при совмещении зрительных образов и других источников информации (например, звук, объект и др.). Многие изучаемые дисциплины оперируют с абстрактными моделями реальных объектов. Абстрагирование предполагает построение мысленных моделей реальных объектов, связывая параметры модели с изучаемым объектом. Так, например, при изучении многих дисциплин ученики могут испытывать недостаток информации при описании реального аналога, что затрудняет формирование мысленной модели. В этом случае применение элементов виртуальной реальности позволяет разрешить подобные трудности.

Предлагается использовать при обучении такой элемент виртуальной реальности, как аватар. Аватар – это изображение, предназначенное для отображения человека в том виде, который он сам выбрал (каким он сам хочет показать себя). Это «электронное лицо» пользователя с элементами его индивидуальности. Нами предлагается концепция электронного обучения, когда ученик в процессе обучения создает собственный аватар, который представляет его в виртуальном пространстве обучения (аудитории, лаборатории и др.). Ученик управляет аватаром с помощью соответствующих команд, имитирующих действия, привычные для обычной ситуации при обучении (поднятие руки – обратить внимание, задать вопрос или иные действия, кивание головой в знак согласия и др.). Очевидно, что современные ученики, имеющие опыт компьютерных игр, быстро найдут возможность понять принцип обучения и возможность получать знания, приобретать опыт при тестировании и контроле полученных знаний.

Учитель также представлен аватаром и выполняет функции сопровождения ученика по учебному материалу, тестовым и контрольным заданиям.

Наиболее близко к предлагаемой нами идее подошли при разработке проекта виртуальной академии (<http://vacademia.com>). Разработчики видят в своем ресурсе альтернативу вебинарам, интерактивным речевым модулям в электронных курсах-презентациях, погружению в обучение в реальной среде. Однако и в этом интернет-ресурсе нет взаимодействия ученик–учитель, и аватар является лишь красивым средством, позволяющим сопровождать ученика по ресурсу в соответствии с заданными стандартами обучающего курса.

Основные тезисы предлагаемой нами концепции электронного обучения с помощью технологии аватар состоят в следующем:

1. Проводится совместная образовательная деятельность в виртуальном пространстве путем согласованного взаимодействия ученик–аватар;
2. Взаимодействие (ученик–аватар) подразумевает обратную связь на стадии обучения, тестирования и контроля знаний.
3. Возможно взаимодействие в виде не только индивидуального обучения (ученик – аватар), но и коллективного ( $\{\text{ученик}\}_N$  – аватар), где  $N$  – число учеников.
4. Действия учеников согласуются и результаты (ответные реакции на использование учебного материала) обсуждаются с помощью online-коммуникаций.

Обучающая среда является элементом виртуальной реальности и может быть представлена в виде 2D/3D-реализации, а взаимодействие с учеником осуществляется путем управления аватаром – объектом, представляющим учителя в виртуальном мире. Возможны различные формы взаимодействия. Одна из форм является «детерминированной», когда все варианты действий ученика заранее предопределены. Другая форма является «недетерминированной», когда определены только исходные элементы образовательного материала и характеристики процесса обучения не являются строгими и зависящими от многих параметров (знания, опыт, желание, любопытство и др.). Поскольку процесс изучения у каждого учащегося является уникальным, определить заранее все результаты его действий или предугадать все возможные комбинации его ошибок не представляется возможным. Именно это обстоятельство подталкивает на мысль о внедрении в технологию обучения элемента обратной связи и придании аватару некоторых функций для самостоятельного принятия определенных решений.

Принятие решений аватаром может выполняться на основе моделей естественного интеллекта. Для целей обучения, на наш взгляд, наиболее подходящими являются следующие функции естественного интеллекта:

1. Обмен информации проводится на основе семантической интерпретации запросов к системе (разделение запросов по их направленности и тематике).
2. Возможность пополнения имеющихся знаний (дообучение аватара).
3. Способность к дедуктивному выводу (получение информации, которой в явном виде не содержится в системе, на основе семантического описания предметной области).
4. Выполнение запросов в ситуациях нечеткости предоставления информации (генерация дополнительных вопросов, сужающих область поиска необходимой тематики).
5. Способность к диалоговому взаимодействию с человеком (восприятие жестов человека и мимики).

Указанные выше функции должны обеспечить полноценное сопровождение обучающегося по выбранной им дисциплине (предоставление материалов для изучения, контроль пройденного материала, ответы на вопросы, лабораторные работы и др.).

**Заключение.** В статье предлагается концепция электронного обучения с помощью технологии «аватар». Основные элементы этой концепции связаны с применением виртуальной реальности и возможностью взаимодействия ученик–учитель в формате аватар–аватар или ученик–аватар на основе элементов искусственного интеллекта. Реализация этой концепции обогащает основные, традиционные, формы обучения, разнообразит процесс обучения и повышает технологичность процесса электронного образования.

Исследование поддержано проектом 7.701.2011 (НИР 1/12 темплана ТУСУРа) по госзаданию Министерства образования и науки.

#### *Литература*

1. Тоффлер Э. Третья волна. – М.: Изд-во АСТ, 2002. – 768 с.
2. Новиков А.М. Основания педагогики: пособие для авторов учебников и преподавателей педагогики. – М.: Эгвес, 2010. – 208 с.

3. Woolf B.P. Building Intelligent Interactive Tutors: Student– centered strategies for revolutionizing e-learning. – Burlington (USA): Morgan Kauffman Publishers, 2009. – 467 p.
4. Кориков А.М. Парадигмы образования и роль теории управления в создании образовательных технологий // Современное образование: проблемы обеспечения качества подготовки специалистов в условиях перехода к многоуровневой системе высшего образования: материалы междунар. науч.-метод. конф., 2–3 февраля 2012 г., Россия, Томск. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – С. 127–128.
5. Кориков А.М. Развитие технологий электронного образования с позиций информатики как науки об инфокоммуникациях / А.М. Кориков, А.А. Мицель, В.В. Романенко // Информатика и образование. – 2010. – № 8. – С. 40–46.
6. Маслов С.И. Российское инженерное образование: вызовы и новые подходы на основе информационных технологий / С.И. Маслов, С.В. Серебрянников, А.И. Тихонов // Открытое образование. – 2012. – №6 (95). – С. 34–44.
7. Захарова И.Г. Информационные технологии в образовании: учеб. пособие для студ. высш. пед. учеб. заведений. – М.: Изд. центр «Академия», 2003. – 192 с.

---

**Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)  
Тел.: 8-960-975-27-85, (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

**Кориков Анатолий Михайлович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. АСУ, профессор НИТПУ  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: korikov@asu.tusur.ru

**Мкртчян Вардан Суренович**

Д-р техн. наук, профессор, главный управляющий, ректор Интернет-университета управления и информационно-коммуникационных технологий, Австралия  
Эл. почта: hhhuniversity@hotmail.com

Kataev M.Yu., Korikov A.M., Mkrttchian V.S.

**The concept of e-education on the basis of the Avatar technology**

We analyze the transition from the educational paradigm of the industrial society to the educational paradigm of the information society and the role of the modern technical, information and communication technologies in the decision of many problems in transformation of paradigms. We offer a concept of e-education on the basis of modern technology «Avatar».

**Keywords:** paradigms of education, e-education, Avatar.

УДК 004.42

О.И. Жуковский, Ю.Б. Гриценко

## Особенности создания системы информационной безопасности веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры

Представлена задача оценки применимости моделей доступа для системы информационной безопасности веб-ГИС ведения электронного генерального плана предприятия. Рассмотрены основные модели доступа, применяемые при проектировании и создании современных автоматизированных информационных систем, используемых на крупных промышленных предприятиях. Представлены возможности системы информационной безопасности веб-ГИС системы ведения электронного генерального плана, разработанной на основе одной из рассматриваемых моделей доступа.

**Ключевые слова:** электронный генеральный план, геоинформационная система, модель доступа, ролевая модель.

Построение современных геоинформационных систем (ГИС) управления инженерной инфраструктурой предприятия тесно связано с проблемой обеспечения информационной безопасности. Разноплановость данных электронного генерального плана (ЭГП) как основной формы представления инженерной инфраструктуры, разнообразие решаемых с его помощью производственных задач, широкий круг потенциальных его пользователей заставляют особенно тщательно относиться к решению данной задачи [1]. Одним из основных моментов, определяющих ее успешное решение, является применение формальных моделей безопасности на всех этапах жизненного цикла системы, особенно на этапе проектирования. При этом наиболее важным является использование формальных моделей при проектировании систем контроля и управления доступом.

Формальные модели безопасности играют важную роль в процессах проектирования, разработки, сертификации и исследования защищенной ГИС, так как обеспечивают системотехнический подход, включающий решение такой задачи, как выбор и обоснование базовых принципов архитектуры защищенной ГИС, определяющих механизмы реализации средств и методов защиты информации от несанкционированного доступа.

Среди формальных моделей безопасности выделяют модели управления доступом. Модели этого класса предназначены для обеспечения решения задач анализа и синтеза систем (механизмов) разграничения доступа к различным видам ресурсов ГИС. Выделение этих моделей в самостоятельный класс общих моделей обусловлено тем, что механизмы разграничения доступа относятся к числу наиболее существенных компонентов систем защиты информации, от эффективности функционирования которых в значительной мере зависит общая эффективность защиты информации.

**Постановка задачи.** Несмотря на достаточно высокий уровень теоретических исследований в области формальных моделей доступа, их практическая реализация наталкивается на существенные трудности, связанные с особенностями как разрабатываемой системы, так и объекта информатизации. Рассмотрим применимость наиболее востребованных в настоящее время моделей доступа для проектирования и создания веб-ГИС ведения электронного генерального плана предприятия.

Основными формальными моделями управления доступом, используемыми в современных компьютерных системах, являются дискреционные, мандатные и ролевые модели [2–8]. Для рассмотрения данных моделей безопасности будем использовать принятые в настоящее время следующие базовые представления.

Система является совокупностью взаимодействующих сущностей субъектов и объектов. При таком представлении системы безопасность обработки информации обеспечивается путем решения задачи управления доступом субъектов к объектам в соответствии с заданным набором правил и ограничений, которые образуют политику безопасности. Считается, что система безопасна, если субъекты не имеют возможности нарушить правила политики безопасности. Общим подходом для всех моделей является разделение множества сущностей, составляющих систему, на множества

субъектов и объектов, хотя сами определения понятий «объект» и «субъект» в разных моделях могут существенно различаться.

1. Все взаимодействия в системе моделируются установлением отношений определенного типа между субъектами и объектами. Множество типов отношений определяется в виде набора операций, которые субъекты могут производить над объектами.

2. Все операции контролируются монитором взаимодействий и либо запрещаются, либо разрешаются в соответствии с правилами политики безопасности.

3. Политика безопасности задается в виде правил, в соответствии с которыми должны осуществляться все взаимодействия между субъектами и объектами. Взаимодействия, приводящие к нарушению этих правил, пресекаются средствами контроля доступа и не могут быть осуществлены.

4. Совокупность множеств субъектов, объектов и отношений между ними (установившихся взаимодействий) определяет состояние системы. Каждое состояние системы является либо безопасным, либо небезопасным в соответствии с предложенным в модели критерием безопасности.

5. Основным элементом модели безопасности – это доказательство утверждения о том, что система, находящаяся в безопасном состоянии, не может перейти в небезопасное состояние при соблюдении всех установленных правил и ограничений.

Опираясь на указанные базовые понятия, рассмотрим возможности применения основных моделей управления доступом для построения системы информационной безопасности веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры.

#### Рассмотрение моделей доступа

*Дискреционные модели* реализуют дискреционное управление доступом, основанное на заданном множестве отношений доступа. Классической дискреционной моделью является модель Харрисона–Руззо–Ульмана [4, 9], которая помимо произвольного управления доступом субъектов к объектам осуществляет контроль над распространением прав доступа. В рамках этой модели система обработки информации представляется в виде совокупности активных сущностей – субъектов (множество  $S$ ), которые осуществляют доступ к информации, пассивных сущностей – объектов (множество  $O$ ), содержащих защищаемую информацию, и конечного множества прав доступа  $R$ , означающих полномочия на выполнение соответствующих действий (например, чтение, запись, выполнение). Причем для того, чтобы включить в область действия модели и отношения между субъектами, принято считать, что все субъекты одновременно являются и объектами.

Поведение системы моделируется с помощью понятия «состояния». Пространство состояний системы образуется декартовым произведением множеств составляющих ее объектов, субъектов и прав. Текущее состояние системы  $Q$  в этом пространстве определяется тройкой, состоящей из множества субъектов, множества объектов и матрицы прав доступа  $M$ , описывающей текущие права доступа субъектов к объектам, –  $Q = (S, O, M)$ . Строки матрицы соответствуют субъектам, а столбцы – объектам, поскольку множество объектов включает в себя множество субъектов, матрица имеет вид прямоугольника. Любая ячейка матрицы  $M[s, o]$  содержит набор прав субъекта  $S$  к объекту  $O$ , принадлежащих множеству прав доступа  $R$ .

Поведение системы во времени моделируется переходами между различными состояниями. Критерий безопасности модели Харрисона–Руззо–Ульмана формулируется следующим образом – для заданной системы начальное состояние  $Q_0 = (S_0, O_0, M_0)$  является безопасным относительно права  $r$ , если не существует применимой к  $Q_0$  последовательности команд, в результате которой право  $r$  будет занесено в ячейку матрицы  $M$ , в которой оно отсутствовало в состоянии  $Q_0$ .

Особо важным для нас является то, что с точки зрения практики построения систем информационной безопасности модель Харрисона–Руззо–Ульмана является наиболее простой в реализации и эффективной в управлении, поскольку не требует никаких сложных алгоритмов и позволяет управлять полномочиями пользователей с точностью до операции над объектом, чем и объясняется ее широкая распространённость среди современных систем. Кроме того, предложенный в данной модели критерий безопасности является весьма сильным в практическом плане, поскольку позволяет гарантировать недоступность определенной информации для пользователей, которым изначально не выданы соответствующие полномочия.

Однако авторы модели доказали, что в общем случае не существует алгоритма, который может для произвольной системы, ее начального состояния  $Q_0 = (S_0, O_0, M_0)$  и общего права  $r$  решить, является ли данная конфигурация безопасной. Таким образом, дискреционная модель Харрисона–Руззо–Ульмана в своей общей постановке не дает гарантий безопасности системы.

Кроме того, все дискреционные модели уязвимы по отношению к атаке с помощью «троянского коня», поскольку в них контролируются только операции доступа субъектов к объектам, а не потоки информации между ними. Данный момент в значительной мере усложняет использование дискреционной модели для систем информационной безопасности, ориентированных на работу в среде интернет/интранет, что как раз и является специфической особенностью веб-ГИС-систем. Еще одним недостатком дискреционной политики доступа является тот факт, что в информационной системе с большим числом объектов и субъектов доступа, таких как ГИС крупного промышленного предприятия, инженерные сети которых содержат десятки тысяч отдельных объектов, администрирование системы является достаточно трудоемкой задачей.

В связи с перечисленными недостатками дискреционных моделей построение на их основе системы информационной безопасности веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры будем считать неприемлемым.

**Мандатные модели** реализуют мандатное управление доступом, которое основано на совокупности правил, определенных на множестве атрибутов безопасности субъектов и объектов. Основой мандатных моделей является модель Белла–ЛаПадулы, базирующаяся на правилах секретного документооборота [2, 3, 6]. Основным положением этой политики безопасности является назначение всем участникам процесса обработки защищаемой информации и документам, в которых она содержится, специальной метки, получившей название уровня безопасности. Контроль доступа осуществляется в зависимости от уровней безопасности взаимодействующих сторон на основании двух простых правил:

- 1) уполномоченное лицо (субъект) имеет право читать только те документы, уровень безопасности которых не превышает его собственный уровень безопасности;
- 2) уполномоченное лицо (субъект) имеет право заносить информацию только в те документы, уровень безопасности которых не ниже его собственного уровня безопасности.

Таким образом, если в дискреционных моделях управление доступом происходит путем наделяния пользователей полномочиями осуществлять определенные операции над определенными объектами, то мандатные модели управляют доступом неявным образом – с помощью назначения всем сущностям системы уровней безопасности, которые определяют все допустимые взаимодействия между ними. Следовательно, мандатное управление доступом не различает сущностей, которым присвоен одинаковый уровень безопасности, и на их взаимодействия ограничения отсутствуют.

Система в модели безопасности Белла–ЛаПадулы [4], как и в модели Харрисона–Руззо–Ульмана, представляется в виде множеств субъектов  $S$ , объектов  $O$  и прав доступа  $read$  (чтение) и  $write$  (запись). Уровни безопасности субъектов и объектов задаются с помощью функции уровня безопасности  $F: S \cup O \rightarrow L$ , ставящей в соответствие каждому объекту и субъекту уровень безопасности, принадлежащий множеству уровней безопасности  $L$ , на котором определена решетка. Для модели Белла–ЛаПадулы существует формальное доказательство безопасности системы, реализующей мандатную политику.

Вместе с тем необходимо отметить трудности, связанные с применением мандатных моделей на практике. Все мандатные модели, как и модель Белла–ЛаПадулы, используют только два права доступа – чтение и запись. На практике информационные системы поддерживают значительно более широкий спектр операций над информацией, например: создание, удаление, передача и т.д. Следовательно, для того чтобы применить мандатную модель к реальной системе, необходимо установить подходящее соответствие между чтением и записью и операциями, реализованными в конкретной системе. Определение такого соответствия представляет собой нетривиальную задачу, поскольку в реальной жизни невозможно ограничиться однонаправленными потоками информации, идущими строго от субъекта к объекту или наоборот.

Поэтому когда в системе используется мандатная политика, все взаимодействия рассматриваются только на достаточно высоком уровне абстракции, на котором не учитываются детали реализации операций доступа.

Кроме того, специфика веб-ГИС для ведения ЭГП предполагает разделение прав и на доступ к функциональному наполнению системы, которое опосредуется задачами субъектов, решаемыми в ходе использования генерального плана, что в явном виде не предусмотрено мандатной моделью.

Таким образом, применение мандатных моделей для управления доступом к объектам веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры не оправдано.

**Ролевая модель**, реализующая ролевую политику безопасности, основана на модели Харрисона–Руззо–Ульмана. Однако ее нельзя отнести ни к дискреционным, ни к мандатным, потому что управление доступом в ней осуществляется как на основе матрицы прав доступа для ролей, так и с помощью правил, регламентирующих назначение ролей пользователям и их активацию во время сеансов [10].

Классическое понятие «субъект» в ролевой модели замещается понятиями «пользователь» и «роль». Пользователь – это человек, работающий с системой и выполняющий определенные служебные обязанности. Роль – это активно действующая в системе абстрактная сущность, с которой связан ограниченный, логически связанный набор полномочий, необходимых для осуществления определенной деятельности. Данный подход близок к реальной жизни, где пользователи действуют не от своего личного имени, а исполняют определенные служебные обязанности. Поэтому в данной модели управление доступом и назначение полномочий осуществляются не реальным пользователям, а абстрактным ролям, представляющим участников определенного процесса обработки информации, пользователям электронного генерального плана.

При использовании ролевой политики управление доступом осуществляется в две стадии:

1) для каждой роли указывается набор полномочий, представляющий набор прав доступа к объектам;

2) каждому пользователю назначается список доступных ему ролей.

Ролевая модель описывает систему в виде следующих множеств:  $U$  – множество пользователей;  $R$  – множество ролей;  $P$  – множество полномочий на доступ к объектам, представленное, например, в виде матрицы прав доступа;  $S$  – множество сеансов работы пользователей с системой.

Для перечисленных множеств определяются следующие отношения:

$PA \subseteq P \times R$  – отображает множество полномочий на множество ролей, устанавливая для каждой роли набор присвоенных ей полномочий;

$UA \subseteq U \times R$  – отображает множество пользователей на множество ролей, определяя для каждого пользователя набор доступных ему ролей.

Правила управления доступом ролевой политики безопасности определяются следующими функциями:

$user: S \rightarrow U$  – для каждого сеанса  $S$  эта функция определяет пользователя, который осуществляет этот сеанс работы с системой;

$roles: S \rightarrow \{R\}$  – для каждого сеанса  $S$  эта функция определяет набор ролей из множества  $R$ , которые могут быть одновременно доступны пользователю в этом сеансе;

$permissions: S \rightarrow P$  – для каждого сеанса  $S$  эта функция задает набор доступных в нем полномочий, который определяется как совокупность полномочий всех ролей, задействованных в этом сеансе.

В качестве критерия безопасности ролевой модели используется следующее правило: система считается безопасной, если любой пользователь системы, работающий в сеансе  $S$ , может осуществлять действия, требующие полномочия  $P$ , только в том случае, если  $P \in permissions(s)$ . Это означает, что управление доступом осуществляется главным образом не с помощью назначения полномочий ролям, а путем задания отношения  $UA$  и функции  $roles$ .

Ролевая политика безопасности является неотъемлемой частью современных систем управления доступом в корпоративных информационных системах со сложной организационной и штатной структурой, большим количеством пользователей, выполняющих определенные функции в рамках своих служебных обязанностей и наделенных в связи с этим различными правами и полномочиями.

Применение ролевых моделей позволяет существенно упростить проектирование и администрирование систем разграничения доступа автоматизированных информационных систем, реализующих сложные, нетривиальные организационно-технологические и организационно-управленческие схемы и процессы, присущие процессу использования и ведения ЭГП крупного промышленного предприятия [1]. Кроме того, ролевая модель достаточно хорошо отвечает особенностям сервис-ориентированной архитектуры информационных систем, положенной в основу создаваемой веб-ГИС для ведения ЭГП [11].

**Заключение.** Приведенные выше рассуждения послужили основанием для выбора ролевой модели в качестве формальной основы проектирования и создания системы информационной безопасности веб-ГИС ведения ЭГП.

Использование ролевой модели при проектировании веб-ГИС ведения электронного генерального плана инженерной инфраструктуры позволило спроектировать и создать программное обеспечение по информационной безопасности веб-ориентированной геоинформационной системы обладающее следующими функциональными возможностями:

- Ведение регламента доступа к пространственным данным и функциональной составляющей системы веб-ГИС.
- Организация ролевого регламентированного доступа к данным генерального плана согласно указанным администратором объектам, группам объектов, функциям и территориям.
- Назначение пользователям и их группам права на элементы пользовательского интерфейса Веб-ГИС-клиента: ГИС-слои, информационные отчеты, ГИС-функции.
- Назначение параметров доступа ролям к объектам в двух режимах:
  - режим назначения прав через объекты;
  - режим назначения прав через роли.
- Определение пользователя как члена группы.
- Определение прав членов группы на доступ к пространственным данным по набору слоев, по указанной области территории генплана, по типу объектов инженерной сети.
- Определение прав членов группы на доступ к технологическим возможностям системы, представленным как функции веб-ГИС-клиента.

Материалы данной статьи разрабатывались при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках мероприятия 2.4 федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 годы», государственного контракта № 07.524.11.4013.

#### Литература

1. Гриценко Ю.Б. Геоинформационные технологии мониторинга инженерных сетей / Ю.Б. Гриценко, Ю.П. Ехлаков, О.И. Жуковский. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2010. – 148 с.
2. Зегжда Д.П. Принципы и методы создания защищенных систем обработки информации: дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.19. – СПб., 2002. – 380 с.
3. Гайдамакин Н.А. Разграничение доступа к информации в компьютерных системах. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2003. – 328 с.
4. Ferraiolo D.F. Introduced formal model for role based access control / D.F. Ferraiolo, D.R. Kuhn // Role Based Access Control 15th National Computer Security Conference, Oct 13-16, 1992. – P. 554–563. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://csrc.nist.gov/groups/SNS/rbac/documents/Role\\_Based\\_Access\\_Control-1992.html](http://csrc.nist.gov/groups/SNS/rbac/documents/Role_Based_Access_Control-1992.html), свободный (дата обращения: 24.10.2012).
5. ISO/IEC 17799:2000 «Information technology – Information security management» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.iso.org/iso/iso\\_catalogue/catalogue\\_tc/catalogue\\_detail.htm?csnumber=33441](http://www.iso.org/iso/iso_catalogue/catalogue_tc/catalogue_detail.htm?csnumber=33441), свободный (дата обращения: 10.09.2012).
6. LaPadula L.J. Elliott Secure Computer Systems: A Mathematical Model / Leonard J. LaPadula, D. Bell // MITRE Corporation Technical Report 2547, V. II. 31 May 1973 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.albany.edu/acc/courses/ia/classics/belllapadula1.pdf>, свободный (дата обращения: 10.09.2012).
7. McLean John. Security models // Encyclopedia of software engineering, 1994 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.34.8561>, свободный (дата обращения: 10.09.2012).
8. McLean John. The Specification and Modeling of Computer Security // Computer, 23(1): 9-16, January 1990. – P. 9–16. – Режим доступа: <http://users.cis.fiu.edu/~nemo/cot6930/mclean90specification.pdf>, свободный (дата обращения: 24.10.2012).
9. Harrison M. Monotonic protection systems / M. Harrison, W. Ruzzo // Foundation of secure computation. – N.Y.: Academic Press, 1978. – P. 337–363.
10. Sandhu Ravi S. The Typed Access Matrix Model // Proceedings of IEEE Symposium on Security and Privacy. – Oakland, California, 1992. – P. 122–136.
11. Жуковский О.И. Применение стилей сервис-ориентированной архитектуры для разработки геоинформационных систем / О.И. Жуковский, Н.Б. Рыбалов, С.С. Ощепков // Научно-технические ведомости СПбГУ. – 2009. – № 1. – С. 16–21.

**Жуковский Олег Игоревич**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа

Тел.: (382-2) 70-15-46

Эл. почта: ol@muma.tusur.ru

**Гриценко Юрий Борисович**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа

Тел.: (382-2) 70-15-46

Эл. почта: ubg@muma.tusur.ru

Zhukovsky O.I., Gritsenko Yu.B.

**Choice of access models for Web GIS conducting electronic engineering infrastructure master plan**

The paper presents the problem of choosing the model of access to web-GIS master plan for conducting electronic business. The basic access model is used in the design and development of modern automated systems in large industrial plants. We present the possibilities of information security in Web GIS system of electronic master plan, developed on the basis of one of the access models.

**Keywords:** electronic master plan, engineering infrastructure, access model, role model.

---

УДК 004.056

А.А. Конев, Е.М. Давыдова

## Подход к описанию структуры системы защиты информации

Описывается подход к структуризации системы защиты информации. Данный подход основан на рассмотрении системы защиты информации с позиции эффективности ее работы. Под эффективностью в данном случае понимается наличие комплексных рубежей защиты каждого элемента информационной системы от каждой угрозы.

**Ключевые слова:** информационная безопасность, система защиты информации, многоуровневая информационная система.

На практике при разработке системы защиты для информационных систем в основном используется типовая набор технических и организационных средств защиты информации. Чаще всего рекомендуется к внедрению какое-либо средство комплексной защиты от НСД, антивирус, межсетевой экран и т.п. Рекомендуемый набор нормативной документации может сильно отличаться у различных организаций, как и конкретные ограничения, указанные в этих документах. Корректность выбора зависит от квалификации эксперта, потому что не существует четкой методики определения необходимого набора механизмов защиты (технических и организационных) в зависимости от структуры информационной системы и существующих в ней угроз. Основная задача – выработка подхода к представлению системы защиты информации, который включал бы однозначную классификацию документопотоков в информационной системе, классификацию угроз в рамках каждого типа документопотоков и классификацию механизмов защиты для каждой типовой угрозы.

Система защиты информации (СЗИ) – совокупность органов и (или) исполнителей, используемой ими техники защиты информации, а также объектов защиты информации, организованная и функционирующая по правилам и нормам, установленным соответствующими документами в области защиты информации [1]. Основываясь на этом определении, подходы к структуре системы защиты информации можно рассматривать по двум основным направлениям:

- структура технического (программно-технического) элемента системы защиты, включающего инженерно-технические и программно-аппаратные средства защиты информации;
- структура нормативного элемента системы защиты, регламентирующего работу программно-технического элемента и персонала.

При определении структуры любой сложной системы базовым этапом является формулирование цели и критериев эффективности работы системы. В соответствии с [1] цель защиты информации – заранее намеченный результат защиты информации (результатом защиты информации может быть предотвращение ущерба обладателю информации из-за возможной утечки информации и (или) несанкционированного и непреднамеренного воздействия на информацию). Согласно [2], угроза информационной безопасности организации – совокупность факторов и условий, создающих опасность нарушения информационной безопасности организации, вызывающую или способную вызвать негативные последствия (ущерб/вред) для организации. При таком подходе основной целью СЗИ является предотвращение ущерба, т.е. предотвращение реализации угроз информационной безопасности.

Эффективность работы можно рассматривать как возможность механизмов защиты информации, реализованных в СЗИ, противостоять угрозам информационной безопасности и адекватно реагировать на них [3]. Угрозы могут быть реализованы в двух случаях:

- отсутствие элемента СЗИ, ответственного за противодействие данной угрозе;
- недостаточный для противодействия данной угрозе уровень защищенности, предоставляемый элементом СЗИ.

На наличие прямой зависимости структуры СЗИ от необходимости нейтрализации угроз информационной безопасности указывается, например, в [4]. Таким образом, структура СЗИ должна зависеть от перечня угроз защищаемой системе. Модель угроз, на основе которой проектируется структура СЗИ, обязательно должна включать следующие разделы:

- перечень угроз информации;

- перечень угроз носителям информации;
- перечень угроз элементам информационной системы;
- перечень угроз элементам системы защиты;
- перечень угроз, касающихся управления системой защиты – невыполнения нормативных документов организации в области информационной безопасности.

Согласно [5], архитектура системы защиты информации должна быть аналогична архитектуре защищаемой системы. Зависимость структуры СЗИ от структуры информационной системы вызвана необходимостью защищать информацию на всех этапах работы с информацией – этапах хранения, обработки, передачи внутри информационной системы; отправки за пределы информационной системы и т.п. Это значит, что построению СЗИ должна предшествовать инвентаризация ресурсов, используемых в информационной системе, включая каналы связи, а также должностных обязанностей сотрудников на наличие прав работы с этими ресурсами и самой информацией.

По сути, защищать (устанавливать рубежи защиты) нужно все возможные потоки информации и места ее обработки в системе. Это позволяет определить количество необходимых экземпляров элементов защиты и их тип. При этом тип зависит от среды распространения информации (акустическая, видовая и т.д.).

Формализованный подход к построению модели информационной системы в целях защиты информации на данный момент отсутствует. Построение структуры чаще всего сводится к построению сетевой конфигурации для конкретной информационной системы и схемы территориального расположения ее элементов. Попытка формализации документопотоков в защищаемой информационной системе рассматривается, например, в [6].

Одной из основных проблем при построении структуры информационной системы является необходимость учета ее многоуровневости. В СТО БР ИББС-1.0-2010 [7] используется многоуровневое представление информационной инфраструктуры. Иерархия основных уровней:

- физический (линии связи, аппаратные средства и пр.);
- сетевого оборудования (маршрутизаторы, коммутаторы, концентраторы и пр.) [13];
- сетевых приложений и сервисов;
- операционных систем (ОС);
- систем управления базами данных (СУБД);
- банковских технологических процессов и приложений;
- бизнес-процессов организации.

Существует подход и к многоуровневому описанию инженерно-технической структуры информационной системы [8], включающий следующие зоны:

- территория, занимаемая организацией;
- здание на территории;
- коридор или его часть;
- помещение (служебное, кабинет, комната, зал, техническое помещение, склад и др.);
- шкаф, сейф, хранилище.

На каждом из уровней информационной системы могут быть установлены средства защиты информации, что приводит к появлению рубежей защиты – элемента системы защиты, включающего само программное (программно-аппаратное) или техническое средство и нормативное обеспечение его работы. Еще одним следствием учета многоуровневой структуры информационной системы и многоуровневой структуры СЗИ является необходимость составления перечня угроз для каждого уровня системы и для каждого рубежа защиты.

Дополнительно должно рассматриваться обеспечение контроля корректности работы информационной системы и рубежей защиты. Контроль может осуществляться в ручном или автоматизированном режиме. Так, в [9] предлагается реализовать:

- 1) восстановление системы защиты информации и защищаемой информации после воздействия угроз;
- 2) обеспечение контроля функционирования средств и системы защиты информации и немедленное реагирование на их выход из строя;
- 3) обеспечение оперативного контроля работы подсистемы защиты информации и мониторинга действий пользователей.

В [10] приводится классификация объектов угроз, позволяющая определить ресурсы, подлежащие защите. Кроме информации, в перечень объектов включены:

- элементы информационной системы (программные и аппаратные) и их настройки;
- элементы системы защиты (программные и аппаратные) и их настройки.

Подход к построению СЗИ на основе защиты от угроз позволяет рассматривать структуру СЗИ на уровне «Тип угрозы – Тип рубежа защиты». Тогда классификация методов и средств защиты сводится к следующим типам (рис. 1):

- 1) рубежи защиты информации и ее носителей от угроз конфиденциальности, целостности и доступности;
- 2) рубежи защиты элементов информационной системы (баз данных, операционных систем, сетевых сервисов и т.п.), включая программно-технические средства защиты информации, и их настроек от угроз конфиденциальности и целостности;
- 3) рубежи защиты, отвечающие за контроль выполнения правил работы с защищаемой информацией и программно-техническими средствами СЗИ.



Рис. 1. Подход к структуризации системы защиты информации

При структуризации СЗИ можно рассматривать следующие группы механизмов защиты:

- механизмы защиты информации, ее носителей и элементов информационной системы от угроз конфиденциальности;
- механизмы защиты информации, ее носителей и элементов информационной системы от угроз целостности.

Угрозы доступности могут быть реализованы после нарушения целостности элементов информационной системы или после перегрузки каналов связи. Соответственно, механизмами защиты от угроз доступности информации будет являться обеспечение целостности элементов информационной системы (например, сетевых сервисов) и проектирование каналов связи, выдерживающих пиковые нагрузки.

Механизмы защиты от угроз конфиденциальности можно разделить на следующие типы:

- механизмы, препятствующие доступу несанкционированных лиц к защищаемой информации или к элементам информационной системы;
- механизмы, препятствующие неконтролируемому выходу информации за пределы санкционированного объекта;
- механизмы, контролируемые потоки защищаемой информации.

Механизмы защиты от несанкционированного доступа включают: разграничение доступа, аутентификацию и шифрование. Шифрование используется для ограничения доступа к самой информации, а управление доступом может использоваться на всех уровнях информационной системы для защиты носителей информации.

Под механизмами, препятствующими выходу информации за пределы контролируемой зоны, подразумеваются средства, противодействующие пассивному наблюдению злоумышленника [11]. Для бумажных документов – это гарантированное уничтожение всех черновиков и других выделенных к уничтожению документов с защищаемой информацией. Основные методы и средства для защиты визуальной информации – политика «чистого стола»; положение монитора, препятствующее несанкционированному съему с него информации; жалюзи и т.п. При работе с файловой системой такие же угрозы возникают, например, при удалении драйвером защищаемого файла. Механизм защиты – многократная перезапись освобождаемой области памяти на жестком диске.

Наиболее распространенный механизм контроля потоков защищаемой информации – аудит действий пользователя в операционной системе, его обращения к файлам, запуск программ и т.п.

Механизмы защиты от угроз нарушения целостности состоят из двух частей – механизмы контроля целостности и механизмы восстановления. Угрозы нарушения целостности существуют на всех уровнях информационной системы:

- угрозы целостности (достоверности) информации;
- угрозы целостности носителя информации (уничтожение носителя и хранящейся на нем информации);
- угрозы целостности исполняемых файлов;
- угрозы целостности программной среды (запуск несанкционированных приложений) [12];
- угрозы целостности аппаратной конфигурации информационной системы;
- угрозы целостности защищаемого помещения, здания, прилегающей территории (проникновение нарушителя);
- угрозы отключения средств защиты;
- угрозы изменения настроек средств защиты и т.д.

Таким образом, в работе приведены основные требования к описанию структуры системы защиты информации. Структура СЗИ должна быть формализована таким образом, чтобы была возможность оценки достаточности комплекса средств защиты и нормативных документов, используемых в ней.

Формальное описание структуры СЗИ должно опираться на несколько моделей:

- модель системы документооборота;
- модель информационной системы;
- модель угроз информации и информационной системе;
- модель угроз средствам защиты информации.

Модель системы документооборота позволит определить, в рамках каких сред циркулирует информация в информационной системе, а также объекты и субъектов, которым разрешено хранение, обработка и передача информации.

Модель информационной системы позволит учесть типы каналов передачи информации и многоуровневость зон работы с информацией, определив необходимое количество рубежей защиты.

Модель угроз информации должна включать весь возможный перечень угроз, для каждой из которых будут определены методы и средства защиты в рамках каждой среды.

Модель угроз средствам защиты позволит учитывать в структуре системы защиты мероприятия, необходимые для обеспечения непрерывной работы СЗИ.

При этом структура СЗИ должна быть основана на едином описании программно-технического и нормативного элемента системы защиты, позволяя комплексно оценить качество защиты от каждой угрозы.

Работа выполнена в рамках проекта 7.701.2011 (проект 1/12) при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### *Литература*

1. ГОСТ Р 50922–2006. Защита информации. Основные термины и определения. – Введ. 2008-02-01. – М.: Стандартинформ, 2008. – 12 с.

2. ГОСТ Р 53114–2008. Защита информации. Обеспечение информационной безопасности в организации. Основные термины и определения. – Введ. 2009-09-30. – М.: Стандартинформ, 2009. – 20 с.
3. Джоган В.А. Особенности синтеза системы показателей эффективности защиты информации в компьютерных системах / В.А. Джоган, А.П. Курило, Н.С. Шимон // Безопасность информационных технологий. – 2011. – №4. – С. 170–175.
4. Отавин А.Д. Интеграционный подход к построению защищенных распределенных вычислительных систем: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – СПб., 2001. – 18 с.
5. Основы информационной безопасности: учеб. пособие для вузов / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, Е.Б. Белов, В.П. Лось. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 389 с.
6. Конев А.А. Подход к построению модели угроз защищаемой информации // Доклады ТУСУРа. – 2012. – №1 (25), ч. 2. – С. 34–39.
7. СТО БР ИББС-1.0-2010. Обеспечение информационной безопасности организаций банковской системы Российской Федерации. Общие положения. – Банк России. – Введ. 2010-06-21 [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://cbr.ru/credit/Gubzi\\_docs/st-10-10.pdf](http://cbr.ru/credit/Gubzi_docs/st-10-10.pdf), свободный (дата обращения: 25.05.2013).
8. Зайцев А.П. Технические средства и методы защиты информации: учебник для вузов / А.П. Зайцев, А.А. Шелупанов. – 7-е изд. испр. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 442 с.
9. Встраивание криптографических функций в систему связи с ограниченными ресурсами / С.К. Росошек, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, С.С. Бондарчук // Вопросы защиты информации. – 2004. – № 2. – С. 22–25.
10. Филькин К.Н. Информационно-управляющая система поддержки принятия решений при управлении информационной безопасностью территориально распределенной организацией / К.Н. Филькин, С.Н. Филькин, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 83–86.
11. Зыков Д.Д. Проблема информационной безопасности производства нанoeлектроники / Д.Д. Зыков, Р.В. Мещеряков, С.С. Бондарчук // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 1. – С. 93–94.
12. Принципы моделирования механизмов воздействия вредоносных программ на защищенные информационные системы в интересах оценки угроз их безопасности / О.С. Авсентьев, В.В. Александров, Г.И. Рябинин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2 (18), ч. 1. – С. 135–136.
13. Исхаков С.Ю. Разработка методического и программного обеспечения для мониторинга работы локальных сетей / С.Ю. Исхаков, А.А. Шелупанов // Телекоммуникации. – 2013. – № 6. – С. 16–20.

---

**Конев Антон Александрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: [kaal@kibevs.tusur.ru](mailto:kaal@kibevs.tusur.ru)

**Давыдова Елена Михайловна**

Канд. техн. наук, доцент каф. КИБЭВС  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: [dem@kibevs.tusur.ru](mailto:dem@kibevs.tusur.ru)

Konev A.A., Davydova E.M.

**Approach to structuring information security systems**

This paper describes an approach to structuring information security systems. This approach is based on the analysis of information security from the perspective of its effectiveness. Effectiveness in this case refers to the presence of complex defense line from each threat for every element of the information system.

**Keywords:** information security, security system, multi-level information system.

УДК 004.056.53

С.В. Кирсанов

## Метод оценки угроз информационной безопасности АСУ ТП газовой отрасли

Предложен метод оценки угроз информационной безопасности в автоматизированных системах управления технологическим процессом (АСУ ТП) газовой отрасли на основе международных стандартов, его роль в процессе оценивания рисков безопасности и способ применения. Выделены источники угроз для АСУ ТП газотранспортных предприятий. Предложено применение для оценки угроз адаптированного для АСУ ТП стандарта системы оценки уязвимостей CVSS. Приведен положительный пример применения описанного метода на примере ООО «Газпром трансгаз Томск».

**Ключевые слова:** автоматизированная система управления технологическим процессом, информационная безопасность, уровень безопасности.

**Актуальность проблемы.** Для крупных промышленных объектов с повышенной техногенной опасностью, к которым относятся в том числе и объекты магистральных газопроводов, важнейшим является требование повышенной надежности систем автоматизации, поскольку в данном случае недопустимы даже мелкие аварии из-за возможного значительного экологического и материального ущерба. Следовательно, решения, направленные на выполнение этого требования, имеют наивысший приоритет как при выборе программно-аппаратных средств, так и при выборе методов управления, используемых на всех уровнях автоматизации. Автоматизация управления объектами газоснабжения, в частности автоматизация управления технологическими процессами газотранспортных предприятий, как любая другая, несет угрозу реализации деструктивного воздействия на информационную и телекоммуникационную инфраструктуры со стороны злоумышленников. При проведении любых работ по автоматизации деятельности предприятий немаловажным и заслуживающим особого внимания является вопрос обеспечения информационной безопасности (ИБ) автоматизированных систем управления. Поддерживание приемлемого уровня ИБ автоматизированных систем – процесс перманентный, это связано с постоянным появлением новых уязвимостей и угроз или модернизацией существующих систем. При этом возникает необходимость оценить и классифицировать угрозы ИБ АСУ ТП для принятия дальнейших защитных мер.

**Угрозы ИБ АСУ ТП.** Под угрозами ИБ АСУ ТП понимается возможность возникновения такого явления или события, следствием которого могут быть негативные воздействия на информацию, обрабатываемую в АСУ ТП.

В качестве базовых негативных воздействий на информацию рассматривается нарушение следующих свойств обрабатываемой в АСУ ТП информации:

- конфиденциальность информации;
- целостность информации;
- доступность информации.

Угрозы ИБ используют уязвимости компонентов АСУ ТП для реализации негативных воздействий на информацию, обрабатываемую в АСУ ТП. Одна угроза ИБ или группа угроз ИБ могут использовать одну уязвимость или группу уязвимостей.

Под источником угроз ИБ понимается непосредственный исполнитель угрозы ИБ в плане ее негативного воздействия на информацию [1, 7, 8, 10]. Все источники угроз ИБ классифицируются следующим образом:

- по отношению к АСУ ТП: на внутренние и внешние;
- по происхождению: на естественные (стихийные и техногенные) и антропогенные.

Список возможных источников угроз ИБ АСУ ТП представлен в табл. 1.

Существует много методов оценки угроз ИБ информационных систем, но немногие из них применимы для АСУ ТП ввиду того, что системы АСУ ТП состоят из большого количества взаимосвязей от простейших датчиков и механизмов до систем верхнего уровня (систем диспетчерского

управления и сбора данных (аббр. от англ. Supervisory Control And Data Acquisition – SCADA-система) [2]. Поэтому, чтобы выполнить оценку угроз ИБ АСУ ТП, необходимо проводить адаптацию существующих методов [9].

Таблица 1

## Источники угроз ИБ АСУ ТП

Источники угроз ИБ	Акроним	Наименование источника угроз ИБ
Внутренние антропогенные	ПЕР	Вспомогательный персонал
	ТЕХ	Инженерно-технический персонал
	ПОЛ	Пользователи АСУ ТП
	РАЗ	Разработчики компонентов АСУ ТП
	АДМ	Администраторы (системные, сетевые), ответственный за обеспечение ИБ
	РУК	Руководители (отделов, отделений, лабораторий)
Внешние антропогенные	ПОС	Посетители (клиенты, партнеры, подрядчики, аудиторы и др.)
	ОБС	Обслуживающие организации
	УВС	Уволенные сотрудники
	ВНЕШ	Внешние злоумышленники (конкуренты, криминал)
Внутренние техногенные	ВНУТ	Количественная или качественная недостаточность компонентов АСУ ТП (аппаратные средства, программные средства, инженерно-технические средства)
Внешние техногенные	ВНЕТ	Внешний техногенный источник угроз (энергетические сети, инженерные сети, средства связи, транспорт)
Стихийные	СТХ	Стихийный источник угроз (наводнение, ураган, землетрясение, климатические явления)

Для составления перечня возможных угроз ИБ используется каталог угроз, приведенный в стандарте по анализу и управлению рисками ИБ CRAMM версии 5.1 (CCTA Risk Analysis and Management Method) [3].

Угрозы ИБ используют уязвимости для реализации негативных воздействий на ресурсы АСУ ТП. Возможность реализации угрозы ИБ и степень воздействия на ресурсы АСУ ТП определяют уровень угрозы ИБ – степень критичности для газотранспортных предприятий.

Для определения уровня угрозы ИБ применим адаптированный для оценки угроз стандарт системы оценки уязвимостей CVSS [4–6, 10].

Каждой угрозе ИБ присваивается уровень влияния (Impact), характеризующий степень воздействия угрозы ИБ на конфиденциальность, целостность и доступность информации, обрабатываемой в АСУ ТП. Каждая угроза ИБ характеризуется возможностью реализации (Exploitability).

Уровень влияния и возможность реализации задают базовый уровень угрозы ИБ (BS – Base Score). Расчет базового уровня угрозы ИБ осуществляется по следующей формуле:

$$BS = ((0,6 * Impact) + (0,4 * Exploitability)) - 1,5 * f(Impact), \quad (1)$$

где результат округляется с точностью до десятых.

Уровень влияния угрозы ИБ рассчитывается по следующей формуле:

$$Impact = 10,41 * (1 - (1 - Conf Impact) * (1 - Integ Impact) * (1 - Avail Impact)), \quad (2)$$

где результат округляется с точностью до десятых.

Возможность реализации угрозы ИБ рассчитывается по следующей формуле:

$$Exploitability = 20 * AccessVector * AccessComplexity * Authentication, \quad (3)$$

где результат округляется с точностью до десятых.

В табл. 2 приведены параметры, используемые для расчета базового уровня угроз ИБ АСУ ТП газотранспортных предприятий.

Уровень угрозы ИБ АСУ ТП принимает следующие значения:

- низкий, если базовый уровень угрозы ИБ меньше 4;
- средний, если базовый уровень угрозы ИБ находится в диапазоне от 4 до 6,9;
- высокий, если базовый уровень угрозы ИБ находится в диапазоне от 7 до 9,9;
- критический, если базовый уровень угрозы ИБ равен 10.

Параметры формулы базового уровня угроз ИБ АСУ ТП

Параметр	Значение
f(Impact)	Характеризует актуальность угрозы ИБ и принимает следующие значения: 0 – если Impact = 0; 1,176 – если Impact ≠ 0
ConfImpact	Confidentiality Impact – влияние на конфиденциальность. Определяет степень воздействия угрозы ИБ на конфиденциальность информации АСУ ТП и может принимать следующие значения: 0 – угроза ИБ не влияет на конфиденциальность; 0,275 – при определенных условиях угроза ИБ влияет на конфиденциальность; 0,66 – угроза ИБ влияет на конфиденциальность
IntegImpact	Integrity Impact – влияние на целостность. Определяет степень воздействия угрозы ИБ на целостность информации АСУ ТП и может принимать следующие значения: 0 – угроза ИБ не влияет на целостность; 0,275 – при определенных условиях угроза ИБ влияет на целостность; 0,66 – угроза ИБ влияет на целостность
AvailImpact	Availability Impact – влияние на доступность. Определяет степень воздействия угрозы ИБ на доступность информации АСУ ТП и может принимать следующие значения: 0 – угроза ИБ не влияет на доступность; 0,275 – при определенных условиях угроза ИБ влияет на доступность; 0,66 – угроза ИБ влияет на доступность
Access-Vector	Вектор доступа. Определяет отношение источника угрозы к компонентам АСУ ТП и может принимать следующие значения: 0,395 – угроза ИБ может быть реализована при наличии локального (либо физического) доступа к компонентам АСУ ТП; 0,46 – угроза ИБ может быть реализована из сети передачи данных (СПД) газотранспортного предприятия (либо угроза может быть реализована внутри территории предприятия); 1 – угроза может быть реализована из внешних по отношению к СПД предприятия сетей (угроза может быть реализована вне территории предприятия)
Access-Complexity	Сложность доступа и реализации угрозы. Характеризует наличие контрмер угрозам ИБ АСУ ТП и может принимать следующие значения: 0,35 – существующие контрмеры значительно затрудняют реализацию угрозы ИБ АСУ ТП; 0,61 – существующие контрмеры недостаточны для противодействия угрозе ИБ АСУ ТП; 0,71 – контрмеры отсутствуют
Authentication	Аутентификация. Определяет права доступа источника угрозы, необходимые для реализации угрозы ИБ, и может принимать следующие значения: 0,45 – угроза может быть реализована при постоянном доступе к АСУ ТП (либо источник угрозы является компонентом АСУ ТП); 0,56 – угроза может быть реализована при временном (однократном) доступе (либо источник угрозы поддерживает функционирование АСУ ТП); 0,704 – угроза реализуется при отсутствии санкционированного доступа (источник угрозы не принадлежит предприятию)

Проведя анализ полученных результатов организационно-административного и технического обеспечения АСУ ТП по описанному выше методу, можно выявить, существуют ли противоречия между сложностью решаемых задач, высоким уровнем угроз и требований ИБ к АСУ ТП, с одной стороны, и существующим уровнем защищенности АСУ ТП, отсутствием комплексных решений в области построения системы защиты информации и наличием ограничений существующей АСУ ТП – с другой стороны.

Применение описанного метода оценки угроз ИБ АСУ ТП осуществлено при проектировании подсистемы обеспечения информационной безопасности систем автоматизации магистральных га-

зопроводов на участке, входящем в эксплуатационную зону ответственности ООО «Газпром трансгаз Томск».

#### Литература

1. Котенко И.В. Методы оценивания уязвимостей: использование для анализа защищенности компьютерных систем / И.В. Котенко, Е.В. Дойникова // Защита информации. Инсайд. – СПб.: Изд. дом «Афина». – 2011. – № 4. – С. 74–81.
2. Нестеров А.Л. Проектирование АСУТП: метод. пособие. Кн. 1. – М.: ДЕАН, 2006. – 552 с.
3. CSTA Risk Analysis and Management Method [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.camm.com/capabilities/risk.htm](http://www.camm.com/capabilities/risk.htm), свободный (дата обращения: 10.06.2013).
4. Котенко И.В. Система оценки уязвимостей CVSS и ее использование для анализа защищенности компьютерных систем/ И.В. Котенко, Е.В. Дойникова // Защита информации. Инсайд. – СПб.: Изд. дом «Афина». – 2011. – № 5. – С. 54–60.
5. A Complete Guide to the Common Vulnerability Scoring System Version 2.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.first.org/cvss/cvss-guide.html>, свободный (дата обращения: 15.04.2013).
6. Астахов А.М. Искусство управления информационными рисками. – М.: ДМК-Пресс, 2010. – 312 с.
7. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.
8. Шелупанов А.А. Метод построения графа связи альтернатив с исходами и графа предпочтений в задаче принятия решений/ А.А. Шелупанов, Т.Ю. Зырянова // Вестник Тюмен. Гос. ун-та. – 2007. – № 5. – С. 101–106.
9. Епифанцев Б.Н. Conception of interconnecting security system for trunk pipelines against intended threats / Б.Н. Епифанцев, А.А. Шелупанов // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». – 2011. – № 1. – С. 20–34.
10. Миронова В.Г. Методология формирования угроз безопасности конфиденциальной информации в неопределенных условиях их возникновения / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Изв. Южного федерального университета. Технические науки. – 2012. – Т. 137, № 12. – С. 39–45.

---

#### Кирсанов Сергей Владимирович

Зам. нач. отд. информационной безопасности ООО «Газпром трансгаз Томск»

Тел.: 8 (383-2) 60-36-36

Эл. почта: [S.Kirsanov@gtt.gazprom.ru](mailto:S.Kirsanov@gtt.gazprom.ru)

Kirsanov S.V.

#### The method for assessment of information security threats for APCS of the gas industry

The method for assessment of information security threats for APCS of the gas industry based on international standards, the role of this method in assessment process of security risks and its applying are suggested. The sources of information security threats for APCS of the gas transmission companies are identified. The applying of adapted standard of Common Vulnerability Scoring System (CVSS) for assessment of information security threats is suggested. And the positive example of using this method in Gazprom transgaz Tomsk LLC. is described.

**Keywords:** automated process control system (APCS), information security, security level.

УДК 004.056.53

С.В. Кирсанов

## Защита информационной технологии удаленного управления объектами газотранспортной системы

Предложен общий методологический подход организации защиты технологий удаленного управления объектами газотранспортной системы (ГТС), а также влияние внедрения технологии удаленного управления на информационную безопасность газотранспортного предприятия. Приведена модель автоматизированного предприятия. Сгруппированы основные функции процессов, влияющих на информационную безопасность и автоматизированную систему управления технологическим процессом.

**Ключевые слова:** автоматизированная система управления технологическим процессом, информационная безопасность, малолюдные технологии, удаленное управление.

**Актуальность проблемы.** Технологии удаленного управления в газовой отрасли также называют «малолюдными технологиями». Внедрение технологий удаленного управления объектами ГТС направлено на оптимизацию процессов хозяйственной деятельности и на повышение уровня безопасности технологических объектов.

Внедрение информационных технологий (процессы, методы поиска, сбора, хранения, обработки, предоставления, распространения информации и способы осуществления таких процессов и методов [1]) удаленного управления на предприятии позволяет решать широкий спектр задач, таких как:

- оптимизация финансовых, материальных и других видов затрат;
- централизация процессов управления;
- централизованный сбор и агрегация данных;
- визуализация технологических процессов;
- сокращение требований по наличию на местах высококвалифицированного персонала, необходимого для обеспечения процесса эксплуатации;
- уменьшение рисков возникновения и развития аварийных ситуаций.

«Малолюдные технологии» затрагивают решения в области автоматизации, информатизации и связи. Процессы внедрения направлены на модернизацию средств и систем автоматизации, информатизации и связи и осуществляются в рамках строительства новых объектов, а также реконструкции, модернизации, переоснащения и ремонта существующих введенных в эксплуатацию объектов.

Технологии удаленного управления интегрируются в автоматизированные системы управления технологическим процессом (АСУ ТП) и системы диспетчерского сбора информации и управления объектами газотранспортной системы.

Учитывая тот факт, что технологические объекты газотранспортных предприятий часто находятся на территории нескольких субъектов Российской Федерации и географически удалены от диспетчерской службы предприятия, можно утверждать, что задача удаленного диспетчерского мониторинга и управления объектами ГТС становится особо актуальной и значимой.

Существует два подхода к решению задачи удаленного управления:

- внедрение отдельных проектных решений связи, автоматизации и информатизации, направленных на реализацию поставленной задачи;
- внедрение на базе существующей технологической, информационной и телекоммуникационной инфраструктуры готовых решений и информационных технологий (ИТ) удаленного управления.

Первый вариант трудоемок, долгосрочен и требует больших финансовых затрат, а для реализации второго необходимо провести исследование, апробирование, испытания информационных технологий в готовом исполнении, доступных на момент начала решения задачи.

**Обеспечение информационной безопасности.** Для безопасного удаленного управления объектами газотранспортной системы необходимо разработать и провести комплекс мероприятий по информационной безопасности (ИБ) [4–7].

Сфера задач, решаемых в рамках обеспечения ИБ при внедрении технологий удаленного управления в АСУ ТП, смещается от традиционного обеспечения конфиденциальности в сторону обеспечения целостности, доступности, безотказности и других важных свойств газотранспортных систем. Это объясняется тем, что информация в АСУ ТП представлена в виде потоков данных (информация, представленная в виде, пригодном для обработки автоматическими средствами при возможном участии человека [2]), которые обрабатываются в системах в виде и объеме, не подпадающем под определение конфиденциальной информации. Потоки данных в системах автоматизации сводятся, обрабатываются и передаются в иерархически вышестоящие информационные системы. И в результате лишь малую часть сведенных данных можно отнести к информации, подпадающей под определение конфиденциальности [8, 9]. Такие сведения в большинстве случаев накапливаются и обрабатываются уже на совершенно ином инфраструктурном уровне информационных систем (совокупность содержащейся в базах данных информации и обеспечивающих ее обработку информационных технологий и технических средств [1]), не связанном с АСУ ТП (как правило, с участием человека) [3], что соответствует согласно приведенной на рис. 1 модели автоматизированного предприятия.



Рис. 1. Модель автоматизированного предприятия

При разработке мероприятий ИБ необходимо учитывать то, что угрозы безопасности появляются и становятся актуальными всегда, когда в информационной системе возникает возможность реализации неблагоприятных или опасных условий, способных повлиять на ее работоспособность.

Информационные технологии в готовом исполнении, являющиеся неотъемлемой частью любой информационной системы, с точки зрения информационной безопасности – это объекты, требующие внимательного изучения и анализа [10, 11].

Для систем АСУ ТП можно выделить две группы угроз безопасности, которые при их реализации могут повлиять на безопасность объектов газотранспортной системы (рис. 2):

- угрозы несанкционированного доступа;
- угрозы несанкционированного воздействия.

Другая важная составляющая часть, которую необходимо учитывать при разработке мероприятий защиты, – это риски информационной безопасности, определяющие возможность реализации угроз безопасности. В отличие от угроз риски возникают, растут или



Рис. 2. Модель угроз безопасности

уменьшаются по мере проявления тех или иных скрытых факторов (внутренних или внешних) и изменений в условиях функционирования информационной системы.

Деятельность по обеспечению ИБ направлена на снижение уровня рисков ИБ и недопущение возможностей реализации угроз безопасности для информационных систем ГТС. Вышеописанные цели обеспечения ИБ достигаются решением различных групп задач:

- защита информационных ресурсов (уровень частных задач);
- защита информационных технологий (уровень общих инфраструктурных задач);
- защита информационных систем (уровень групповых задач).

Для решения задач защиты необходимо выделить в составе исследуемых систем и технологий объекты защиты. Проведя анализ структуры комплексов АСУ ТП и систем диспетчерского управления, можно выделить перечень объектов защиты:

- 1) в информационных системах: информационные технологии хранения и обработки информации (общесистемное и прикладное программное обеспечение (ПО), информационные технологии удаленного управления объектом информатизации (специализированное ПО);
- 2) в системах связи: средства связи локальных вычислительных сетей и региональной сети передачи данных (далее – ЛВС и РСПД);
- 3) в системах автоматизации: объекты информатизации комплексов АСУ ТП, информационные системы, системы связи.

При интеграции информационных технологий удаленного управления в состав систем комплекса АСУ ТП актуальными становятся угрозы несанкционированного воздействия на системы автоматизации и входящие в их состав компоненты. Перечислим следующие подсистемы и компоненты интегрированной системы удаленного управления объектом ГТС:

- 1) на уровне АСУ ТП: объекты информатизации комплекса АСУ ТП, объекты ГТС, объекты информатизации центральной системы диспетчерского управления;
- 2) на уровне информационных систем диспетчерского управления: система диспетчерского управления технологическим процессом объекта ГТС (в составе комплекса АСУ ТП), центральная система диспетчерского управления;
- 3) на уровне средств и систем связи: ЛВС АСУ ТП, ЛВС Центральной диспетчерской службы, РСПД;
- 4) на уровне информационных технологий: специализированное ПО удаленного управления объектами информатизации;
- 5) на уровне информационных потоков: поток данных, содержащий визуальную информацию объекта удаленного управления и информацию о передаваемых на удаленный объект управляющих воздействий.

Реализация угроз несанкционированного воздействия на системы автоматизации и входящие в их состав компоненты может привести к нарушению режима функционирования или сбою в технологическом процессе.

В рассматриваемых условиях информационные ресурсы – это потоки данных, содержащие информацию о состоянии объектов газотранспортной системы. Системы диспетчерского управления устроены таким образом, что вся необходимая для диспетчерского управления информация поступает и визуализируется на автоматизированном рабочем месте (АРМ) диспетчера.

Защита информационных ресурсов в АСУ ТП достигается путем ограничения физического и логического доступа к средствам управления объектами ГТС [12–16].

При этом, проводя анализ целей, задач и ролей подразделений, ответственных за обеспечение информационной безопасности и автоматизации производственной деятельности, указывает на множество функций, сгруппировав которые, можно сформировать типовые для этих подразделений процессы:

- организация и обеспечение производственных объектов и технологических процессов средствами автоматизации, телемеханизации, пожарной безопасности и прочими средствами АСУ ТП;
- организация и обеспечение состояния защищенности интересов, ресурсов и объектов производства основных процессов газотранспортного предприятия.

Вышеописанные процессы можно выразить в виде функций:

–  $V(bp1, bp2, \dots, Ib, Ap, Z, Pr, \dots, bpn)$  – основной процесс газотранспортного предприятия;

–  $V(bp1, bp2, \dots, Ib, Ap, Z, Pr, \dots, bpn) = \sum_{i=1}^n Bpi + Ap + Ib - Z - Pr - Rp$  ;

- $Ib(p1, p2, p3, \dots, pn)$  – процесс ИБ;
- $Ap(p1, p2, p3, \dots, pm)$  – процесс АСУ ТП;
- $Z(c1, c2, \dots, cn)$  – цели и задачи злоумышленника;
- $Pr(c1, c2, c3, \dots, cm)$  – прогресс ИТ, ИБ, АСУ ТП, тенденции и развитие, требования свыше;
- $Rp(p1, p2, p3, \dots, pk)$  – расходы на ведение бизнеса.

Задача предприятий состоит в достижении максимума значения функции:  $\max B(bp1, bp2, \dots, Ib, Ap, Z, Pr, \dots, bpn)$ .

В алгоритме расчета функции  $B$  функция  $Ap$  вносит вклад больше, чем функция  $Ib$ :  $Ap(p1, p2, p3, \dots, pm) \geq Ib(p1, p2, p3, \dots, pn)$ . Это связано с тем, что функция  $Ap$  максимизирует и оптимизирует работу технологических процессов, а функция  $Ib$  минимизирует риски и затраты функции  $B$ . Это продолжается до тех пор, пока вклад функции  $Z$  не внесет свои коррективы в алгоритм расчета значений функции  $B$ ,  $Z(c1, c2, \dots, cn) \geq Ap + Pr + \sum_1^k Bp$ , либо до тех пор, пока себя не проявит

функция  $Pr(c1, c2, c3, \dots, cm) \geq Ap + Pr + \sum_1^k Bp$ . В данном случае коррективами могут быть планы на

развитие, внедрение «малолюдных технологий» на других объектах, организация централизованного управления объектами производства, увеличение территории ответственности.

**Заключение.** В сфере информационных технологий основополагающим фактором, способным оказывать влияние на ИБ, является то, что в программном обеспечении существуют ошибки, наличие которых приводит к появлению в вычислительной системе возможности нарушения целостности ПО или изменения режима функционирования системы. Описанное явление становится уязвимостью для любой вычислительной системы, где используется это программное обеспечение.

При организации защиты информационных систем необходимо учитывать протекающие в системе информационные потоки, а также структуру взаимосвязи объектов автоматизации, связи и информатизации. Необходимо рассмотреть и изучить все компоненты информационной системы, выявить критически важные информационные процессы и компоненты системы, в которых реализация угроз безопасности может повлиять на структурную целостность и способность системы исполнять свои функции.

#### Литература

1. Федеральный закон от 27.07.2006 № 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://base.consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=doc;base=LAW;n=147341>, свободный (дата обращения: 10.06.2013).
2. ГОСТ 15971–90 «Системы обработки информации. Термины и определения» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vashdom.ru/gost/15971-90/>, свободный (дата обращения: 10.06.2013).
3. Нестеров А.Л. Проектирование АСУТП: метод. пособие. – Кн. 1. – М.: ДЕАН, 2006. – 552 с.
4. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.
5. Оценка рисков информационной безопасности телекоммуникационной системы / А.А. Кускова, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков, С.С. Ерохин // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2009. – № 13. – С. 90–92.
6. Миронова В.Г. Методология формирования угроз безопасности конфиденциальной информации в неопределенных условиях их возникновения / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Изв. Южного федерального ун-та. Технические науки. – 2012. – Т. 137, № 12. – С. 39–45.
7. Епифанцев Б.Н. Conception of interconnecting security system for trunk pipelines against intended threats / Б.Н. Епифанцев, А.А. Шелупанов // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». – 2011. – № 1. – С. 20–34.
8. Миронова В.Г. Модель нарушителя безопасности конфиденциальной информации / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1. – С. 28–35.

9. Автоматизированная система предпроектного обследования информационной системы персональных данных «Аист-П» / А.А. Шелупанов, В.Г. Миронова, С.С. Ерохин, А.А. Мицель // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1-1. – С. 14–22.
10. Исхаков С.Ю. Разработка методического и программного обеспечения для мониторинга работы локальных сетей / С.Ю. Исхаков, А.А. Шелупанов // Телекоммуникации. – 2013. – № 6. – С. 16–20.
11. Крайнов А.Ю. Модель надежности передачи информации в защищенной распределенной телекоммуникационной сети / Ю.А. Крайнов, А.А. Шелупанов // Изв. Том. политех. ун-та. – 2008. – Т. 313, № 5. – С. 60–63.
12. Сабанов А.Г. Требования к системам аутентификации по уровням строгости / А.Г. Сабанов, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков // Ползуновский вестник. – 2012. – № 2–1. – С. 61–67.
13. Миронова В.Г. Реализация модели Take-Grant как представление систем разграничения доступа в помещениях / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов, Н.Т. Югов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2–3. – С. 206–210.
14. Мещеряков Р.В. Характеристики надежности распределенных криптографических информационно-телекоммуникационных систем с ограниченными ресурсами / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, Т.Ю. Зырянова // Вычислительные технологии. – 2007. – Т. 12, спец. выпуск 1. – С. 62–67.
15. Встраивание криптографических функций в систему связи с ограниченными ресурсами / С.К. Росошек, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, С.С. Бондарчук // Вопросы защиты информации. – 2004. – № 2. – С. 22–25.
16. Технология прямого поиска при решении задач прикладной математики / В.А. Архипов, С.С. Бондарчук, И.Г. Боровской, А.А. Шелупанов // Вычислительные технологии. – 1995. – Т. 4, № 10. – С. 19.

---

**Кирсанов Сергей Владимирович**

Зам. нач. отд. информационной безопасности  
ООО «Газпром трансгаз Томск»  
Тел.: 8 (383-2) 60-36-36  
Эл. почта: S.Kirsanov@gtt.gazprom.ru

Kirsanov S.V.

**The protection of information technology of remote control by objects of the gas transmission system**

The common methodological approach to protection organization of the technology of remote control by objects of the gas transmission system and influence of introduction the technology of remote control on information security of the gas transmission company are suggested at this article. The model of automatized company is described. The basic functions of the processes affecting the information security and the automated process control system are grouped.

**Keywords:** automated process control system (APCS), information security, minimally-manned operations, remote control.

УДК 681.3.06

К.В. Хоанг, А.Ф. Тузовский

## Решения основных задач в разработке программы поддержки безопасности работы с семантическими базами данных

Рассматриваются вопросы обеспечения безопасности информационных систем. Поставлена задача поддержки безопасности работы с семантическими базами данных. Описаны предлагаемые алгоритмы их решения.

**Ключевые слова:** семантические данные, онтология, алгоритм, программа.

Информационные базы данных широко применяются в самых разных областях человеческой деятельности, таких как военная, коммерческая, банковская и научная. Очевидно, что информация, хранящаяся в этих базах данных (БД), должна быть надёжно защищена от доступа лиц, не имеющих права на работу с ней.

Одним из современных направлений развития информационных технологий является переход к работе с семантикой информации и создание семантических БД [1]. Основным преимуществом семантических БД является то, что на основе их содержания могут выполняться логические выводы (ЛВ), позволяющие получить новую информацию, которая непосредственно в них не содержится.

Так как создание и использование семантических БД и их практическое применение начались недавно, то вопрос обеспечения их безопасности решен ещё не в полной мере. В связи с этим актуальным является разработка методов и алгоритмов, позволяющих поддерживать безопасность работы пользователей с семантическими БД. Целью данной статьи как раз и является решение таких задач.

**Постановка задачи.** В настоящее время разработаны классические подходы (политики) обеспечения безопасности баз данных, такие, как дискреционная, мандатная и политика ролевого разграничения доступа [2].

Дискреционная политика безопасности (DAC – discretionary access control) основывается на дискреционном (необязательном, выполняемом по усмотрению программы) управлении доступом и определяется следующими двумя свойствами: все субъекты и объекты идентифицируются; права доступа субъектов к объектам системы определяются на основании некоторых внешних по отношению к системе правил.

Мандатная политика безопасности (MAC – mandatory access control) основывается на мандатном (принудительном) разграничении доступа, определяющемся четырьмя условиями: все субъекты и объекты системы идентифицируются; задается решетка уровней безопасности информации; каждому объекту системы присваивается уровень безопасности, определяющий важность содержащейся в нем информации; каждому субъекту системы присваивается уровень доступа, определяющий уровень доверия к нему в компьютерной системе.

Для политики доступа MAC задача проверки безопасности является алгоритмически разрешённой. Кроме того, по сравнению с политикой DAC, мандатная политика имеет более высокую степень надёжности. Правила данной политики являются более простыми и понятными для разработчиков и пользователей, что также положительно влияет на уровень безопасности системы.

Политика ролевого разграничения доступа (RBAC – Role-based access control) является развитием политики DAC. В политике RBAC права доступа субъектов системы на объекты группируются с учётом специфики их применения, образуя роли. Задание ролей позволяет определить более чёткие и понятные для пользователей компьютерной системы правила разграничения доступа. RBAC позволяет реализовать гибкие, изменяющиеся динамически в процессе функционирования компьютерной системы правила разграничения доступа. С другой стороны, реализация систем с политикой безопасности данного типа довольно сложна и требует значительных ресурсов компьютерной системы, а также она может быть реализована с использованием политики MAC.

Модели DAC и MAC имеют одно фундаментальное отличие от модели RBAC, заключающееся в том, что первые две модели заранее определяют политику безопасности системы и позволяют её

настраивать для каждой конкретной ситуации. А модель RBAC не предопределяет политику безопасности, а позволяет её настроить так, как это требуется организации. Такая настройка производится в два этапа: настройка политики безопасности системы и определение прав доступа для субъектов и объектов в системе.

Из вышесказанного можно сделать вывод о том, что применение политики MAC путём использования меток безопасности для контроля базы данных, описывающей содержимое конкретной области и имеющей определённую структуру, позволяет реализовать простым способом безопасность доступа не менее надёжную, чем политики DAC и RBAC.

В связи с этим для контроля доступа пользователей  $U$  при работе с семантическими БД предлагается использовать политику MAC. В соответствии с этой моделью предполагается, что в семантических данных каждому элементу онтологической модели (онтологии) и содержащимся в ней утверждениям задаются уровни безопасности, значения которых выбираются из множества меток, например, таких как открытый ( $L=1$ ), конфиденциальный ( $L=2$ ), секретный ( $L=3$ ), сверхсекретный ( $L=4$ ). Пример размеченной онтологии показан на рис. 1.

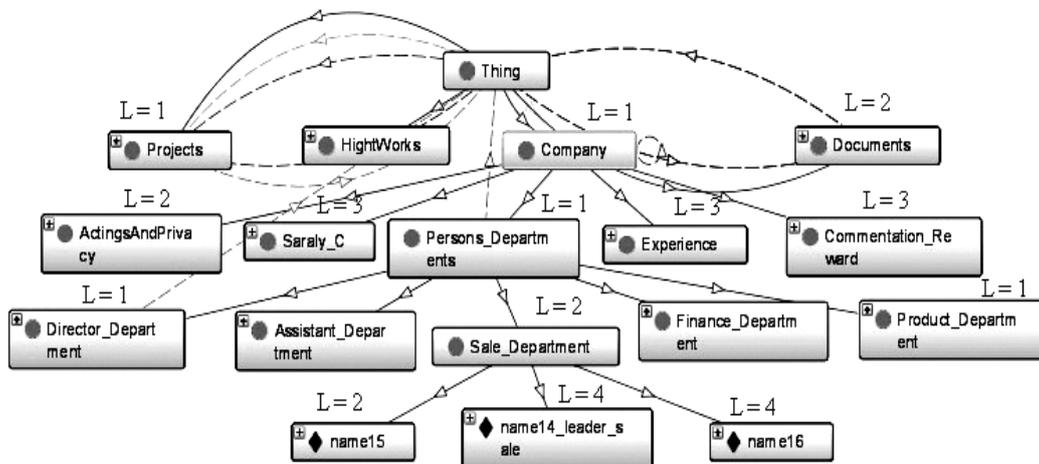


Рис. 1. Пример онтологии с уровнями безопасности

Всем пользователям семантической БД также задается доступный им уровень безопасности  $L_u$ . Сущность использования MAC для обеспечения безопасности работы с семантическими БД заключается в сравнении уровней доступа пользователей  $L_u$  с уровнями безопасности  $L$  элементов, таких как классы (понятия), свойства, атрибуты, индивидуумы (экземпляры) онтологии [3] или RDF-триплетов [4] (RDF – resource description framework) в БД. Из этого следует, что для всех элементов семантической БД требуется задавать согласованные уровни безопасности, что требует создания специальных алгоритмов.

Кроме этого, пользователи семантической БД могут применять различные логические правила (ЛП), описанные с помощью языка RIF (RIF – rule interchange format) [5]. А это может привести к тому, что они получают возможность вывода данных, превышающих заданный им уровень доступа. В связи с этим возникает проблема выявления ситуаций, в которых получаемые логические выводы будут нарушать заданные пользователям уровни доступа. Для решения данной проблемы требуется разработать алгоритмы контроля выполнения логических выводов в семантических данных.

Таким образом, для обеспечения безопасности работы пользователей с семантическими данными требуется разработать методы определения уровней безопасности всех элементов онтологии и методы контроля возможности получения пользователями недопустимых логических выводов.

**Определение значений уровней безопасности элементов в семантической БД.** Семантическая БД состоит из онтологий  $O$  и множества RDF-триплетов. Основными элементами онтологии являются понятия, атрибуты, отношения и индивидуумы. Построение алгоритмов, позволяющих определять уровни безопасности  $L_a$  элементов  $K_a$  онтологии  $O$ , должно основываться на следующих принципах:

- в онтологиях нет элементов, не имеющих уровней безопасности;
- если элементу  $K_a$  не создан начальный уровень безопасности  $L_a$ , то его уровень безопасности равен нулю, т.е.  $L_a = 0$ ;

- уровень безопасности  $L_a$  подкласса  $K_a$  должен быть больше или равен уровню безопасности  $L_b$  суперкласса  $K_b$ , т.е.  $L_a \geq L_b$ ;
- уровень безопасности  $L_a$  объекта  $K_a$  должен быть больше или равен уровням безопасности  $L_b$  классов  $K_b$ , которым он принадлежит;
- уровень безопасности  $L_a$  свойства  $K_a$  должен доминировать над уровнем безопасности  $L_b$  других свойств  $K_b$ , которым оно принадлежит;
- в зависимости от логических операций каждый индивидум может принадлежать нескольким классам, следовательно, ЛВ могут обладать некоторыми значениями уровней безопасности.

Общая схема данных алгоритмов показана на рис. 2.

Чтобы определить уровень безопасности класса онтологии, используется алгоритм, в схеме которого класс и его уровень безопасности обозначаются как  $K_a$  и  $L_a$ , а  $K_b$  и  $L_b$  используются для обозначения его суперклассов и их уровня безопасности.

В схеме алгоритма, использующегося для определения уровней безопасности свойств онтологии,  $K_a$  и  $L_a$  используются для обозначения свойства и его уровня безопасности, а свойство, которому  $K_a$  принадлежит, и его уровень безопасности обозначаются как  $K_b$  и  $L_b$ .

Для определения уровней безопасности индивидуумов онтологии может использоваться алгоритм, в схеме которого индивидуум и его уровень безопасности обозначаются как  $K_a$  и  $L_a$ , а класс, которому индивидуум  $K_a$  принадлежит, и его уровень безопасности обозначаются как  $K_b$  и  $L_b$ .

В результате использования описанных алгоритмов может быть определен уровень безопасности каждого понятия, свойства, атрибута и индивидуума.

В семантических БД элемент может принадлежать другим элементам или содержать другие элементы. В связи с этим операции разработанных алгоритмов для определения уровней безопасности всех элементов онтологий необходимо выполнять рекурсивно. Для выполнения таких рекурсивных операций может быть использован язык RIF. На рис. 3 показаны правила, описанные на языке RIF, позволяющие определить уровни безопасности всех классов онтологии.

$$\begin{aligned}
 & (?K_a \text{ rdf:type owl:Class}) \wedge \text{noValue} (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \rightarrow (?K_a \text{ ontology:Level } 0). \\
 & (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \wedge (?K_b \text{ ontology:Level } ?L_b) \wedge (?K_a \text{ rdfs:subClassOf } ?K_b) \wedge \\
 & \quad \text{greaterThan} (?L_b, ?L_a) \rightarrow \text{drop}(1) \wedge (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_b)
 \end{aligned}$$

Рис. 3. Определение уровня безопасности классов онтологии с использованием правил языка RIF

На рис. 4 показан метод определения уровней безопасности для всех свойств онтологии с помощью правил, описанных на языке RIF.

$$\begin{aligned}
 & (?K_a \text{ rdf:type owl:ObjectProperty}) \wedge \text{noValue} (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \rightarrow (?K_a \text{ ontology:Level } 0). \\
 & (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \wedge (?K_a \text{ rdfs:subPropertyOf } ?K_b) \wedge (?K_b \text{ ontology:Level } ?L_b) \wedge \\
 & \quad \text{greaterThan} (?L_b, ?L_a) \rightarrow \text{drop}(1) \wedge (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_b)
 \end{aligned}$$

Рис. 4. Определение уровней безопасности свойств онтологии с помощью языка RIF

На рис. 5 показан метод определения уровней безопасности для всех индивидуумов онтологии с помощью правил, описанных на языке RIF.

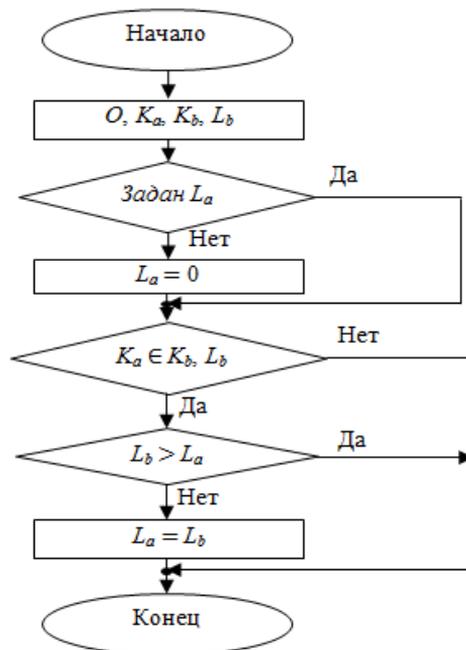


Рис. 2. Общая схема алгоритма для определения уровня безопасности элементов онтологий

$$\begin{aligned}
 & (?K_a \text{ rdf:type owl:NamedIndividual}) \wedge \text{noValue} (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \rightarrow (?K_a \text{ ontology:Level } 0). \\
 & (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_a) \wedge (?K_a \text{ rdf:type } ?K_b) \wedge (?K_b \text{ ontology:Level } ?L_b) \wedge \\
 & \text{greaterThan} (?L_b, ?L_a) \rightarrow \text{drop}(1) \wedge (?K_a \text{ ontology:Level } ?L_b)
 \end{aligned}$$

Рис. 5. Определение уровней безопасности индивидуумов с помощью языка RIF

С помощью созданных алгоритмов могут быть определены уровни безопасности всех элементов семантической БД в соответствии с формулой  $L = \text{MAX}\{L_s, L_p, L_o\}$  [6], где  $L_s$  – уровень безопасности субъекта;  $L_p$  – уровень безопасности отношения;  $L_o$  – уровень безопасности объекта.

При использовании мандатного разграничения доступа для обеспечения безопасности БД, если уровень доступа пользователя больше уровней безопасности RDF-триплетов, то он имеет доступ к данным триплетам и в соответствии со своими правами может выполнить разные операции над ними. В противном случае пользователь не может иметь доступа к триплетам и не может выполнять над ними каких-либо операций.

**Контроль получения логических выводов пользователями в семантических БД.** Семантическая БД – это множество простых RDF-утверждений вида  $(s, p, o)$ , где  $s$  – это субъект утверждения,  $o$  – объект,  $p$  – отношение между субъектом и объектом. В общем виде семантическая БД представляет собой RDF-граф  $Q$ , состоящий из множества вершин  $V$  (множество субъектов и объектов), множества рёбер  $P$  (множество отношений) и обозначается как  $Q = (V, P)$ .

Пользователь  $U$ , имеющий уровень доступа  $L_u$ , может отправлять запрос  $R$ , описанный на языке SPARQL (RDF Query Language), к БД для получения новой информации (новых триплетов).

Тогда видимым графом  $Q_s$  графа  $Q$  для пользователя  $U$  является граф, содержащий все триплеты, уровни безопасности которых меньше, чем  $L_u$  (пользователь имеет к ним доступ), где  $Q_s \subseteq Q$ . Аналогично, невидимым графом  $Q_h$  графа  $Q$  для пользователя  $U$  является граф, содержащий все триплеты, у которых уровни безопасности больше чем  $L_u$  (к которым пользователь не имеет права доступа), следовательно,  $Q_h = Q \setminus Q_s$ .

В семантических базах данных также содержится множество логических правил  $P = \{p_1, \dots, p_n\}$ , где  $p_i$  – логические правила, написанные на языке RIF, с помощью которых пользователь может выполнять логические выводы. Тогда логическим графом  $Q_s^l$  для пользователя  $U$  является результат применения  $P$  к видимому графу  $Q_s$ , и получено отношение  $Q_s \subseteq Q_s^l$ . Таким образом, множеством несанкционированных логических выводов для пользователя  $U$  является множество  $Q_t$ , элементами которых являются триплеты, которые находятся одновременно в  $Q_s^l$  и  $Q_h$ , следовательно,  $Q_t = Q_s^l \cap Q_h$ . Обнаружение нарушения ЛВ является процессом поиска всех связей, находящихся в невидимой части графа  $Q/Q_s$ .

Для контроля ЛВ, выполненных пользователем на запрос  $R$ , необходимо проверить, принадлежит ответ  $A$  на запрос  $R$  множеству  $Q_t$  или нет. Если  $A$  не находится в  $Q_t$ , то  $A$  является санкционированным ЛВ, их пользователь может получить. В противном случае если  $A$  находится в  $Q_t$ , то  $A$  является несанкционированным ЛВ, и пользователь не имеет права для получения данных результатов. В этом случае необходимо контролировать  $A$ . Это может быть выполнено следующим образом:

- определение всех триплетов  $T$ , использующихся в соответствующих ЛП, для получения  $A$ ;
- изменение уровней безопасности  $T$ , чтобы пользователь не мог использовать их в семантических правилах.

Алгоритм контроля ЛВ в семантических БД описан в [7]. С помощью данного алгоритма могут быть определены все безопасные и опасные связи. Только логические правила, имеющие связи и вершины, у которых уровни безопасности меньше  $L_u$ , могут выполняться пользователем, следова-

тельно, он сможет получать только логические выводы, принадлежащие  $Q_s$ , что будет гарантировать безопасность семантических БД.

**Апробация алгоритмов.** Все разработанные алгоритмы были программно реализованы для семантической БД Virtuoso. Были проведены эксперименты, которые показали, что пользователи могут посмотреть данные, выполнить разные операции над ними в зависимости от своих прав доступа и также получить логические выводы в семантических БД в соответствии со своими уровнями доступа. Более детально описание реализации и проверки алгоритмов приведено в [8].

**Заключение.** В данной статье выявлены основные задачи поддержки безопасности БД и разработаны методы их решения. Для контроля доступа пользователей к данным предложено использовать мандатную политику безопасности. Реализация данной политики основывается на разработанном алгоритме определения согласованных уровней безопасности всех элементов онтологии и RDF-триплетов семантических БД. Так как семантические БД в отличие от реляционной БД позволяют выполнять правила для получения логических выводов, то для обеспечения безопасности данных разработан алгоритм, с помощью которого пользователи могут получать только данные, имеющие уровни безопасности меньше уровней доступа пользователей.

Применение разработанных алгоритмов позволяет разработать программное обеспечение, поддерживающее безопасность работы пользователей с семантическими БД.

#### *Литература*

1. Семантические технологии [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ultimeta.ru/technologies/semantic.html>, свободный (дата обращения: 10.02.2012).
2. Девянин П.Н. Анализ безопасности управления доступом и информационными потоками в компьютерных системах. – М.: Радио и связь, 2006. – 176 с.
3. OWL web ontology Language [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/owl-features/>, свободный (дата обращения: 10.03.2012).
4. Resource description framework [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/RDF/>, свободный (дата обращения: 01.02.2012).
5. Rule interchange format [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/2001/sw/wiki/RIF>, свободный (дата обращения: 01.01.2013).
6. Алгоритмы для контроля доступа и модификации семантических данных // Электронные средства и системы управления. – 2012. – Т. 26, № 2. – С. 41–45.
7. Хоанг В.К. Метод контроля логических выводов в семантических базах данных // Научно-технический вестник Поволжья. – 2013. – № 1. – С. 281–286.
8. Хоанг В.К. Контроль логических выводов в семантических базах данных / В.К. Хоанг, А.Ф. Тузовский // Изв. Том. политех. ун-та. – 2012. – Т. 321, № 5. – С. 158–162.

---

#### **Хоанг Ван Куэт**

Аспирант кафедры оптимизации систем управления НИТПУ

Тел.: 8 (382-2) 42-14-85

Эл. почта: student8050@sibmail.com

#### **Тузовский Анатолий Фёдорович**

Д-р техн. наук, профессор каф. оптимизации систем управления Института кибернетики ТПУ

Тел.: 8 (382-2) 42-14-85

Эл. почта: tuzovskyaf@tpu.ru

Hoang Van Quyet, Tuzovskiy A.F.

#### **Resolution of the basic problems in the software development for security semantic knowledge databases**

This article discusses the importance of ensuring the security for semantic databases. The tasks in the software development for support the security of semantic database is supplied, the algorithms for resolution of these tasks are created.

**Keywords:** semantic database, ontology, algorithm, program.

УДК 519.25; 004.8

А.О. Шумская

## Выбор параметров для идентификации искусственно созданных текстов

Проведено исследование искусственных текстов в сравнении с естественными, на основе которых они были созданы. Определены численные текстовые характеристики, которые в большей степени изменяются при использовании методов искусственной генерации текстов и могут быть использованы для идентификации (распознавания) искусственно созданных текстов.

**Ключевые слова:** текст, авторство, искусственные тексты, идентификация, характеристики текста.

**Проблема идентификации искусственных текстов.** Идентификация искусственно сгенерированных текстов имеет важное прикладное значение для области знаний, связанной с информационной безопасностью и построением систем защиты информации. Исследования этого направления особенно актуальны в связи с увеличением объема текстовых массивов, появлением новых способов их распространения в компьютерных сетях, увеличением случаев анонимности и плагиата.

В связи с этим требуется проведение исследований и поиск новых решений, способных дать ответ на вопрос, был ли текст написан человеком (естественный текст) или он создан искусственно. Искусственными (искусственно созданными) текстами называются текстовые произведения, сгенерированные специальными программами-генераторами.

**Подходы к идентификации происхождения текста.** Под идентификацией понимается процесс установления происхождения объекта по совокупности общих и частных признаков, образующих так называемый авторский стиль [1, 2, 6]. Авторский стиль в методах атрибуции текста представляется в виде *авторского инварианта*, который определяется совокупностью численных значений текстовых характеристик. На основе инварианта можно выявить причастность текста к какому-либо автору либо группе авторов.

Для идентификации искусственно созданных текстов вне зависимости от автора оригинального произведения либо вообще при отсутствии такового, предлагается создание авторского инварианта текстов, созданных с помощью методов автоматической генерации.

Предлагается следующий подход к решению задач определения искусственных текстовых форм:

- экспериментальное исследование характеристик искусственных текстов и определение параметра или набора параметров, присущих конкретным методам автоматического создания текста;
- отбор наиболее информативных параметров и выбор состава авторского инварианта искусственных текстов;
- определение эффективности идентификации искусственных текстов с помощью предложенного авторского инварианта;
- исследование нескольких частей одного текста и сравнение их характеристик с целью выявления изменений авторского стиля.

Для подобного рода исследований большое значение имеет объем текстовой формы: в коротком сообщении трудно выделить логические части и корректно рассчитать показатели текста, что может повлечь ошибки в идентификации.

**Идентифицирующие характеристики искусственных текстов.** Для определения авторства широко используются статистические методы исследования авторских инвариантов [3]. В работах, посвященных атрибуции текстовых форм [4], выделяются следующие характеристики, составляющие авторский инвариант:

- массовость, под которой понимается свойство параметра слабо контролироваться автором на сознательном уровне;
- устойчивость – сохранение значения параметра в некотором диапазоне для одного автора;
- различающая способность, т.е. способность текстовой характеристики принимать существенно отличающиеся значения для разных авторов. Существенное различие понимается как превышение диапазона разброса значений для текстов одного автора.

Для проведения расчетов и выявления идентифицирующих признаков искусственных текстов были выбраны следующие текстовые характеристики: количество предложений в тексте, количество служебных слов, средняя длина слова, упоминание определенных слов, количество коротких слов, количество длинных слов.

Указанные характеристики были рассчитаны как для сгенерированных текстов, так и для работ, автор которых заведомо известен. Генерация искусственных текстов проводилась с помощью свободно распространяемых программных продуктов SyMonum и Article Clone Easy, которые основаны на синонимизации исходного текста.

**Расчеты характеристик искусственных текстов.** С помощью указанных выше программ были созданы два искусственных варианта текста известного автора. В обеих программах использовался заявленный способ синонимизации, однако в каждой из них был собственный словарь синонимов. Используемый словарь играет важную роль при синонимизации, от него зависит качество и, что самое главное, при создании искусственных текстовых форм – уникальность сгенерированного текста.

С помощью специального онлайн-сервиса [5] были оценены уровни схожести оригинального произведения и искусственно созданных вариантов. Выбранный метод реализует наиболее распространенный алгоритм для вычисления уровня схожести – алгоритм Шинглов. Данный алгоритм основан на приведении текстов к канонической форме (удаление служебных слов, приведение слов к единой падежной форме и т.д.) и сравнении слов и/или словосочетаний текста методом контрольных сумм. Процент уникальности в данном случае рассчитывался как разность:  $100\% - \text{«процент схожести текстов»}$ .

Процент уникальности варианта SyMonum с оригинальной версией текста в среднем составил 22,03%. Для текста, сгенерированного программой Article Clone Easy, процент уникальности составил в среднем 68,71%. Очевидно, что показатели уникальности заметно отличаются.

Были исследованы три варианта одного и того же произведения: оригинальный – публицистический текст по психологии; вариант, сгенерированный программой SyMonum; вариант, сгенерированный программой Article Clone Easy. Результаты расчетов, нормированные к максимальному значению, приведены в таблице и на рис. 1.

Результаты расчета текстовых характеристик

Параметры	Тексты		
	Оригинал	Версия SyMonim	Версия Article Clone Easy
Предложения	1	0,9743	0,8926
Служебные слова	1	0,9834	0,7310
Ср. длина слова	0,9410	0,9474	1
Упоминание определенных слов	1	0,9804	0,5686
Короткие слова	1	0,9870	0,7489
Длинные слова	0,9831	0,9837	1

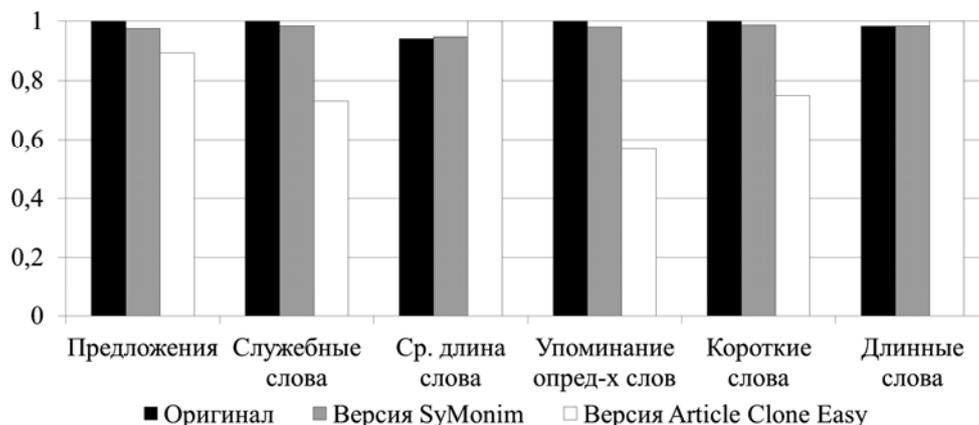


Рис. 1. Текстовые характеристики исследуемых выборок

Приведенные данные показывают, что после преобразования текста в нем увеличились количество длинных слов и средняя длина слова. Количество предложений и упоминаний искомым слов незначительно уменьшилось за счет того, что в процессе преобразования текста были добавлены

новые слова. При анализе текстов длиной 1000 знаков эти показатели уменьшились на доли процента. Сам метод генерации текста не вносит изменений в его грамматическую структуру.

Разность параметров текстов тем больше, чем больше указанная выше степень их уникальности. Это свидетельствует о том, что синонимизация действительно влияет на использованные текстовые параметры и проявляется в изменении их значений тем более, чем большее количество замен было произведено в тексте. Видны и параметры, значения которых незначительно изменяются – например количество длинных слов.

Значимость полученных изменений текстовых характеристик может быть проверена с помощью критериев согласия, таких как критерий Пирсона, критерий Стьюдента, расстояние Махалано-биса и др.

**Заключение.** Важнейшим элементом процесса атрибуции текста является определение вектора идентифицирующих признаков, образующего авторский инвариант. Признаки должны обладать свойствами массовости, устойчивости и различающей способности.

Состав вектора признаков в каждом конкретном случае зависит от уровня исследования текста, определяется перечисленными свойствами признаков, а также может зависеть от специфики поставленной задачи. Проведенные расчеты позволили выделить характеристики, показательные для синонимизации, и характеристики, слабо изменяющиеся при этом методе генерации.

В качестве показательных характеристик синонимизации можно выделить количество служебных слов, упоминание определенных слов, количество коротких слов. Слабо изменяемыми характеристиками являются количество длинных слов и средняя длина слова. Таким образом, был получен материал для апробации других искусственных текстов, а также для расчета новых параметров, прямо или косвенно связанных с характеристиками, наиболее изменяемыми в приведенных расчетах.

Направлениями дальнейших исследований являются проверка статистических гипотез различия естественных и искусственных текстов, а также изучение особенностей других алгоритмов генерации текста, в том числе основанных на Марковских цепях, использовании словаря и др.

#### *Литература*

1. Романов А.С. Разработка и исследование математических моделей, методик и программных средств информационных процессов при идентификации автора текста / А.С. Романов, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков. – Томск : В-Спектр, 2011. – 188 с.

2. Романов А.С. Методика идентификации автора текста на основе аппарата опорных векторов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 1 (19), ч. 2. – С. 36–42.

3. Родионова Е.С. Методы атрибуции художественных текстов // Структурная и прикладная лингвистика : межвуз. сб. / под ред. А.С. Герда. – СПб. : Изд-во СПб. гос. ун-та, 2008. – Вып. 7. – С. 118–127.

4. Романов А.С. Состояние проблемы распознавания и идентификации автора текста // Информационная безопасность [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://inf-bez.ru/?p=813>

5. SEObuilding.ru поисковая оптимизация [Электронный ресурс] // Определение похожих текстов. Сравнение текстов на схожесть – [Б.м.], 2013. – Режим доступа: <http://www.seobuilding.ru/similar-text-checker.php>. (дата обращения: 12.03.2013).

6. Технология прямого поиска при решении задач прикладной математики / В.А. Архипов, С.С. Бондарчук, И.Г. Боровской, А.А. Шелупанов // Вычислительные технологии. – 1995. – Т. 4, № 10. – С. 19.

---

#### **Шумская Анастасия Олеговна**

Инженер каф. КИБЭВС ТУСУРа

Тел.: 8-952-804-00-69

Эл. почта: [shumskaya.ao@gmail.com](mailto:shumskaya.ao@gmail.com)

Shumskaya A.O.

#### **Choice of parameters for identification of artificial texts**

The article presents the research of automatically generated texts in comparison with naturally established. Numerical characteristics of the text are identified. The results can be used to develop a system of identification of automatically generated texts.

**Keywords:** text, authorship, automatically generated, identification of the text characteristics.

УДК 004.522

Д.А. Суранова, С.Д. Тиунов, Р.В. Мещеряков

## Численная реализация эффективного доступа в биллинговой системе с использованием голосового интерфейса

Предложены варианты использования голосового интерфейса к биллинговой системе оплаты за услуги ЖКХ с использованием эффективных численных алгоритмов обработки речевого сигнала. Показана возможность оптимизации доступа к данным как на уровне базы данных, так с использованием распараллеливания работы алгоритмов обработки речевого сигнала. Предложены схемы численной реализации в виде алгоритмического и программного обеспечения.

**Ключевые слова:** математическое моделирование, алгоритм, речевой сигнал, база данных, биллинг.

**Постановка задачи.** В настоящее время решения задач находят на стыке двух разных областей. Имея преимущества какой-либо одной области и компенсируя ее недостатки преимуществами другой, можно получить хороший результат. В рамках данной статьи будет представлено решение для графического интерфейса биллинговой системы, использующее голосовой режим там, где такое применение даст эффект. При этом голосовые возможности будут еще более востребованы, если они смогут запоминать и применять контекст, полученный в процессе взаимодействия. Голосовой интерфейс для каждого из режимов будет работать только тогда, когда список доступных речевых команд будет сформирован на основе сбора и анализа фраз, употребляемых для обозначения определенного действия реальными пользователями. Также необходимы анализ режимов работы и реализация голосового взаимодействия для наиболее часто используемых режимов. Разработка будет полезна не только для новичков, но и для более опытных пользователей системы. Такая оптимизация позволит сократить количество настроек (сами настройки не нужно будет показывать на экране, достаточно просто их вызвать голосом), повысит скорость работы (не нужно будет искать пункты меню) и уменьшит вероятность ошибки распознавания (команда будет максимально короткой, но с учетом привычек пользователей). Также к плюсам можно отнести тот факт, что пользоваться системой можно будет не только с ПК, но и с планшетных устройств (ввиду сокращения отображаемого графического функционала).

Подобную технологию можно встретить в решениях для «Умного дома». Произнося команду «Включить свет» или «Поставить хлеб», человек сможет далее сам контролировать процесс. Похожее решение было использовано командой разработчиков из Мичиганского университета – они создали прототип графического редактора, управляемого голосом и жестами. Прототип, названный PixelTone[1], пока может распознавать лишь самые простые операции и жесты. Он понимает простые команды и ориентируется в описательных терминах вроде «верх», «низ», «ярче», «темнее». Кроме того, он может запоминать названия объектов и имена людей на фотографиях, что позволяет использовать команды вроде «Сделай Васю чуть контрастнее».

В России голосовые решения используются в продуктах центра речевых технологий [2], например, таких, как «Потребитель» – система сбора показаний по приборам учета. Позвонив по телефону, человек сообщает номер лицевого счета и величину показания, и после подтверждения корректности информация поступает в систему. Кроме того, необходимо учитывать требования к многомодальному интерфейсу [3, 4, 11].

**Доступ к сведениям биллинговой системы.** В рамках данной статьи применение речевых возможностей будет рассмотрено на примере биллинговой системы учета платы за жилищно-коммунальные ресурсы. Пользователями данной системы являются бухгалтера, которые вводят и изменяют информацию по жильцам дома и тем услугам, которыми жильцы пользуются. Информация вводится периодически (например, данные по счетчикам подаются каждый месяц) либо по мере поступления (обращения жильцов, принятие решений на общедомовых собраниях, изменение законодательства).

В процессе работы была собрана статистика от 200 пользователей биллинговой системы. Чаще всего они работают в следующих режимах:

- Поиск лицевого счета для последующей работы с ним.
- Изменение свойств лицевого счета (изменение площади, адреса, признака приватизации, фамилии ответственного квартиросъемщика и др.).
- Добавление проживающих или периодов проживания в лицевые счета.
- Занесение показаний по приборам учета.
- Формирование справки/выписки по лицевому счету.
- Формирование отчета.
- Формирование запроса по определенным параметрам.

На основе анализа общей статистики и подсчета действий, совершенных пользователями за апрель 2013 года, был сделан вывод, что чаще всего пользователи работают с лицевыми счетами. Процентное соотношение действий, связанных с лицевыми счетами к общему количеству действий системы приведено в табл. 1.

Таблица 1

**Статистика действий пользователей по лицевым счетам, %**

Переход на страницу лицевого счета	Поиск лицевого счета по адресу	Поиск лицевого счета по номеру	Прочие действия
27,5	15,5	10	47

Рассмотрим более подробно этапы, выполняемые оператором для совершения действий по редактированию лицевого счета. Операторы бывают 2 типов: оператор ВЦ и бухгалтер по квартплате. Оператор ВЦ имеет доступ ко всему жилому фонду, бухгалтер по квартплате – только к тем домам, которые он обслуживает. Любой оператор входит в систему путем введения логина и пароля. После проверки и успешной идентификации появляется меню в виде древовидной структуры, через которое можно совершить нужное действие, например попасть в лицевой счет. Для этого необходимо зайти в дом, выбрать квартиру и лицевой счет в ней или открыть непосредственно лицевой счет из списка, если известен его номер. Также можно воспользоваться формой поиска лицевого счета, доступной сразу же при входе; форма идентична для бухгалтера по квартплате и оператора ВЦ. Поиск происходит после ввода в необходимые поля номера лицевого счета либо его адреса.

Для операторов ВЦ и бухгалтеров по квартплате был проведен эксперимент для определения среднего времени, затрачиваемого на совершение действий по поиску лицевого счета. Эксперимент был проведен для нескольких опытных пользователей, каждый выполнял набор действий из следующего списка.

1. Поиск лицевого счета по номеру из дерева объектов для оператора ВЦ (Д1).
2. Поиск лицевого счета по адресу из дерева объектов для оператора ВЦ (Д2).
3. Поиск лицевого счета по номеру из дерева объектов для бухгалтера (Д3).
4. Поиск лицевого счета по адресу из дерева объектов для бухгалтера (Д4).
5. Поиск лицевого счета по номеру из формы быстрого поиска (Д5).
6. Поиск лицевого счета по адресу из формы быстрого поиска (Д6).

Для каждого из действий фиксировалось время в секундах. После эксперимента было подсчитано среднее время на выполнение каждого из действий. Результаты приведены в табл. 2.

Таблица 2

**Среднее время выполнения действий, с**

Категория пользователя	Д1	Д2	Д3	Д4	Д5	Д6
Опытные пользователи	18	42	9	20	7	15

Как видно из таблицы, поиск лицевого счета занимает в среднем от 7 до 42 с в зависимости от режима работы пользователя и типа поиска. Можно попробовать уменьшить время, затрачиваемое на выполнение действий, путем использования голосового ввода команд.

Параметрами для вариантов поиска лицевого счета могут быть: полный номер лицевого счета, короткий номер (если это режим работы бухгалтера), полный адрес или короткий адрес – например номер квартиры (если будет использован контекст предыдущего сеанса).

На основе вышеизложенного было принято решение о целесообразности написания модуля, использующего голосовые возможности, для улучшения процесса взаимодействия при поиске лицевого счета. Для оценки эффективности необходимо сравнить время, затрачиваемое на поиск лицевого счета в голосовом режиме и обычном способом.

**Модули системы.** В рамках исследования был создан модуль, работающий с фразами пользователей, введенными голосом. В связи с тем, что необходимость в применении голосового интерфейса может иногда не возникнуть (нечеткая дикция, болит горло, нет настроения и т.д.), он был реализован в виде сервиса с использованием системы распознавания и синтеза речи google. Для вызова сервиса необходимо нажать на значок микрофона внизу экрана.

Модуль состоит из следующих компонентов: компонент синтеза; компонент распознавания, преобразующий речь человека в текст; компонент анализа и сопоставления текста с набором команд (он также уточняет команду в случае ошибки); компонент применения команды.

Компонент распознавания. Для преобразования речи в текст и синтеза использовались голосовые сервисы Google [5]. Компонент активируется нажатием на кнопку микрофона либо при запуске программы. Произнесенные фразы запоминаются, и по окончании ввода распознанный текст передается в разработанный модуль анализа и сопоставления с командами. Остановить работу модуля можно произнеся команду «готово» или нажав на микрофон внизу экрана, а исправить некорректно введенные данные – командой «вместо».

**Компонент синтеза.** Для преобразования речи в текст используются элемент html5 <audio> и сервисы Google.

**Компонент анализа и сопоставления текста с набором команд.** Текст, сформированный на основе фразы пользователя, разбирается на слова, и полученные слова анализируются в произнесенной последовательности, сравниваются с набором синонимов, и происходит поиск команд, соответствующих фразе.

Реализован механизм запоминания контекста. Принцип работы следующий: при первом вводе проанализированные данные сохраняются в памяти и остаются там как контекст. При последующих операциях, если вводятся данные того же типа, что уже существующие в контексте, они и все от них зависимые удаляются. Иначе – используется сохраненный контекст. При необходимости можно очистить контекст командой «заново». Модуль будет использовать права пользователя.

**Компонент применения команды.** Производит поиск и выполнение команды.

Разработанный модуль был использован для ввода и распознавания команд поиска лицевого счета по номеру и по адресу. В качестве формата команды была выбрана фраза «найти лицевой [параметр]», где параметром был 8 или 4-значный номер лицевого счета либо адрес. Ввод команды «Найти лицевой 1245» занял в среднем 5 с, а команды с произнесением 8-значного кода «Найти лицевой 21111245» – 7 с. Для ввода адреса лицевого счета понадобилось чуть больше времени – так, на ввод команды «найти лицевой адрес город Барнаул улица Попова дом 95 квартира 6» ушло в среднем 14 с, а если использовать запоминание контекста адреса (дом) и произносить только номер квартиры, например «найти лицевой квартира 7», то среднее время составит 6 с. Эксперименты проводились для опытных пользователей системы.

**Обработка речевого сигнала.** Вместе с тем обработка речевого сигнала является одной из ресурсоемких операций, требующих значительных вычислительных ресурсов. Для повышения эффективности было решено проводить оптимизацию работы за счет распараллеливания операций.

Одно из наиболее перспективных направлений анализа речи основано на использовании модели слуховой системы человека [6–9]. При таком подходе широкое применение находят методы цифровой фильтрации сигналов. Так, для вычисления частоты основного тона необходимо сделать следующие операции [6]:

- выделение спектра сигнала – вычисление отклика  $K$  фильтров размера  $W_s$ ;
- моделирование одновременной маскировки – вычисление отклика  $K$  фильтров размера  $W_1$ ;
- вычисление частоты основного тона – сопоставление с  $K_2$  шаблонами размера  $W_x$ .

Точность вычисления зависит от величины  $K$  – количества каналов анализа сигналов. Значение  $K$ , как правило, для практических целей выбирается в диапазоне от 250 до 1000. При таких значениях  $K$  обработка речевого сигнала с частотой дискретизации 8 кГц (что является минимально приемлемым для обработки речи) в реальном времени на одном современном процессоре общего назначения практически невозможна.

При обработке речевого сигнала может выполняться множество других операций, таких как: выделение различных параметров спектра и сегментирование сигнала по различным признакам звуков, поэтому общее время обработки одного отсчета сигнала растет и тем более не может быть осуществлено в реальном времени при использовании ресурсов одного процессора. Задача усложняется кратно, если требуется осуществлять потоковую обработку нескольких или многих речевых потоков, например в случае телефонного голосового сервиса.

Одним из средств повышения производительности приложений является применение параллельных вычислений.

**Описание основных операций модели слуха.** Основные операции модели слуховой системы человека:

- выделение спектра сигнала: на входе сигнал – вектор  $X$  размера  $N$ , на выходе спектрограмма – матрица  $Y$  размера  $K \times N$ , при этом каждая строка спектрограммы представляет собой результат фильтрации входного сигнала;

- моделирование одновременной маскировки: на входе спектрограмма – матрица  $Y$  размера  $K \times N$ , на выходе матрица  $Z_1$  одновременной маскировки размера  $K \times N$ , при этом каждая строка матрицы  $Z_1$  представляет собой результат двумерной фильтрации нескольких соответствующих строк матрицы  $Y$ ;

- моделирование последовательной маскировки: на входе спектрограмма – матрица  $Y$  размера  $K \times N$ , на выходе матрица  $Z_2$  последовательной маскировки размера  $K \times N$ , при этом каждая строка матрицы  $Z_2$  представляет собой результат фильтрации соответствующей строки матрицы  $Y$ ;

- вычисление частоты основного тона, на входе матрица  $Z_1$  одновременной маскировки размера  $K \times N$ , на выходе вектор частот основного тона  $T$  размера  $N$ , описание вычисления частоты основного тона приведено ниже.

Здесь  $N$  – размер сигнала, а  $K$  – количество каналов анализа сигнала. Каждому каналу соответствует определенная резонансная частота, и вместе частоты всех каналов образуют шкалу резонансных частот анализа.

Графически описанные операции и типы данных приведены на рис. 1.

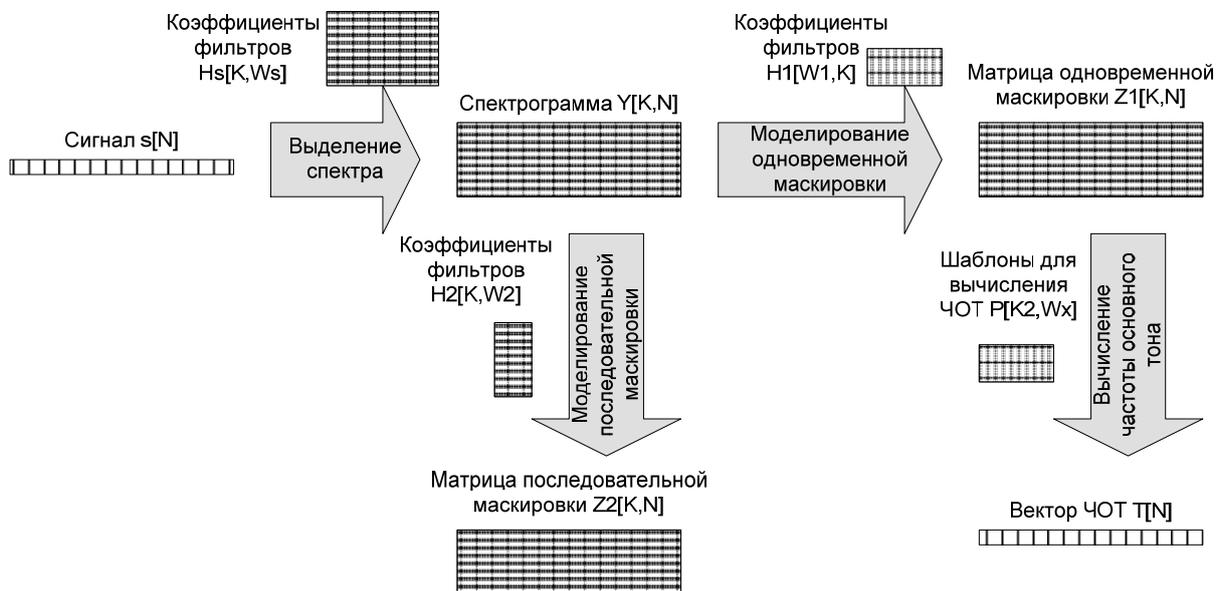


Рис. 1. Рассматриваемые операции модели слуховой системы человека

Приведем анализ возможности параллельных вычислений данных операций. Для этого рассмотрим каждую операцию сначала обособленно, а затем во взаимодействии с другими операциями.

**Приведение к параллельным вычислениям операций.** При фильтрации в  $K$  каналов при выделении спектра, моделировании одновременной и последовательной маскировки, вычисления в каждом из  $K$  каналов являются независимыми друг от друга, поскольку все, что необходимо для расчета отклика  $k$ -го канала, – это некоторые входные данные и коэффициенты фильтра  $k$ -го канала. Таким образом, вычисление отклика каждого из каналов может производиться независимым узлом вычислительной сети.

При вычислении частоты основного тона каждый столбец матрицы одновременной маскировки  $Z_1$  (который соответствует определенному временному отсчету) сопоставляется с множеством шаблонов, каждый из которых соответствует некоторому значению частоты основного тона. Затем выбирается тот шаблон, который подходит больше всего, а соответствующая ему частота канала считается частотой основного тона в данной точке. Вычисления частоты основного тона для каждого из  $N$  отсчетов являются независимыми друг от друга.

Таким образом, каждая из рассматриваемых операций может быть разбита на большое количество параллельных операций: в операциях фильтрации можно выделить  $K$  параллельных потоков в каждый момент времени, в операции выделения частоты основного тона можно выделить отдельный параллельный поток для каждого момента времени.

**Организация взаимодействия операций.** Задачей организации взаимодействия различных операций является выбор таких входных и выходных типов данных операций, которые бы минимизировали зависимости между функционально различными операциями.

Предлагается осуществлять цифровую фильтрацию блоками, для этого существует, например, метод пересечения с накоплением (overlap-save) [10]. Тогда при поступлении очередного блока входных данных может быть инициировано вычисление соответствующих операций над этим блоком.

Например, при поступлении блока сигнала может быть запущено  $K$  операций вычисления спектра. При поступлении блока спектра  $Y$  для  $k$ -го канала может быть инициировано вычисление  $k$ -го блока последовательной маскировки. При поступлении нескольких блоков спектра  $Y$  на определенных (соседних) каналах может быть инициировано вычисление соответствующего блока одновременной маскировки.

Таким образом, можно рассмотреть обработку одного блока входного сигнала определенного размера  $M_1$ , которая графически показана на рис. 2.

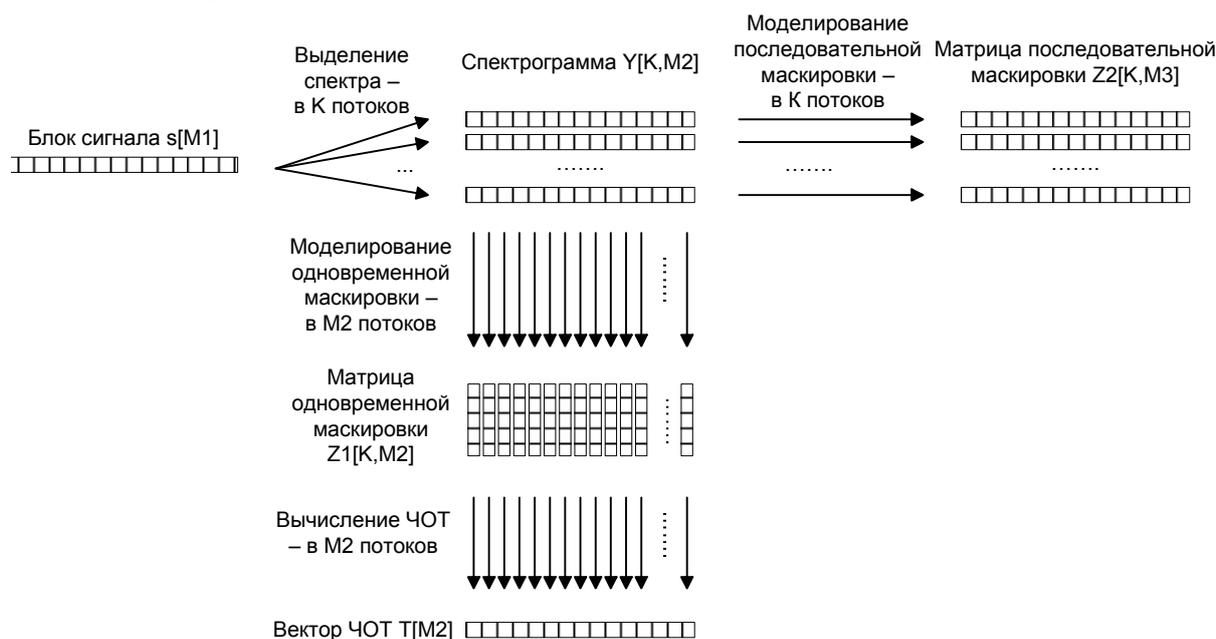


Рис. 2. Схема параллельных вычислений

**Распределение вычислений по функциональным узлам.** Вычисления, приведенные на рис. 2, можно выполнять параллельно. Однако поскольку в кластере различные потоки вычислений происходят на различных узлах, необходимо предусмотреть разделение различных операций по различным узлам.

Вычисление спектра в  $K$  потоков в реальном времени при достаточно больших значениях  $K$  может оказаться непосильным даже для достаточно мощного узла. Поэтому целесообразно распределить эту операцию между несколькими узлами, каждый из которых вычисляет спектр в несколько потоков.

Моделирование одновременной и последовательной маскировок являются более быстрыми операциями, чем вычисление спектра, это связано с размерами окон фильтрации. В случае если один узел кластера не способен выполнять данные операции в реальном времени, то их также мож-

но разделить на несколько узлов. В случае последовательной маскировки это происходит аналогично вычислению спектра. В случае одновременной маскировки необходимо дополнительно разделять блоки спектрограммы на несколько равных частей, поскольку части будут обрабатываться различными узлами.

Вычисление частоты основного тона по сравнению с фильтрацией является более быстрой операцией и может выполняться одним узлом, возможно, тем же узлом, что вычисляет одновременную маскировку.

**Заключение.** Приведенные результаты показывают, что голосовой интерфейс имеет потенциал для использования в биллинговых системах и существенно повысит эффективность использования специализированных баз данных при оптимизации некоторых режимов работы. При этом может быть получено преимущество не только по времени, но и по удобству работы. Применение голосового ввода позволит оптимизировать рабочую область экрана, убрав с нее некоторые элементы.

С другой стороны, операции, заданные в модели слуховой системы, могут быть организованы в виде параллельных вычислений на кластере. При воплощении данной схемы в конкретной вычислительной сети необходимо дополнительно выбрать подходящие размеры блоков и методы обмена информацией.

Работа выполнена в рамках проекта 7.701.2011 (проект 1/12) при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### *Литература*

1. Gierad Laput, Mira Dontcheva, Gregg Wilensky et al. PixelTone: A Multimodal Interface for Image Editing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cond.org/pixeltone.pdf>, свободный (дата обращения: 02.06.2013).
2. Система «потребитель» автоматического приема показаний электросчетчиков для энергосбытовых компаний [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.speechpro.ru/product/recognition/platform/potrebitel>, свободный (дата обращения: 02.06.2013).
3. Ронжин А.Л. Особенности дистанционной записи и обработки речи в автоматах самообслуживания / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов, И.А. Кагиров // Информационно-управляющие системы. – 2009. – Вып. 42, т. 5. – С. 32–38.
4. Ронжин Ал.Л. Формирование профиля пользователя на основе аудиовизуального анализа ситуации в интеллектуальном зале совещаний / Ал.Л. Ронжин, В.Ю. Будков, Ан.Л. Ронжин // Труды СПИИРАН. – 2012. – Вып. 23. – С. 482–494.
5. Сухов К. Web Speech Api – html5. Распознавание речи на веб-странице // Системный администратор. – 2013. – № 1–2. С. 108–111.
6. Мещеряков Р.В. Сегментация и параметрическое описание речевого сигнала / Р.В. Мещеряков, В.П. Бондаренко, А.А. Конев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2007. – Т. 50, № 10. – С. 3–7.
7. Мещеряков Р.В. Структура систем синтеза и распознавания речи // Изв. ТПУ. – 2009. – № 5, т. 315. – С. 121–126.
8. Бондаренко В.П., Конев А.А., Мещеряков Р.В. Обработка речевых сигналов в задачах идентификации // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – С. 207–210.
9. Мещеряков Р.В. Система оценки качества передаваемой речи // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22). – С. 324–329.
10. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 448 с.
11. Мещеряков Р.В. Характеристики надежности распределенных криптографических информационно-телекоммуникационных систем с ограниченными ресурсами / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, Т.Ю. Зырянова // Вычислительные технологии. – 2007. – Т. 12, № S1. – С. 62–67.

---

#### **Суранова Дарья Александровна**

Аспирант каф. теоретической кибернетики и прикладной математики

Алтайского государственного университета

Тел.: 8 (385-2) 36-70-18

Эл. почта: [daria@suranova.ru](mailto:daria@suranova.ru)

**Тиунов Сергей Дмитриевич**

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности  
электронно-вычислительных систем ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: t5d@mail.ru.

**Мещеряков Роман Валерьевич**

Профессор каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: mrv@keva.tusur.ru

Suranova D.A., Tiunov S.D., Meshcheryakov R.V.

**Numerical implementation of effective access to the billing system with voice interface**

We offer the variants of using a voice interface to the billing system of payment for utility services with the use of efficient numerical algorithms for speech processing. The ability to optimize data access at the level of the database is shown, as well as the usage of paralleling the algorithms for speech signal processing. The schemes for implementation in the form of numerical algorithms and software are proposed.

**Keywords:** mathematical modeling, algorithm, speech, database, billing.

УДК 004.5

М.В. Прищепа, А.Л. Ронжин

## Модели интерактивного взаимодействия с подвижным информационно-навигационным комплексом

Проведен анализ современных информационных систем и реализованных в них пользовательских интерфейсов. Рассмотрены модели и программно-аппаратные средства подвижного информационно-навигационного комплекса, обеспечивающие интерактивное взаимодействие с пользователем.

**Ключевые слова:** мобильные социальные роботы, диалоговые системы, многомодальные интерфейсы, человеко-машинное взаимодействие.

**Анализ проблем интерактивного взаимодействия с системами самообслуживания.** Одним из перспективных направлений развития информационно-справочных систем самообслуживания в настоящее время является разработка подвижных комплексов, предоставляющих услуги справочного характера пользователям в заданной зоне обслуживания. За счет своей мобильности такие системы способны обслуживать большее количество пользователей, чем стационарные системы [1, 2]. Сейчас стационарные системы самообслуживания и оказания услуг информационно-справочного характера населению, в том числе банкоматы, терминалы оплаты услуг, информационные киоски, оснащенные средствами обработки и вывода аудиовизуальной информации, широко распространены в торгово-развлекательных комплексах, банках, транспортных узлах и других местах одновременного нахождения большого количества людей. Основным требованием, предъявляемым к пользовательскому интерфейсу таких систем, является доступность для людей с различными навыками и возможностями [3]. То есть интерфейс человеко-машинного взаимодействия должен быть простым и удобным настолько, чтобы пользователь смог управлять устройством интуитивно, без предварительной подготовки и обучения.

Учитывая возможности современных технических и программных средств, реализующих ввод, вывод и обработку информационных каналов, доступных пользователю, интерфейсы можно разделить на два основных типа: стандартный графический и многомодальный [4–6]. При реализации систем автоматической обработки речи и других естественных модальностей перспективным считается привлечение контекстной информации [7–9]. При разработке пользовательских интерфейсов к социальным сервисным системам особое внимание уделяется психологическим аспектам человеко-машинного взаимодействия. Установление эмоционального контакта между человеком и системой за счет его дизайна является одной из основных задач при разработке стратегий поведения социальных роботов [10]. Кроме того, неоднократно поднималась проблема выбора оптимального положения робота относительно человека для более эффективного взаимодействия [2, 11].

Также следует учитывать, что стиль общения пользователя изменяется по мере знакомства с роботом, его функциями и степени полезности предоставляемых сервисов. Для персонализированной настройки стиля общения робота с пользователем следует производить начальное обучение и накапливать информацию о поведении пользователя во время взаимодействия, анализировать и учитывать его предпочтения при дальнейшей настройке пользовательского интерфейса. Таким образом, анализ методов и программно-аппаратного обеспечения, применяемых в существующих исследовательских моделях информационно-навигационных комплексов, показал, что наиболее активно изучаются вопросы анализа поведения и предпочтений пользователей, разработки сценариев поведения автоматических комплексов, а также безопасности и естественности взаимодействия.

Структурная модель подвижного информационно-навигационного комплекса. Рассмотрим формальную постановку задачи информационного обслуживания подвижными комплексами. Пусть  $U = (u_1, u_2, \dots, u_i, \dots, u_l)$  – множество пользователей;  $R = (r_1, r_2, \dots, r_j, \dots, r_j)$  – множество подвижных комплексов на заданной территории обслуживания;  $Z$  – база данных обслуживаемой территории со множеством объектов  $O = (o_1, o_2, \dots, o_n, \dots, o_N)$ , информация о которых предоставляется в ходе функционирования комплексов. Тогда задачу обслуживания можно сформулировать следующим

образом. Учитывая особенности расположения объектов и допустимые маршруты по территории, необходимо на безопасном и комфортном для взаимодействия расстоянии обеспечить диалог пользователя  $u_i$  с комплексом  $r_j$ , а также его сопровождение до интересующего объекта  $o_n$ . На рис. 1 показана структурная модель подвижного комплекса, включающая основные блоки, реализующие взаимодействие с пользователем и передвижение по обслуживаемой территории.



Рис. 1. Структурная модель подвижного информационно-навигационного комплекса

Описание обслуживаемой территории содержит следующий набор основных компонент, необходимых для расчета маршрутов передвижения информационных комплексов:  $Z = \langle M, K, H \rangle$ , где  $M$  – топологическая карта территории с отмеченными статическими и динамическими препятствиями;  $K$  – координаты мест входа в объекты из множества  $O$ ,  $H$  – данные о совершенных маршрутах, диалогах и пользователях.

В данной задаче сложность построения диалога связана с подвижностью обоих участников: пользователя и информационного комплекса. Причем данные о некотором пользователе  $u_i$  определяются комплексом  $r_j$ , в зоне наблюдения которого был обнаружен этот пользователь. Поэтому информационная модель пользователя характеризуется следующими параметрами:  $u_{ij} = \langle X_{ij}, C_{ij}, S_{ij}, H_{ij}, B_i \rangle$ , где  $X_{ij}$  – зона нахождения пользователя;  $C_{ij}$  – координаты пользователя;  $S_{ij}$  – скорость пользователя;  $H_{ij}$  – координаты центра лица пользователя;  $B_i$  – биометрические характеристики пользователя, накапливаемые в ходе взаимодействия с подвижными комплексами.

Для формирования базы справочных данных об объектах их модели должны содержать следующие параметры:  $o_n = \langle K_n, P_n, A_n, E_n, G_n \rangle$ , где  $K_n$  – координаты места входа в объект  $o_n$ ;  $P_n$  – описание услуг, предоставляемых данным объектом, необходимых для обучения акустико-лексических, языковых и диалоговых моделей речевого/многомодального пользовательского интерфейса;  $A_n$  – мультимедиа представление объекта, используемое комплексом в режиме рекламирования;  $G_n$  – дополнительные данные об объекте (часы работы, телефоны обслуживающего персонала), необходимые для функционирования подвижного комплекса.

Техническое оснащение комплекса можно разделить на две основные группы: 1) подвижная платформа, реализующая слежение за появлением препятствий на маршруте комплекса и его перемещение; 2) информационная стойка, на которой выводятся мультимедиа данные об интересующих посетителях объектах и на основе многомодального интерфейса реализуется естественный диалог с пользователем. Поэтому модель подвижного информационного комплекса содержит параметры, значения которых формируются посредством датчиков, расположенных на подвижной платформе, средств захвата аудиовизуальных сигналов, встроенных в информационную стойку, а также параметры, вычисляемые в ходе диалога с пользователем:  $r_j = \langle C_j, S_j, f_j, V_j, U_j, D_j, W \rangle$ , где  $C_j$  – координаты комплекса;  $S_j$  – скорость комплекса;  $f_j$  – режим функционирования,  $V_j$  – показания датчиков препятствий;  $U_j$  – множество пользователей, находящихся в зоне наблюдения комплекса;  $D_j$  – дополнительные параметры (состояние заряда аккумуляторов и других встроенных технических средств), необходимых для функционирования подвижного комплекса;  $W$  – данные о расположении и режиме функционирования всех обслуживающих комплексов на данной территории [12, 13].

В предложенной модели режим функционирования выбирается из следующего множества:  $f = (f_D, f_E, f_A, f_P)$ , где  $f_D$  – диалог с посетителем;  $f_E$  – сопровождение посетителя;  $f_A$  – движение с выводом рекламы;  $f_P$  – движение на техническую остановку. Результатом взаимодействия комплекса  $r_j$

с пользователем  $u_i$  является предоставление услуги  $Q$ , состоящей из выдачи информации об объекте  $o_n$  и/или сопровождения до этого объекта, расположенного на территории обслуживания  $Z$ :  $Q(u_i) = f(r_j, Z, o_n)$ . Вопросы навигации, связанные с вычислением оптимального маршрута, в данной работе не рассматривались. В режиме сопровождения основное внимание было уделено проблеме интерактивного взаимодействия с комплексом. Выделены три зоны положения пользователя относительно комплекса:  $x_{search}$  – зона наблюдения;  $x_{escort}$  – зона сопровождения;  $x_{dialog}$  – зона взаимодействия. Наличие пользователя в одной из зон определяется на основе следующих логических правил:

$$X_{ij}(d_{ij}, \alpha_{ij}, E_n) = \begin{cases} x_{search}, d_{ij} < d_{search\_max} \wedge \alpha_{ij} < \alpha_{search\_max}, \\ x_{escort}, d_{ij} < d_{escort\_max} \wedge \alpha_{ij} < \alpha_{escort\_max}, \\ x_{dialog}, d_{ij} < d_{dialog\_max} \wedge \alpha_{ij} < \alpha_{dialog\_max}, \end{cases}$$

где  $X_{ij}$  – зона нахождения пользователя;  $d_{ij}$  – расстояние между пользователем и комплексом;  $\alpha_{ij}$  – угол отклонения пользователя от центра комплекса;  $E_n$  – сообщения от системы распознавания речи,  $d_{search\_max}$  – максимальное расстояние поиска пользователей;  $d_{dialog\_max}$  – максимально расстояние, на котором возможен диалог с пользователем;  $d_{escort\_max}$  – максимально допустимое расстояние при сопровождении пользователя;  $\alpha_{search\_max}$  – максимальный угол, на котором ведется поиск пользователя;  $\alpha_{dialog\_max}$  – максимально допустимый угол отклонения пользователя от центра комплекса в ходе диалога;  $\alpha_{escort\_max}$  – максимальный допустимый угол отклонения пользователя от центра комплекса при сопровождении. Если указанные правила не выполняются, то считается, что анализируемый объект не является пользователем. На рис. 2 пунктирной линией обозначена зона взаимодействия комплекса. Радиус взаимодействия не должен превышать  $d_{dialog\_max}$ , а угол отклонения пользователя от центра платформы должен быть меньше  $\alpha_{dialog\_max}$ . В режиме информирования пользователя подвижный комплекс поддерживает расстояние и угол отклонения в заданных пределах.

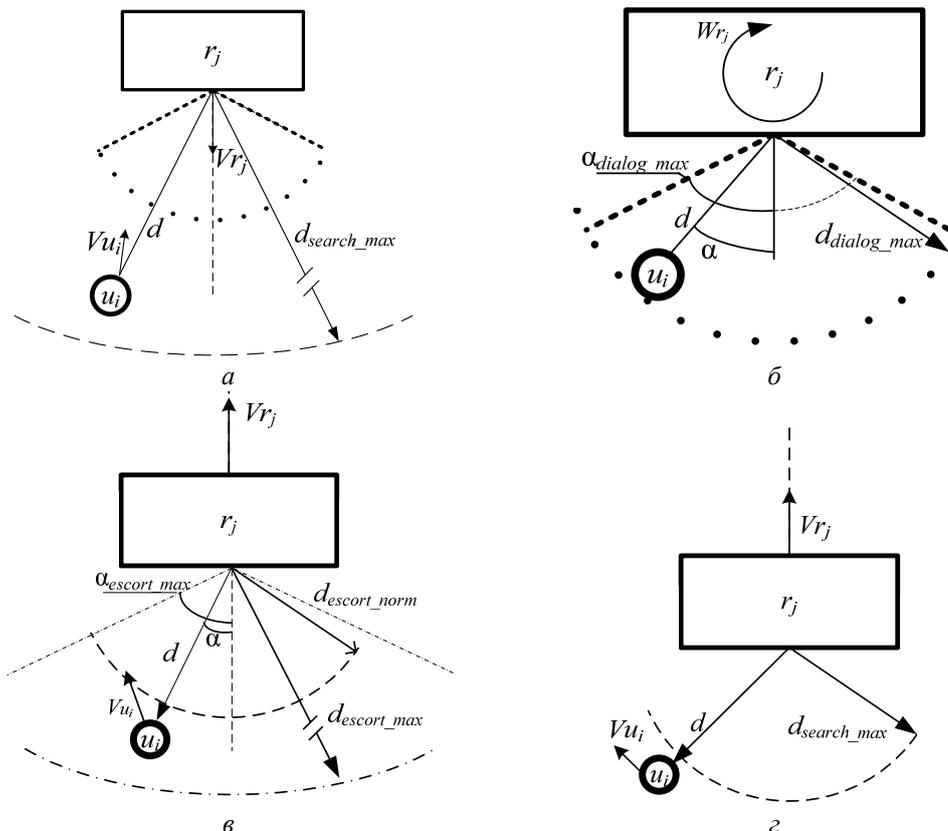


Рис. 2. Схемы движения пользователя и комплекса на основных этапах взаимодействия:  
 а – пользователь входит в зону взаимодействия комплекса, движущегося в режиме рекламирования по заданному маршруту; б – информирование пользователя с подстройкой положения комплекса в сторону пользователя; в – сопровождение пользователя до интересующего объекта по заданному маршруту; г – пользователь покидает зону взаимодействия комплекса

Взаимодействие информационного комплекса с пользователями можно разделить на несколько этапов. Комплекс, перемещаясь по заданному маршруту в режиме рекламирования, производит опрос сенсоров на наличие пользователей на расстоянии  $d_{search\_max}$  от комплекса (рис. 2, а). В случае обнаружения пользователя в зоне поиска информационный комплекс корректирует свое положение относительно пользователя таким образом, чтобы расстояние до него не превышало  $d_{dialog\_max}$ , а угол отклонения относительно центра не превышал угол  $\alpha_{dialog\_max}$ , после чего комплекс переходит в режим информирования посетителя (рис. 2, б). При поступлении запроса о сопровождении пользователя в указанное место комплекс переходит в режим сопровождения (рис. 2, в). В этом режиме пользователь должен находиться в зоне сопровождения  $x_{escort}$ . Это условие поддерживается посредством корректировки скорости и направления движения комплекса. В случае если пользователь отделился от комплекса на расстояние, превышающее  $d_{search\_max}$  (рис. 2, з), считается, что он покинул зону взаимодействия, и комплекс переходит в режим рекламирования.

Для определения текущего режима функционирования комплекса была разработана логическая модель, анализирующая параметры комплекса и ситуации в зоне мониторинга. На рис. 3 приведена блок-схема алгоритма, использованного при реализации логической модели выбора режима функционирования. В начале работы производится проверка технического состояния комплекса  $D_j$ , при этом в случае наличия сообщений  $D_{alarm} = 1$  комплекс переходит в режим движения на техническое обслуживание.

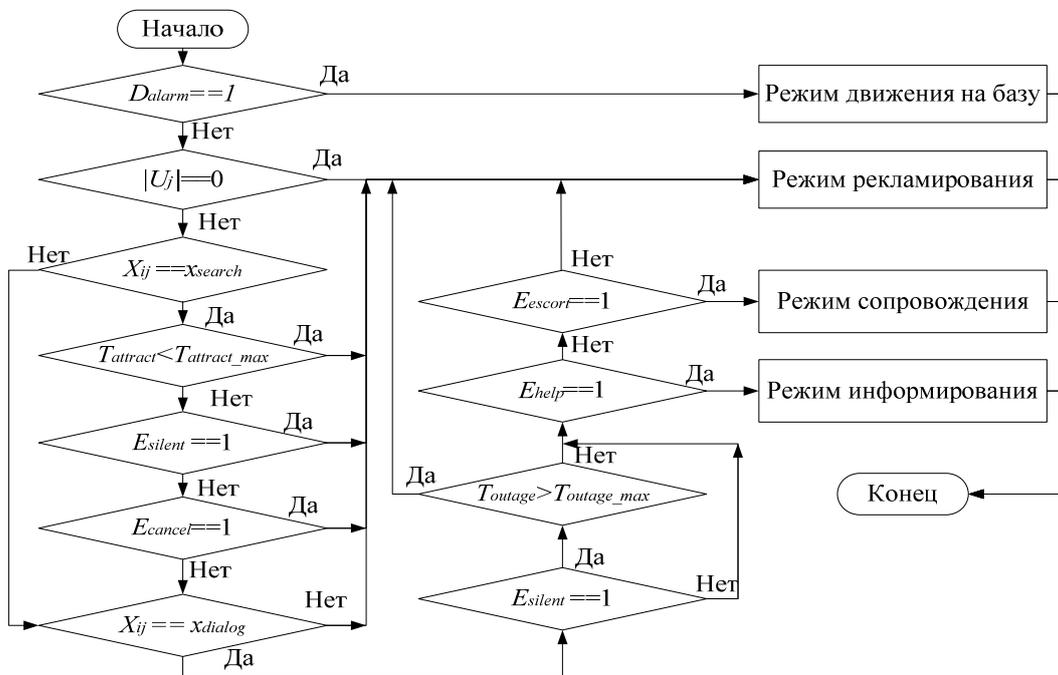


Рис. 3. Блок-схема алгоритма выбора режима функционирования комплекса

В режим рекламирования комплекс переходит, если выполняется одно из следующих условий: 1) отсутствие пользователей ( $|U_j|=0$ ); 2) пользователь находится в зоне поиска  $x_{search}$ , но время его присутствия в ней  $\tau_{attract}$  превысило максимальный промежуток времени  $\tau_{attract\_max}$ ; 3) пользователь находится в зоне взаимодействия  $x_{dialog}$ , но система распознавания речи не фиксирует запросов пользователя ( $E_{silent} = 1$ ); 4) поступление сообщения  $E_{cancel} = 1$  – распознана голосовая команда отказа в обслуживании. Переход в режим информирования происходит, если пользователь находится в зоне взаимодействия  $x_{dialog}$  и подает голосовой запрос на предоставление информационных услуг ( $E_{help} = 1$ ). Если пользователь подает запрос на сопровождение ( $E_{escort} = 1$ ), комплекс переходит в режим сопровождения.

**Эксперименты.** Для экспериментальной проверки комплекса была разработана база данных абстрактного торгового центра с 83 объектами, расположенными на обслуживаемой территории. На ее карте были отмечены границы объектов, выходы и проходы между ними. В ходе взаимодействия с пользователем на карте указывалось его местонахождение и выбранного объекта. Поиск маршрута до объекта производился с использованием алгоритма типа А\*. В ходе экспериментов выяснилось,

что большинство пользователей (порядка 60%) предпочитают называть не определенное название объекта, а категорию товара или услуги и только после вывода на экран списка всех удовлетворяющих условию объектов выбирать какой-либо один. Около 40% пользователей подавали запрос без вступительных слов (например, «где находится», «как пройти»), а одним словом или названием (например, «Обувь», «Кафе», «Детская одежда»). Процент неправильно обработанных запросов пользователей составил порядка 15%.

Также при тестировании был проведен опрос пользователей с целью выявления дополнительных требований по эргономике и функционалу информационно-навигационных комплексов. Большинство опрошенных мужчин (56%) предпочитают более высокие информационные комплексы в отличие от женщин, которые отдали свое предпочтение средней высоте (150 см). Синтезируемый «механический» голос системы выбрали 47% женщин, тогда как мужчины (70%) предпочитают женский голос. Расстояние взаимодействия с комплексом как в режиме информирования, так и в режиме сопровождения не рекомендуется делать меньше 50 см. Наиболее удобным средством ввода было выбрано сенсорное меню (41% женщин и 70% мужчин), а средствами вывода информации – аватар в виде говорящей головы вместе с выводом графической информации на монитор. Полученные данные будут использованы при разработке опытного образца многомодального информационно-навигационного комплекса.

**Заключение.** При реализации предложенных режимов функционирования подвижного комплекса были разработаны: структурная модель программно-аппаратного оснащения комплекса; логическая модель выбора текущего режима комплекса, учитывающая расположение пользователей и статус встроенных компонентов; диалоговая модель, построенная на основе данных о рекламируемых объектах и учитывающая текущее положение комплекса и пользователя на обслуживаемой территории. Предложенные модели были реализованы в программно-аппаратном подвижном комплексе – многомодальном подвижном автомате информационного самообслуживания.

Работа выполнена в рамках грантов РФФИ (№ 12-08-01261-а, 12-07-31201-МОЛ\_а, 12-06-31203-МОЛ\_а) и НИР СПбГУ № 31.37.103.2011.

#### *Литература*

1. Stuckler J. Improving People Awareness Of Service Robots by Semantic Scene Knowledge / J. Stuckler, S. Behnke // RoboCup 2010. – Springer Verlag Berlin Heidelberg., 2011. – P. 157–168.
2. Прищепа М.В. Особенности разработки пользовательского интерфейса мобильного информационного робота / М.В. Прищепа, К.Ю. Баранов // Изв. вузов. Приборостроение. – 2012. – Т. 55, № 11. – С. 46–51.
3. Карпов А.А. Многомодальные ассистивные системы для интеллектуального жилого пространства / А.А. Карпов, Л. Акарун, Ал.Л. Ронжин // Труды СПИИРАН. – 2011. – Вып. 19. – С. 48–64.
4. Ронжин А.Л. Проектирование интерактивных приложений с многомодальным интерфейсом / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 1. – С. 124–127.
5. Мещеряков Р.В. Специализированная информационная система поддержки деятельности медицинского учреждения / Р.В. Мещеряков, Л.Н. Балацкая, Е.Л. Чойнзонов // Информационно-управляющие системы. – 2012. – № 5. – С. 51–56.
6. Haddadin S. Requirements for Safe Robots: Measurements, Analysis & New Insights / S. Haddadin, A. Albu-Schäffer, G. Hirzinger // Robotics Research. – 2009. – Vol. 28, № 11–12. – P. 1507–1527.
7. Мещеряков Р.В. Сегментация и параметрическое описание речевого сигнала / Р.В. Мещеряков, В.П. Бондаренко, А.А. Конев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2007. – Т. 50, № 10. – С. 3–7.
8. Глазков С.В. Методы анализа контекста приложений в мобильных гетерогенных устройствах / С.В. Глазков, А.Л. Ронжин // Доклады ТУСУРа. – № 1 (25). – часть 2. – 2012. – С. 236–240.
9. Ронжин Ал.Л. Система аудиовизуального мониторинга участников совещания в интеллектуальном зале / Ал.Л. Ронжин, Ан.Л. Ронжин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (22), ч. 1. – С. 153–157.
10. Lee J.K. Human Social Response Toward Humanoid Robot's Head and Facial Features / J.K. Lee, C. Breazeal // CHI'2010. – 2010. – P. 4237–4242.
11. Mead R. Proxemic feature recognition for interactive robots: automating metrics from social sciences / R. Mead, A. Atrash, M.J. Mataric // ICSR 2011. – Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2011. – P. 52–61.
12. Ронжин А.Л. Особенности дистанционной записи и обработки речи в автоматах самообслуживания / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов, И.А. Кагиров // Информационно-управляющие системы. – 2009. – Вып. 42, т. 5. – С. 32–38.

13. Прищепа М.В. Разработка профиля пользователя с учетом психологических аспектов взаимодействия человека с информационным мобильным роботом // Труды СПИИРАН. – 2012. – Вып. 21. – С. 56–70.

---

**Прищепа Мария Викторовна**

Мл. науч. сотр. лаб. речевых и многомодальных интерфейсов  
Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук (СПИИРАН)  
Тел.: +7 (812) 328-70-81  
Эл. почта: prischepa@iias.spb.su

**Ронжин Андрей Леонидович**

Д-р техн. наук, доцент, зав. лаб. речевых и многомодальных интерфейсов, СПИИРАН.  
гл. науч. сотр. лаб. экспериментальной фонетики Санкт-Петербургского государственного университета  
Тел.: +7-911-253-24-32  
Эл. почта: ronzhin@iias.spb.su

Prischepa M.V., Ronzhin A.L.

**Models of interaction with mobile information-navigation complex**

We analyse modern information systems and user interfaces implemented in them. In the paper there are considered the models and firmware of the mobile information-navigation complex providing interactivity with the user.

**Keywords:** mobile social robots, interactive systems, multimodal interfaces, human-computer interaction.

---

УДК 004.056

А.Ю. Урзов, С.К. Варлатая

## Модель защищенной информационной системы на основе автоматизации процессов управления и мониторинга угроз безопасности

Рассмотрена проблема угроз, связанных с действиями администратора защищенной информационной системы, предложено ее решение путем автоматизации процессов управления информационной безопасностью, основанной на включении в состав защищенной информационной сети модулей унификации и автоматической обработки информации и принятия решений, работающих по протоколу автоматизации SCAP.

**Ключевые слова:** автоматическое управление безопасностью, защита информационных систем, информационная безопасность, SCAP.

Современные подходы к созданию защищенных информационных систем (ЗИС) основываются на принципе комплексности – использовании в составе ЗИС взаимосвязанных между собой различных средств защиты информации и централизованном их управлении. Такие системы устойчивы к внешним и внутренним угрозам и хорошо справляются со своими задачами. Тем не менее у современных ЗИС существуют и слабые места, о которых речь пойдет ниже. Целью данного исследования является определение актуальных проблем защищенных информационных систем и предложение их решения в виде модели ЗИС с автоматизацией процессов управления и мониторинга угроз безопасности.

В процессе функционирования ЗИС предприятия возникает огромное количество событий безопасности. Даже правильно настроенное отдельно взятое средство защиты в сутки может регистрировать сотни «нештатных» событий, но из них лишь малый процент представляют действительную опасность. В централизованной системе защиты обязательно настраивается аудит событий на всех автоматизированных рабочих местах (АРМ) и сетевом оборудовании с занесением информации в журнал безопасности на сервере для дальнейшего анализа. Просмотром этого журнала занимается администратор безопасности, на основании полученных данных он создает и корректирует правила безопасности для каждого конкретного устройства или программы. Этот механизм имеет как минимум 2 слабых места:

1. Наличие человеческого фактора. Огромное количество записей журнала событий, которые администратор безопасности должен просматривать и анализировать, делают его работу рутинной, и это в большой степени влияет на качество его работы: могут остаться неучтенные события, представляющие наибольшую опасность, а также велик риск принятия неправильных решений в создании правил безопасности. Это в свою очередь создает потенциальную опасность для секретной и конфиденциальной информации, хранящейся и обрабатываемой в системе, или же может повлиять на удобство работы пользователей.

2. Отсутствие унифицированности описания ошибок, генерируемых различными СЗИ, уязвимостей, настроек безопасности. Этот фактор также усложняет управление системой защиты ЗИС, отсекая возможность полной автоматизации этого процесса.

Теперь стоит рассмотреть угрозы, связанные с человеческим фактором, на фоне других распространенных угроз. Согласно [1, 5–8], одними из основных являются угрозы, связанные с наличием недеklarированных возможностей (НДВ) в системном и/или прикладном программном обеспечении (ПО), внедрением вредоносных программ, выявлением паролей и др. Теперь наряду с ними учтем также такие угрозы, как «некомпетентные действия администратора по настройке средств защиты информации (СЗИ)» и «преднамеренное внесение изменений в настройки СЗИ администратором», и определим их действительную опасность.

Согласно методике ФСТЭК России [2], актуальность угроз определяется следующим образом. Вначале рассчитываются вероятность реализации и опасность угрозы. Вероятность (Y2) может принимать значения: 0 (маловероятная), 2 (низкая вероятность), 5 (средняя вероятность) и 10 (высокая

вероятность). Опасность угрозы принимает значения: «низкая», «средняя» и «высокая». Оба параметра определяются экспертным путем.

Далее вычисляется коэффициент реализуемости угрозы  $Y$  по формуле

$$Y = (Y_1 + Y_2)/20, \tag{1}$$

где  $Y_1$  – показатель исходной защищенности информационной системы (ИС), зависящий от ее технических и эксплуатационных характеристик. Он может принимать значения 0 (для высокой степени исходной защищенности), 5 (для средней степени) и 10 (для низкой степени). Для данной ИС этот показатель примем равным 5. По значению коэффициента реализуемости угрозы  $Y$  формируется вербальная интерпретация реализуемости угрозы: «низкая» ( $0 \leq Y \leq 0,3$ ), «средняя» ( $0,3 \leq Y \leq 0,6$ ), «высокая» ( $0,6 \leq Y \leq 0,8$ ), «очень высокая» ( $0,8 < Y$ ).

Рассчитав возможность реализации угрозы  $Y$  и ее опасность, можно определить ее актуальность по табл. 1.

Таблица 1

**Определение актуальности угроз**

Возможность реализации угрозы	Показатель опасности угрозы		
	Низкая	Средняя	Высокая
Низкая	Неактуальная	Неактуальная	Актуальная
Средняя	Неактуальная	Актуальная	Актуальная
Высокая	Актуальная	Актуальная	Актуальная
Очень высокая	Актуальная	Актуальная	Актуальная

Конечные данные о расчетах актуальности угроз безопасности рассматриваемой ИС сведены в табл. 2. Названия угроз сокращены и идут по порядку в соответствии со списком выше.

Таблица 2

**Актуальность угроз безопасности данных**

№ п/п	Угроза безопасности ПДн	Коэффициент вероятности реализации угрозы ( $Y_2$ )	Коэффициент реализуемости ( $Y$ )	Возможность реализации	Опасность	Актуальность
1	НДВ	0	0,25	Низкая	Низкая	–
3	Вредоносные программы	0	0,25	Низкая	Низкая	–
4	Выявление паролей	2	0,35	Средняя	Средняя	+
5	Некомпетентные действия администратора	2	0,35	Средняя	Высокая	+
6	Преднамеренная настройка СЗИ	2	0,35	Средняя	Высокая	+

Как видно из табл. 2, последние две угрозы, связанные с действиями администратора, имеют высокую опасность и отмечены как актуальные, потому что фактически ничто (кроме мер ответственности и норм морали) не мешает администратору безопасности случайно или преднамеренно воздействовать на систему защиты таким образом, что увеличится риск возникновения иных угроз ИС. Для решения этой проблемы предлагается усовершенствовать систему защиты, автоматизировав процесс управления информационной безопасностью, т.е. частично или полностью отстранив администратора от участия. Специфика предлагаемого решения позволяет также установить согласованность функционирования различных средств защиты и обеспечить максимальную производительность всего комплекса.

На рис. 1 представлена типовая схема ЗИС, состоящей из автоматизированных рабочих мест пользователей АРМ (1 – n), межсетевого экрана МЭ, сервера безопасности СБ и АРМ администратора, который проводит мониторинг событий от систем защиты разных типов.

Усовершенствование существующей ЗИС осуществляется путем создания новых модулей автоматизации: модуля унификации и модуля автоматической обработки информации и принятия решений.

Компонент унификации представляет собой специальную программу, в задачи которой входит приведение уязвимостей и настроек безопасности различных СЗИ к единому стандарту по типовым формам. Использование средств защиты, поставляемых разными производителями, зачастую влечет за собой несогласованность их работы, сложность в настройке и т.д. Внедрение компонентов уни-

фикации позволит устранить эти проблемы. Компонент устанавливается на сервер безопасности и играет роль шлюза-преобразователя (рис. 2). Его задача – принять и в «прозрачном» режиме привести данные с АРМ и других устройств к утвержденному стандарту, чтобы отправить эти данные в блок автоматической обработки и принятия решений (БАОиПР).

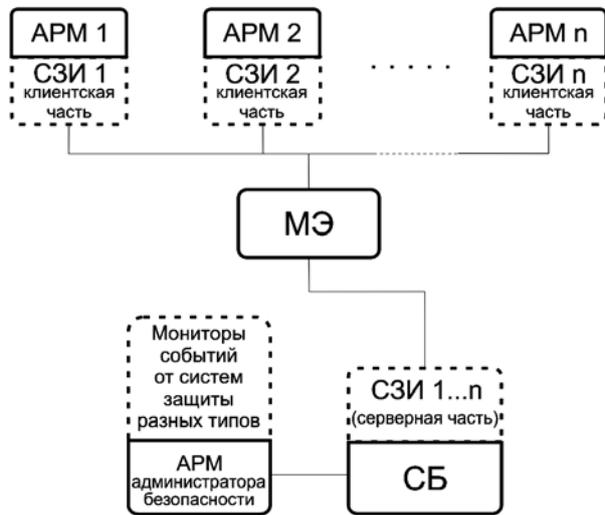


Рис. 1. Типовая схема ЗИС

Шлюз-преобразователь трансформирует описание команд блока принятия решений для отправки по схеме обратной связи на СЗИ. Команды содержат данные о необходимых изменениях настроек безопасности.

Для работы этого программного модуля требуются стандарты – типовые шаблоны для преобразования, в качестве которого предлагается протокол автоматизации контента безопасности SCAP (Security Content Automation Protocol) [4]. Протокол автоматизации SCAP разрабатывается Национальным институтом стандартов и технологий NIST и призван стандартизировать формат описания уязвимостей, автоматизировать процесс управления конфигурациями безопасности, обеспечить информационный обмен между пользователями и производителями средств защиты.

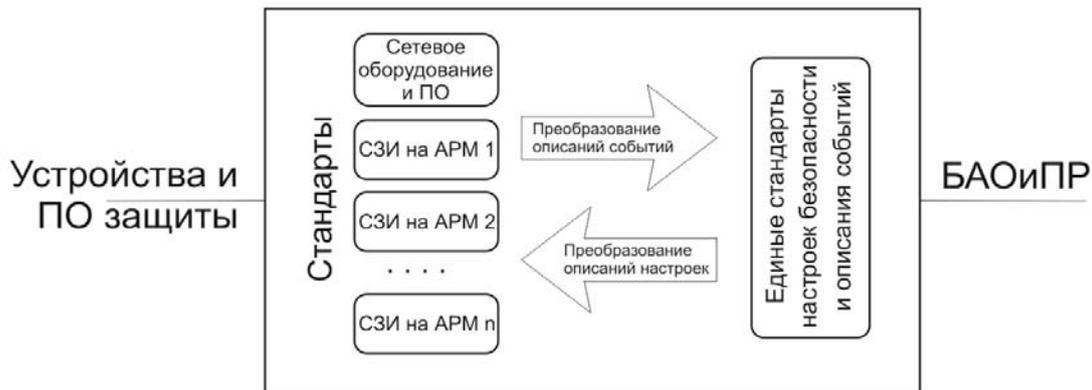


Рис. 2. Устройство шлюза-преобразователя

Использование SCAP выгодно по многим параметрам:

- имеется доступ к репозиторию SCAP-контента – большой базе сигнатур уязвимостей для наиболее распространенных программных и программно-аппаратных средств защиты, а также отправлять данные об уязвимостях из своей системы для анализа;
- наличие готовых конфигураций безопасности, разрабатываемых специализированными лабораториями на основе анализа уязвимостей;
- в проекте SCAP, имеющем статус международного, принимают участие специалисты в области ИБ во всем мире;
- ведущие мировые производители средств защиты в последних версиях своих продуктов уже предусматривают поддержку SCAP;
- SCAP содержит единые стандарты представления данных, основанные на лучших мировых практиках;
- наличие в SCAP встроенного открытого языка описания уязвимостей и проведения оценок OVAL (Open vulnerability and assessment language).

Международный статус проекта, его безусловные качества, описанные выше, и быстрый рост популярности также дают основание полагать, что использование протокола SCAP в очень скором времени станет «правилом хорошего тона» в информационной безопасности.

Второй модуль ЗИС – блок автоматической обработки информации и принятия решений. Это наиболее сложный элемент, поскольку в его функции входит анализ возникающих событий безопас-

ности в системе, самостоятельная оценка угроз, просчет рисков и автоматическая подстройка СЗИ в соответствии с заданными критериями безопасности, т.е. обеспечение адаптивности системы. Для настройки работы анализатора этого блока должен быть предусмотрен режим обучения. В качестве базы спецификаций уязвимостей используется собственная база и репозиторий SCAP, что позволяет эффективно обнаруживать и устранять угрозы. Подсистема анализа событий также умеет сопоставлять данные, полученные из разных источников, находить закономерности и связь между угрозами. Это дает возможность определять распределенные несанкционированные воздействия на систему и предугадывать примерный сценарий действий нарушителя.

Система с внедренными компонентами показана на рис. 3.

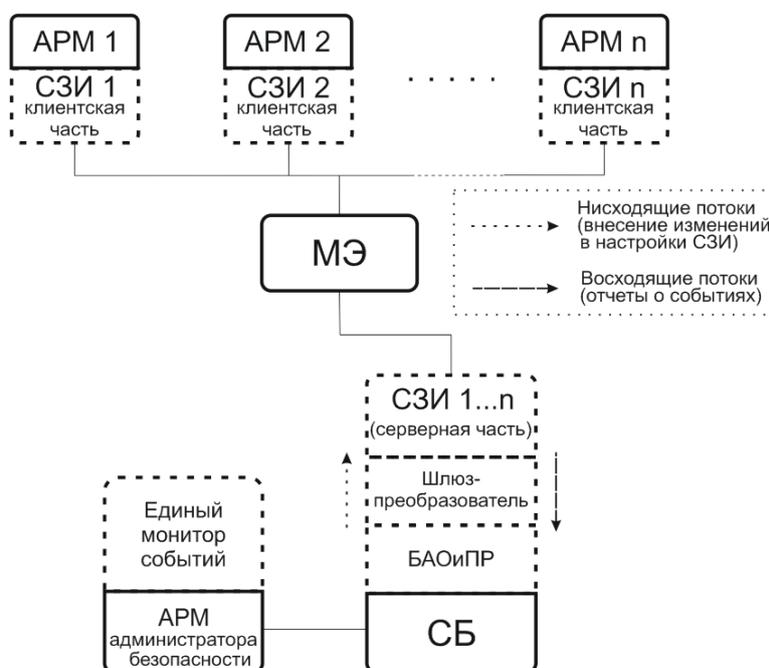


Рис. 3. Схема ЗИС с внедренными модулями автоматизации

Предложенная модель ЗИС с модулями автоматизации способствует решению проблемы угроз, обусловленных некомпетентными действиями и злоумышленным внесением изменений в настройки СЗИ администратором безопасности. Внедренные модули автоматизации процессов управления информационной безопасностью практически полностью исключают участие администратора безопасности в настройке системы защиты, и, таким образом, угрозы, связанные с его действиями, переходят в разряд неактуальных. В функции администратора обновленной системы входит лишь задание критериев безопасности для всей системы в соответствии с нормативной документацией на начальном этапе внедрения системы. Последующее изменение критериев должно строго документироваться и не осуществляться без крайней необходимости.

#### Литература

1. Специальный нормативный документ Федеральной службы по техническому и экспортному контролю Российской Федерации (ФСТЭК РФ) от 15 февраля 2008 г. «Базовая модель угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://b-152.ru/npb/FSTEK\\_bazovaya\\_model\\_ugroz/](http://b-152.ru/npb/FSTEK_bazovaya_model_ugroz/), свободный (дата обращения: 01.03.2013).

2. Специальный нормативный документ Федеральной службы по техническому и экспортному контролю Российской Федерации (ФСТЭК РФ) от 14 февраля 2008 г. «Методика определения актуальных угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://b-152.ru/npb/FSTEK\\_metodika\\_opr\\_aktual\\_ugroz/](http://b-152.ru/npb/FSTEK_metodika_opr_aktual_ugroz/), свободный (дата обращения: 01.03.2013).

3. Montesino R. Automation Possibilities in Information Security Management / R. Montesino, S. Fenz – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sba-research.org/wp-content/uploads/publications/PID1947709.pdf>, свободный (дата обращения: 25.02.2013).

4. The Security Content Automation Protocol (SCAP) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://scap.nist.gov/>, свободный (дата обращения: 03.03.2013).
5. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.
6. Оценка рисков информационной безопасности телекоммуникационной системы / А.А. Кускова, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков, С.С. Ерохин // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2009. – № 13. – С. 90–92.
7. Миронова В.Г. Реализация модели Take-Grant как представление систем разграничения доступа в помещениях / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов, Н.Т. Югов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2–3. – С. 206–210.
8. Миронова В.Г. Методология формирования угроз безопасности конфиденциальной информации в неопределенных условиях их возникновения / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Изв. Южного федерального ун-та. Технические науки. – 2012. – Т. 137, № 12. – С. 39–45.

---

**Урзов Александр Юрьевич**

Студент каф. информационной безопасности Дальневосточного федерального университета (ДВФУ), г. Владивосток  
Тел.: +7-908-982-25-50  
Эл. почта: [verronyvl@gmail.com](mailto:verronyvl@gmail.com)

**Варлатая Светлана Климентьевна**

Канд. техн. наук, профессор каф. информационной безопасности ДВФУ  
Тел.: +7-924-244-40-33  
Эл. почта: [sk-varl@yandex.ru](mailto:sk-varl@yandex.ru)

Urzov A.Y., Varlataya S.K.

**Development of the model of secure information system (SIS) with automation of security assets management and monitoring**

The article shows the problem of assets associated with activity of an information security manager. We offer a solution by means of automation of management of security assets, which is based on the integration of special modules of unification and automated information processing and decision-making, working with the SCAP automation protocol.

**Keywords:** automatic security management, information system security, information security, SCAP.

УДК 004.021

Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин

## Метод $\varepsilon$ -областей оценки состояния объекта контроля в линейном приближении модельной функции

Рассматривается метод оценки состояния объекта контроля, основанный на вычислении в режиме реального времени области допустимых значений параметров линейной модельной функции, описывающей детерминированную составляющую наблюдаемого сигнала. Рассмотрена модификация метода, учитывающая скорость изменения функции сопровождения, формирующей область неопределенности амплитуды сигнала.

**Ключевые слова:** объект контроля, модельная функция, метод  $\varepsilon$ -областей, функция сопровождения.

**Постановка задачи.** Решение задач оценки состояния объекта контроля основано на обработке информационных сигналов, которые в общем случае зависят от случайных факторов и не могут быть заданы аналитически как функция времени. Учет априорной неопределенности при обработке сигналов рассмотрен в интервальном анализе [1–3], однако его методы предполагают наличие аналитической зависимости между выходными переменными  $y$ , входными переменными  $x$  и параметрами  $a$ . В работах [4, 5] с применением метода  $\varepsilon$ -слоя рассмотрена интервальная оценка потенциальной точности измерительных преобразователей и погрешности методов контроля, для которых отсутствует аналитическая зависимость вида  $y = F(x, a)$ . Однако применение метода  $\varepsilon$ -слоя дает завышенные значения для интервальных оценок, и его модель не позволяет сузить интервал неопределенности. Кроме того, не учитываются свойства заданных на  $\varepsilon$ -слое функций, что не дает возможности нахождения интервальной оценки по конкретной реализации сигнала. В связи с этим возникает противоречие между необходимостью оценки параметров сигнала и соответственно состояния объекта контроля в режиме реального времени и отсутствием метода для нахождения области допустимых значений параметров сигнала в пространстве параметров по его реализации. Разработка указанного метода для случая линейного приближения при описании модельной функции на интервале наблюдения является целью данной работы.

Будем считать, что сигнал является в общем случае функцией пространственно-временных координат  $\mathbf{r}^T = (x, y, z, t)$  и вектора параметров  $\lambda$ . Область координат разбита на множество доменов  $DM = \{dm_q\}$ ,  $|DM| = Q$ , в каждом из которых сигнал характеризуется своей моделью поведения. Пусть с учетом погрешностей измерений и влияния случайных факторов модель реального сигнала в каждом домене  $q$  имеет вид

$$Y(r, \lambda) = E_{mq}(r, \lambda) + \Phi_q(r),$$

где  $Y(r, \lambda)$  – наблюдаемая реализация сигнала,  $E_{mq}(r, \lambda)$  – определенная с точностью до параметров модельная функция, описывающая сигнал, с номером типа  $m$  из группы функций  $\{E_m(r, \lambda)\}$ ,  $m \in \{0, 1, \dots, N\}$ ;  $\Phi_q(r)$  – функция сопровождения. Аналитический вид функции сопровождения  $\Phi_q(r)$  неизвестен, однако область ее значений ограничена в силу ограниченности амплитуды реального сигнала. Рассмотрим случай, когда область значений функции сопровождения принадлежит интервалу  $[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]$ , где  $\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+$  – неотрицательные величины, для которых выполняются соотношения  $|\varepsilon_0^-| \ll |E_{mq}(r, \lambda)|$ ,  $|\varepsilon_0^+| \ll |E_{mq}(r, \lambda)|$ . Ансамбль  $\Phi_q(r)$  образует слой неопределенности в окрестности модельной функции, толщина которого в общем случае может зависеть от  $r$ . Основным требованием к модельной функции являются непрерывность и простота вычисления в реальном времени на устройстве с ограниченными вычислительными возможностями. Для компонент вектора  $\lambda$  в общем случае не выполняется условие независимости, и их интервальные оценки представляют собой область в пространстве параметров, которая должна изменяться в процессе обработки данных реализации сигнала.

Метод нахождения интервальных оценок параметров  $\lambda$  при условии ограниченности области значений функции сопровождения  $\Phi_q(r)$  будем реализовывать как итерационную процедуру. На каждой итерации осуществляется уточнение границ области допустимых значений интервальных оценок в пространстве параметров и сравнение этой области с областью значений параметров, соответствующих либо нештатной ситуации на объекте контроля, либо его штатному состоянию.

Для простоты вектор  $\mathbf{r}$  представим единственной временной компонентой  $t$ , что не является принципиальным ограничением. Определение области  $\Lambda$  допустимых текущих интервальных значений параметров  $\lambda$  осуществляется в соответствии с типом модельной функции. Для простоты изложения метода рассмотрим линейную модельную функцию  $E_1(r, \lambda) = \lambda_1 \cdot r + \lambda_0$ .

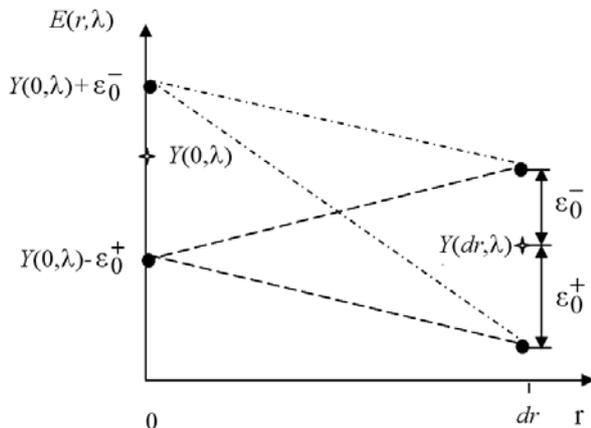
На первой итерации метода по реализации сигнала в точках  $r = 0$  и  $r = dr$  с учетом области значений функции сопровождения вычисляется интервал для параметра  $\lambda_0$ , так как согласно типу модельной функции параметр  $\lambda_1$  при  $r = 0$  не влияет на ее значение. При этом верхняя  $\lambda^{\max}$  и нижняя  $\lambda^{\min}$  границы оценки параметра  $\lambda_0$  равны

$$\hat{\lambda}_0^{\max 1} = Y(0, \lambda) + \varepsilon_0^-, \quad \hat{\lambda}_0^{\min 1} = Y(0, \lambda) - \varepsilon_0^+. \quad (1)$$

Цифра в верхнем индексе параметра соответствует номеру итерации алгоритма. Оценки верхней и нижней границ параметра  $\lambda_1$  зависят от значений параметра  $\lambda_0$ , поэтому будем вычислять оценки параметра  $\lambda_1$  в точках, где параметр  $\lambda_0$  принимает минимально и максимально возможные значения (рис. 1):

$$\hat{\lambda}_1^{\min 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\max 1}} = \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) - \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]}{dr}, \quad \hat{\lambda}_1^{\max 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min 1}} = \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda)}{dr},$$

$$\hat{\lambda}_1^{\max 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min 1}} = \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) + \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]}{dr}. \quad (2)$$



Вычисленные по формулам (1) и (2) интервальные оценки компонент вектора параметров  $\lambda$  формируют в пространстве параметров четырехугольник с вершинами, соответствующими минимальным и максимальным значениям параметров.

Рис. 1. Оценка параметров модельной функции  $E_1(r, \lambda)$  на первой итерации метода  $\varepsilon$ -областей

Будем называть область допустимых интервальных оценок компонент вектора параметров при наложенных ограничениях на область изменения функции сопровождения  $\Phi(r)$   $\varepsilon$ -областью. Обозначим  $\varepsilon$ -область, полученную на первой итерации работы алгоритма, через  $OE_1$ , она же на первой итерации будет являться результирующей областью  $OR$  допустимых значений параметров.

На последующих шагах алгоритма по реализации сигнала в точках  $r = i \cdot dr$  и  $r = (i+1) \cdot dr$  для итерации с номером  $i \geq 1$  по формулам (3) вычисляются нижняя и верхняя границы оценок  $\hat{\lambda}_0^{\min i+1}$  и  $\hat{\lambda}_0^{\max i+1}$  параметра  $\lambda_0$ , а также нижние и верхние границы оценок параметра  $\lambda_1$  для различных значений параметра  $\lambda_0$ :

$$\hat{\lambda}_0^{\max i+1} = Y(i \cdot dr, \lambda) + \varepsilon_0^-, \quad \hat{\lambda}_0^{\min i+1} = Y(i \cdot dr, \lambda) - \varepsilon_0^+,$$

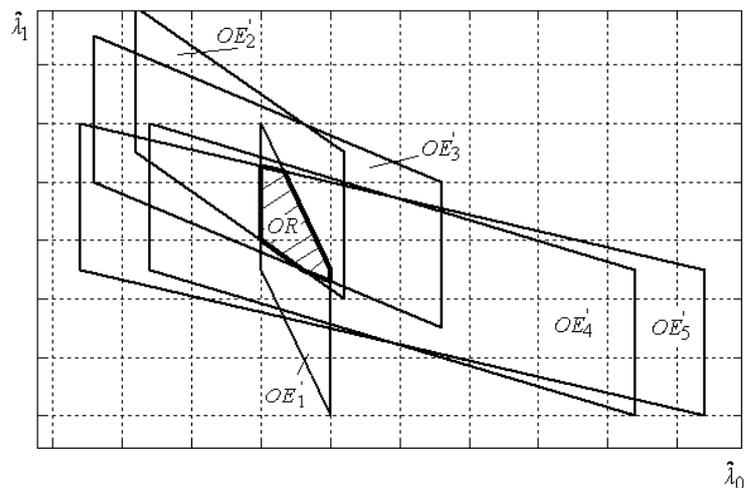
$$\hat{\lambda}_1^{\min i+1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\max i+1}} = \frac{Y((i+1) \cdot dr, \lambda) - Y(i \cdot dr, \lambda) - \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]}{dr},$$

$$\hat{\lambda}_1^{\max i+1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\max i+1} = \hat{\lambda}_1^{\min i+1}} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min i+1}} = \frac{Y((i+1) \cdot dr, \lambda) - Y(i \cdot dr, \lambda)}{dr},$$

$$\hat{\lambda}_1^{\max i+1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min i+1}} = \frac{Y((i+1) \cdot dr, \lambda) - Y(i \cdot dr, \lambda) + \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]}{dr}. \quad (3)$$

Вычисленные по (3) значения являются координатами вершин четырехугольника, образующего  $\varepsilon$ -область  $OE_{i+1}$  в пространстве параметров. Для формирования результирующей  $\varepsilon$ -области  $OR$  допустимых значений параметров модельной функции на каждой итерации необходимо определять пересечение текущей области  $OR$  и  $\varepsilon$ -области  $OE'_{i+1}$ , координаты вершин которой получены из координат вершин  $\varepsilon$ -области  $OE_{i+1}$  путем переноса начала координат из точки  $(i \cdot dr, 0)$  в точку  $(0, 0)$ . В общем случае задача определения результирующей  $\varepsilon$ -области  $OR$  сводится к задаче определения координат вершин многоугольника, являющегося пересечением текущей  $\varepsilon$ -области  $OR$ , сформированной по истории реализации сигнала, и  $\varepsilon$ -области  $OE'_{i+1}$ . При решении этой задачи использовался метод О'Рурка. На каждой итерации метода происходит уменьшение площади результирующей  $\varepsilon$ -области, что соответствует уточнению интервальных оценок параметров модельной функции и снижению неопределенности по мере появления информации об очередных отсчетах реализации контролируемого сигнала (рис. 2).

Рис. 2. Результирующая  $\varepsilon$ -область  $OR$  оценки параметров модельной функции  $E_1(r, \lambda)$



Рассмотрим метод определения интервальных оценок параметров модельной функции при введении ограничений на скорость изменения функции сопровождения  $\Phi_q(r)$ . Предположим, что функция сопровождения имеет вид  $\Phi_q(r) = \Phi_0 + v \cdot r$ , причем  $\Phi_0 \in [-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]$ ,  $v \in [-\varepsilon_v^-, \varepsilon_v^+]$ , где  $\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+, \varepsilon_v^-, \varepsilon_v^+$  – неотрицательные величины, для которых выполняются соотношения  $|\varepsilon_0^-| \ll |E(r, \lambda)|$ ,  $|\varepsilon_0^+| \ll |E(r, \lambda)|$ ,  $|\varepsilon_v^-| \ll |\Phi_q(r)|$ ,  $|\varepsilon_v^+| \ll |\Phi_q(r)|$ . Интервал  $[-\varepsilon_v^-, \varepsilon_v^+]$  определяет ограничения по производной  $d\Phi_q(r)/dr$ , иллюстрируемые рис. 3. Если функция сопровождения в точке  $r = 0$  принимает значение, соответствующее верхней границе  $\Phi_0$  (точка  $A$ ), то на интервале  $[0, dr]$  ее значение должно принадлежать области I. Если же  $\Phi_q(0)$  принимает значение, соответствующее нижней границе  $\Phi_0$  (точка  $B$ ), то на интервале  $[0, dr]$  ее значение должно принадлежать области II.

Очевидно, что для выполнения ограничений на область значений функции сопровождения необходимо, чтобы выполнялось условие невыхода  $\Phi_q(r)$  за границы слоя неопределенности в течение интервала наблюдения  $dr$  при нахождении скорости изменения функции сопровождения в пределах интервала  $[-\varepsilon_v^-, \varepsilon_v^+]$ , т.е. должны выполняться условия  $\varepsilon_v^+ \cdot dr < \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]$ ,  $-\varepsilon_v^- \cdot dr < \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+]$ .

Рассмотрим, каким образом введенные ограничения на скорость изменения функции сопровождения влияют на определение области допустимых интервальных оценок параметров модельной функции. На первой итерации метода сначала вычисляется интервал для параметра  $\lambda_0$ , так как в

точке  $r = 0$  он зависит только от величин  $\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+$ , причем верхняя и нижняя границы оценки параметра  $\lambda_0$  вычисляются по формулам (1).

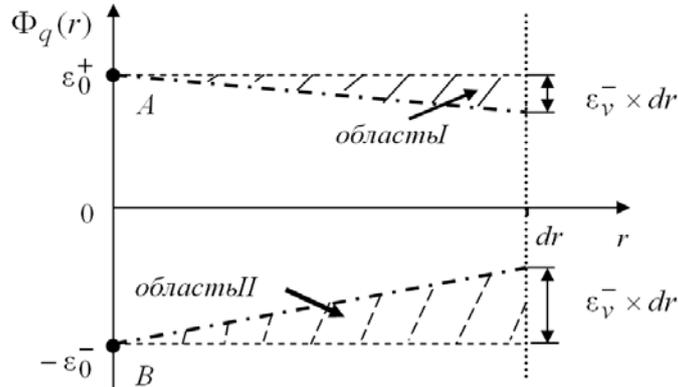


Рис. 3. Ограничения на изменение производной функции сопровождения

Для вычисления оценок параметра  $\lambda_1$  рассмотрим взаимосвязь между изменениями функции сопровождения и модельной функцией при условии учета отсчетов текущей реализации сигнала. Если функция сопровождения не равна константе и уменьшается со скоростью, не превышающей максимально возможную скорость падения  $\varepsilon_v^-$ , то модельная функция должна возрастать на интервале между смежными отсчетами, чтобы результирующий сигнал оставался в пределах области неопределенности. Если  $\Phi_q(r)$  увеличивается со скоростью, не превышающей максимально возможную скорость роста  $\varepsilon_v^+$ , то модельная функция, наоборот, должна убывать по тем же самым причинам. Опираясь на данные закономерности, будем вычислять значения оценок параметра  $\lambda_1$  по формулам:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_1^{\min 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min 1}} &= \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) + \varepsilon_v^- \cdot dr}{dr}, \quad \hat{\lambda}_1^{\max 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\max 1}} = \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) - \varepsilon_v^+ \cdot dr}{dr}, \\ \hat{\lambda}_1^{\max 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\min 1}} &= \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) + \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+] - \varepsilon_v^+ \cdot dr}{dr}, \\ \hat{\lambda}_1^{\min 1} \Big|_{\hat{\lambda}_0^{\max 1}} &= \frac{Y(dr, \lambda) - Y(0, \lambda) - \text{wid}[-\varepsilon_0^-, \varepsilon_0^+] + \varepsilon_v^- \cdot dr}{dr}. \end{aligned} \quad (4)$$

Вычисленные по (1) и (4) интервальные оценки параметров  $\lambda_0$  и  $\lambda_1$  формируют в пространстве параметров  $\varepsilon$ -область  $OE_1^V$ , являющейся на первой итерации результирующей областью  $OR$  допустимых значений параметров. Для последующих итераций по реализации сигнала в точках  $r = i \cdot dr$  и  $r = (i+1) \cdot dr$  для  $i \geq 1$  по формулам, аналогичным (4), но с заменой точек 0 и  $dr$  соответственно на точки  $i \cdot dr$  и  $(i+1) \cdot dr$ , вычисляются нижняя и верхняя границы оценок параметра  $\lambda_0$  и нижние и верхние границы оценок параметра  $\lambda_1$  для различных значений параметра  $\lambda_0$ . Эти граничные значения оценок параметров модельной функции являются координатами вершин  $\varepsilon$ -области  $OE_{i+1}^V$  в пространстве параметров. Определение координат вершин результирующей  $\varepsilon$ -области  $OR$  допустимых значений параметров модельной функции осуществляется путем пересечения текущей  $\varepsilon$ -области  $OR$  и  $\varepsilon$ -области  $OE_{i+1}^{V'}$ , координаты вершин которой получены из координат вершин  $\varepsilon$ -области  $OE_{i+1}^V$  при переносе начала координат из точки  $(i \cdot dr, 0)$  в точку  $(0, 0)$ . Результаты расчетов для различных скоростей изменения функции сопровождения и различной динамики наблюдаемой реализации сигнала показывают, что наложение ограничений на функцию сопровождения позволяет на каждой итерации метода сужать  $\varepsilon$ -область допустимых значений параметров модельной функции, причем можно отметить, что  $\varepsilon$ -область, определенная при наличии ограничений на скорость изменения функции сопровождения, является внутренней для  $\varepsilon$ -области, вычисленной при отсутствии ограничений, что свидетельствует о повышении точности оценивания параметров модельной функции.

**Заключение.** На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Предложенный метод позволяет по реализации сигнала вычислять интервальные оценки параметров в линейном приближении модельной функции, что является развитием и практическим применением нового направления интервального анализа не только к параметрически заданным функциям, но и к многомерным непрерывным сигналам.

2. Определенные в пространстве параметров границы  $\varepsilon$ -области характеризуют состояние объекта контроля и в дальнейшем могут быть использованы для целей контроля и/или управления в информационно-измерительных и управляющих системах. Разработанный метод целесообразно применять в условиях, когда законы статистики в конкретной ситуации не соблюдаются в силу нестационарного и неэргодического характера наблюдаемого сигнала и когда требуется повышенная надежность оценки. Возможные области его применения – различные оптико-электронные системы, системы охраны, распознавания образов, оперативного технологического контроля, медицинские диагностические комплексы. Основным ограничением метода является необходимость наличия достаточной априорной информации для составления адекватной модели  $\varepsilon$ -слоя, а также необходимость описания наблюдаемых шумов и помех в виде аддитивной составляющей. В настоящее время метод  $\varepsilon$ -областей проходит апробацию при анализе сигналов в системах температурного мониторинга и оперативного контроля энергоресурсов.

#### *Литература*

1. Шокин Ю.И. Интервальный анализ. – Новосибирск: Наука, 1981. – 112 с.
2. Калмыков С.А. Методы интервального анализа / С.А. Калмыков, Ю.И. Шокин, З.Х. Юлдашев. – Новосибирск: Наука, 1986. – 224 с.
3. Шарый С.П. Конечномерный интервальный анализ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nsc.ru/interval/Library/InteBooks/SharyBook.pdf>, свободный (дата обращения: 25.04.2013).
4. Сучкова Л.И. Применение интервальных оценок в приборах и методах контроля для выделения информационных параметров квазидетерминированных сигналов / Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин // Вестник Югорского гос. ун-та. – 2011. – Вып. 2(21). – С. 69–81.
5. Сучкова Л.И. Оценка параметров квазидетерминированных информативных сигналов методом  $\varepsilon$ -слоя / Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин // Вестник ДагГТУ. Технические науки. – 2011. – № 4(23). – С. 11–22.

---

#### **Сучкова Лариса Иннокентьевна**

Профессор каф. вычислительных систем и информационной безопасности АлтГТУ

Тел.: 8 (385-2) 29-07-86

Эл. почта: [lis@agtu.secna.ru](mailto:lis@agtu.secna.ru)

#### **Якунин Алексей Григорьевич**

Зав. каф. вычислительных систем и информационной безопасности АлтГТУ

Тел.: 8 (385-2) 29-07-86

Эл. почта: [yakunin@agtu.secna.ru](mailto:yakunin@agtu.secna.ru)

Suchkova L.I., Yakunin A.G.

#### **The $\varepsilon$ -areas method of the estimation of the condition of object of the control in linear approach of modelling function**

In paper the method of an estimation of a state of the controlled object, based on an evaluation in a condition of real time of area of admissible values of parameters of the linear modelling function describing the determined component of an observable signal is considered. The modification of a method considering a velocity of a variation of function of support, uncertainty of amplitude of a signal forming area is considered.

**Keywords:** control object, modelling function, method  $\varepsilon$ -areas, support function.

УДК 004.043; 004.932.72'1

А.Н. Дымченко, А.И. Оферкин, Н.М. Федотов

## Модифицированный метод деформируемой модели для автоматической сегментации левого предсердия на томографических изображениях

Предложена модификация метода деформируемой модели для создания алгоритма автоматической сегментации левого предсердия и устьев легочных вен на томографических изображениях, основанная на предварительном выборе из атласа прототипа формы. Определены значения среднего отклонения объема камеры левого предсердия, полученного в результате сегментации в автоматическом режиме с использованием модифицированного метода деформируемой модели, по отношению к объему камеры, полученному в результате сегментации этих же данных врачом-экспертом. Показана эффективность использования предложенного метода сегментации.

**Ключевые слова:** сегментация, деформируемая модель, атлас форм, левое предсердие.

**Постановка задачи.** В большинстве случаев форма внутренних органов подобна у каждого человека. Это дает возможность методам машинного зрения, применяемым в медицине, опознать и очертить анатомические объекты на основе априорных знаний об их соответствующих формах. Достигнут существенный прогресс в использовании знаний о форме и размере модели, соответствующей каждому органу, для создания эффективных алгоритмов сегментации внутренних органов [1] на изображениях компьютерной томографии (КТ). Например, метод сегментации, основанный на использовании деформируемой модели, дает очень точные результаты в выделении границ как всего сердца [1–4, 10–12], так и левого предсердия в частности [5]. Основным достоинством метода сегментации, основанного на использовании деформируемой модели, является возможность автоматизации процесса сегментации. Но геометрические формы и физические размеры левого предсердия и в особенности легочных вен для каждого человека уникальны (рис. 1), из-за чего возникает проблема в автоматическом определении контура левого предсердия на изображении. Используя только одну модель-прототип для сегментации, различия в анатомии левого предсердия не могут быть четко выделены, и, таким образом, результат сегментации является неточным. В работе [2] предпринята попытка классификации форм основных стволов правых и левых легочных вен для целей сегментации, но автоматическая сегментация все равно затруднена.

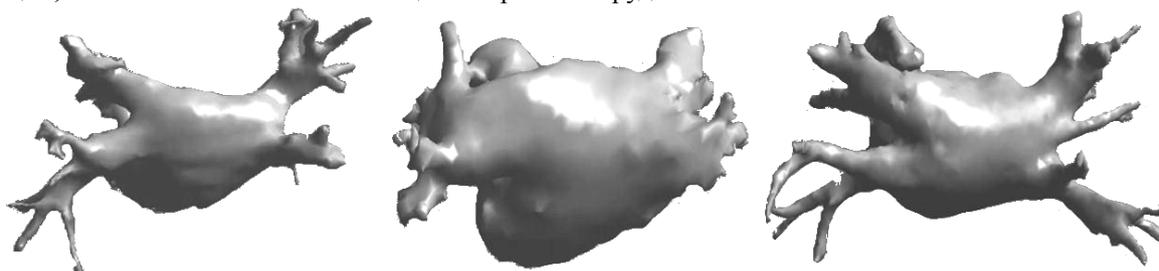


Рис. 1. Изображения геометрических форм левого предсердия и устьев легочных вен

Цель работы заключается в разработке алгоритма и программного модуля компьютерного томографа для автоматической сегментации левого предсердия и устьев легочных вен на томографических изображениях путем модификации метода деформируемой модели.

**Модифицированный метод деформируемой модели для автоматической сегментации томографических изображений.** Модификация метода деформируемой модели заключается в изначальном поиске формы устьев легочных вен левого предсердия (выбор модели-прототипа из атласа форм) для повышения точности сегментации камеры левого предсердия в автоматическом режиме. Атлас форм представляет собой пополняемую базу данных, созданную изначально с помощью врачей-экспертов с использованием разработанного для комплекса «Биоток-ХР» программного обеспечения (рис. 2).

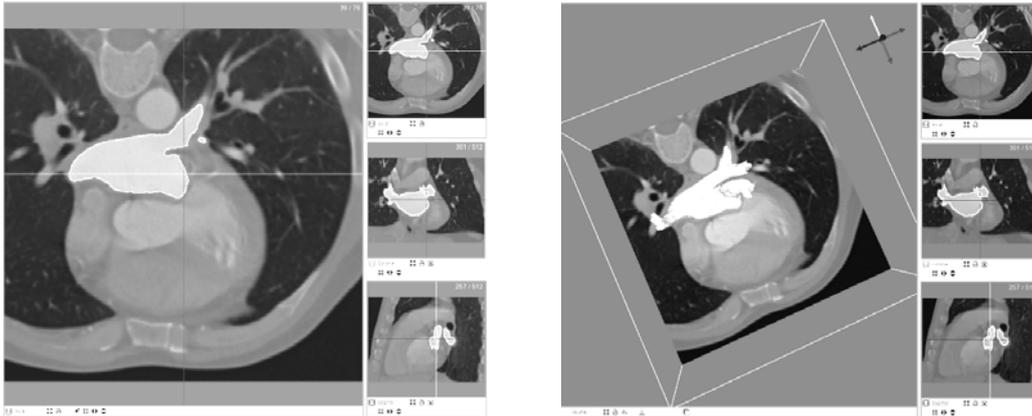


Рис. 2. Интерфейс программы «Left Atrium model-based image segmentation» комплекса «Биоток-ХР» для составления атласа форм. Слева – процедура сегментации, справа – процедура 3D-визуализации и измерения объема

Автоматическая сегментация камеры левого предсердия выполняется в следующие три этапа:

1. Определение начального положения левого предсердия – используется преобразование Хафа для определения примерного положения камеры левого предсердия и адаптации размера модели-прототипа [3, 4, 6, 13, 14]. Для адаптации размера модели-прототипа к изображению выполняются преобразования подобия, мультиаффинные преобразования  $T$  и  $B$ -сплайн интерполяция [5–9].

2. Определение формы устьев легочных вен с использованием метода деформируемой модели. Деформируемая модель представляет собой шаблон некоторой формы, а для оценки состояния модели используется подход с определением величины «энергии» модели [4–7]. Энергия модели  $E(C)$  складывается из внешней энергии  $E_1(C)$  – соответствие конфигурации модели ограничениям на форму объекта (модель-прототип с формой устьев легочных вен) и внутренней энергии  $E_2(C)$  – критерий согласия модели и данных на изображении:

$$E(C) = E_1(C) + E_2(C), \quad (1)$$

$$E_1(C) = \sum_{i=1}^N \frac{((x(i) - \hat{x}(i))^2)}{i=1 \cdot 2 \cdot \beta^{-1} \cdot \exp(1 - \alpha)}, \quad (2)$$

$$E_2(C) = \sum_{i=1}^V \sum_{j \in N(i)} ((v_i - v_j) - (T|m_i| - T|m_j|))^2, \quad (3)$$

где  $E_1$  – внешняя, а  $E_2$  – внутренняя энергия модели;  $N$  – множество пикселей на изображении;  $x(i)$  – значение пикселя на входном изображении;  $\hat{x}(i)$  – значение пикселя на изображении, соответствующем модели-прототипу;  $\alpha$  – весовой коэффициент, регулирующий эластичность контура формы объекта (выбрано 6,5);  $\beta$  – весовой коэффициент, регулирующий жесткость контура формы объекта (выбрано 4);  $V$  – множество вершин деформируемой модели;  $N(i)$  – множество индексов соседних вершин;  $v_i$  – вершина деформируемой модели;  $m_i$  – вершина модели-прототипа, которая подвергается мультиаффинным преобразованиям.

Процесс адаптации формы деформируемой модели к изображению заключается в минимизации функционала (1) энергии модели  $E(C)$ . Модель меняет свою форму, подстраиваясь под входные данные. В результате из эталонной модели, начальное местоположение которой определено с использованием преобразования Хафа, получаем явное описание границы объекта. Для определения формы устьев легочных вен левого предсердия сначала выполняется классификация формы основных стволов легочных вен с выбором модели-прототипа из набора, для которой проводится сегментация. Модель-прототип, имеющая минимальную суммарную энергию  $E(C)$  функционала (1), используется для выбора подходящей формы из атласа, которая и используется для пациента.

3. Осуществляется сегментация методом деформируемой модели изображений компьютерного томографа пациента с использованием формы из атласа с определенной на предыдущем этапе формой устьев легочных вен. Сегментация с использованием некоторого количества итераций происходит до того момента, пока сетка модели не достигнет стационарного состояния. Сегментация с последовательной классификацией модели-прототипа и выбором наиболее подходящей формы из атласа в несколько раз сокращает длительность процедуры.

**Эффективность алгоритма.** Для проверки алгоритма были проведены исследования форм легочных вен 20 пациентов с использованием изображений КТ, на которых контрастировано левое предсердие. Использовался формат изображений – DICOM, с разрешением 512×512. Размер пикселя 0,625×0,625 мм<sup>2</sup>, а толщина каждого слоя – 1,2 мм. Врачами-экспертами клиник СибГМУ (г. Томск) вручную сегментированы изображения КТ пациентов с контрастированным левым предсердием и классифицировано 14 различных форм левого предсердия и легочных вен для создания атласа форм с возможностью добавления новых. Полученные формы левого предсердия, в части зависимости от количества венозных устьев на левой и правой стороне, в целом совпадают с результатами исследования [2].

В табл. 1 представлены результаты тестирования программы по классификации формы устьев легочных вен левого предсердия 20 пациентов при последовательном автоматическом переборе 14 моделей-прототипов для сегментации с использованием метода деформируемой модели. Каждая созданная форма может затем использоваться в качестве модели-прототипа.

Таблица 1

Результаты определения формы устьев левого предсердия

№ п/п пациента	Заданная форма устьев	Обнаруженная форма устьев	Совпадение формы устьев	Время определения начального положения, с	Общее время сегментации изображения, с
1	1	1	+	21	249
2	4	4	+	23	265
3	3	3	+	23	262
4	7	7	+	19	251
5	7	7	+	20	254
6	6	6	+	21	255
7	5	5	+	20	261
8	2	2	+	22	259
9	1	1	+	19	257
10	2	2	+	22	248
11	3	3	+	23	249
12	7	7	+	21	260
13	6	6	+	20	258
<b>14</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	–	<b>15</b>	<b>250</b>
15	5	5	+	19	260
16	5	5	+	19	261
17	7	7	+	22	262
18	1	1	+	23	260
19	3	3	+	21	264
<b>20</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	–	<b>16</b>	<b>255</b>

Автоматическая сегментация камеры левого предсердия модифицированным методом деформируемой модели занимает в среднем 257 с, из них в среднем 20,5 с – на определение начального положения. Часть синтезированных по результатам сегментации форм показана на рис. 1. Относительное отклонение  $\sigma$  определялось как отношение объема камеры левого предсердия, полученного в результате сегментации в автоматическом режиме с использованием модифицированного метода деформируемой модели к объему камеры, полученному в результате сегментации этих же данных врачом-экспертом, и вычислялось согласно выражению

$$\sigma = \left| 100 - \frac{V_{\text{авт}}}{V_{\text{ручн}}} \cdot 100 \right| \%, \quad (4)$$

где  $V_{\text{авт}}$  – объем камеры левого предсердия, полученный в автоматическом режиме;  $V_{\text{ручн}}$  – объем камеры левого предсердия, полученный при участии врача-эксперта.

Объем камеры левого предсердия и легочных вен определялся как интегральный объем общего количества пикселей, включенных по результатам сегментации из исходных томографических срезов:

$$Vol = \sum_{i=1}^X \sum_{j=1}^Y \sum_{k=1}^Z p \times \text{Size}_{i,j,k} \cdot p \times \text{Spacing}, \quad (5)$$

где  $Vol$  – объем камеры;  $X, Y, Z$  – соответственно ширина и высота изображения в пикселях и количество срезов;  $p \times \text{Size}$  – физический размер пикселя, мм<sup>2</sup>;  $p \times \text{Spacing}$  – толщина среза, мм.

Среднее значение относительного отклонения  $\sigma$  для сегментации в автоматическом режиме с использованием 14 моделей-прототипов составляет 9,63%. Расчет проводился на компьютере с процессором Intel Core i5 – 3300 МГц; время, затраченное на определение начального положения и на сегментацию, указано в табл. 1.

В табл. 2 представлены сравнительные данные по определению объема камеры левого предсердия с устьями легочных вен, полученные в результате сегментации изображений КТ с помощью модифицированного алгоритма в автоматическом режиме и в результате сегментации врачом-экспертом.

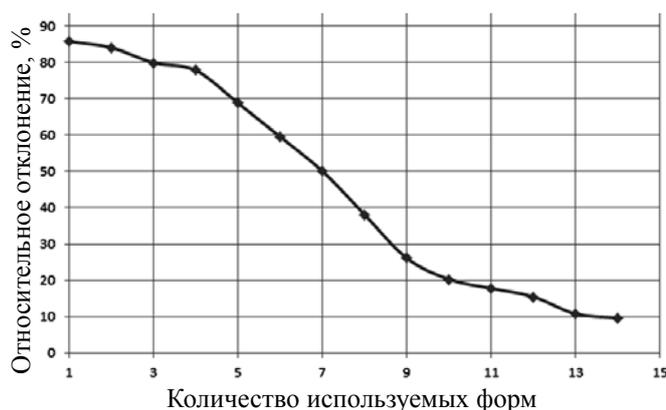
Средние значения относительного отклонения  $\sigma$  для сегментации изображений КТ 20 пациентов в автоматическом режиме с использованием  $n$  моделей-прототипов, где значение  $n$  представлено дискретным рядом от 1 до 14 с шагом, равным 1, изображены на рис. 3.

Рис. 3. Зависимость относительного отклонения  $\sigma$  объема камеры сегментированного левого предсердия и легочных вен от количества используемых форм из атласа

**Отклонение объема камеры левого предсердия**

№ п/п пациента	Объем камеры, сегментированный врачом-экспертом, см <sup>3</sup>	Объем камеры, сегментированный автоматически, см <sup>3</sup>	Относительное отклонение объема $\sigma$ , %
1	148,1	135,7	8,3
2	110,2	120,2	9,1
3	112,3	126,7	12,8
4	147,7	136,8	7,3
5	141,9	127,0	10,5

Таблица 2



**Заключение.** На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. При сегментации левого предсердия 20 пациентов с использованием одной модели-прототипа (три устья правых легочных вен и два устья левых легочных вен, которые образуют общий ствол) среднее значение отклонения  $\sigma$  равно 85,83%. При использовании 14 моделей-прототипов с различными строениями левых и правых легочных вен среднее значение отклонения  $\sigma$  резко падает и составляет уже 9,63%.

2. При дальнейшем увеличении количества моделей-прототипов для сегментации изображений КТ среднее значение отклонения  $\sigma$  будет еще меньше, а точность определения контуров левого предсердия в автоматическом режиме проведения сегментации будет повышена за исключением случаев аномально-измененных структур.

3. Предложенный модифицированный метод деформируемой модели может также успешно применяться для сегментации других органов и областей после подготовки соответствующего набора атласов форм. Такие атласы форм можно составлять с помощью разработанного для «Биоток-ХР» программного обеспечения «Left Atrium model-based image segmentation».

Работа выполнена при поддержке РФФИ гранта № 13-08-01343а и грант РФФИ № 13-08-98130-р\_офи.

*Литература*

1. Kainmüller, D. Shape constrained automatic segmentation of the liver based on a heuristic intensity model / D. Kainmüller, T. Lange, H. Lamecker // MICCAI Workshop 3D Segmentation in the Clinic: A Grand Challenge, 2007. – P. 109–116.
2. Variations in pulmonary venous drainage to the left atrium: Implications for radiofrequency ablation / E.M. Marom, J.E. Herndon, Y.H. Kim, H.P. McAdams // Radiology. – 2004. – Vol. 230. – P. 824–829.
3. Prevalence and characterization of pulmonary vein variants in patients with atrial fibrillation determined using 3-dimensional computed tomography / K. Kaseno, H. Tada, K. Koyama et al. // The American Journal of Cardiology. – 2008. – Vol. 101(11). – P. 1638–1642.
4. Automatic model-based segmentation of the heart in CT images / O. Ecabert, J. Peters, H. Schramm et al. // IEEE Transactions on Medical Imaging. – 2008. – Vol. 27(9). – P. 1189–1201.
5. Multi-part Left Atrium Modeling and Segmentation in C-Arm CT Volumes for Atrial Fibrillation Ablation / Y. Zheng, T. Wang, M. John et al. // MICCAI. – 2011. – Vol. 14 (Pt 3). – P. 487–495.

6. Lung extraction, lobe segmentation and hierarchical region assessment for quantitative analysis on high resolution computed tomography images / J.C. Ross, R.S.J. Estepar, A. Diaz et al. // MICCAI. – 2009. – Vol. 12 (Pt 2). – P. 690–698.
7. Ballard D.H. Generalizing the Hough transforms to detect arbitrary shapes // Pattern Recognition. – 1981. – Vol. 13(2). – P. 111–122.
8. Organ segmentation with level sets using local shape and appearance priors / T. Kohlberger, M.G. Uzunbas, C.V. Alvino, et al. // MICCAI. – 2009. – Vol. 12 (Pt 2). – P. 34–42.
9. Image Segmentation Using Deformable Model [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iacl.ece.jhu.edu/~chenyang/research/pubs/p119b.pdf>, свободный (дата обращения: 11.02.2013).
10. Методы повышения достоверности определения координат в системах локации и визуализации эндокардинальных электродов / Н.М. Федотов, А.А. Шелупанов, С.В. Жарый, А.И. Оферкин // Медицинская техника. – 2007. – № 4. – С. 1–7.
11. Имитационное моделирование и визуализация электрической активности миокарда / Н.М. Федотов, С.В. Жарый, А.А. Шелупанов и др. // Изв. Том. политех. ун-та. – 2009. – Т. 315, № 5. – С. 98–104.
12. Methods for increasing the reliability of coordinate determination by the location and imaging systems of endocardial electrodes / N.M. Fedotov, A.A. Shelupanov, S.V. Zharyi, A.I. Oferkin // Biomedical Engineering. – 2007. – Т. 41, № 4. – С. 145–149.
13. Шелупанов А.А. Бионическая модель оптимального размера генерирующих электродов для информационной технологии внутрисердечной навигации / А.А. Шелупанов, Н.М. Федотов, С.В. Жарый // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление: St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems. – 2012. – Т. 2, № 145. – С. 96–100.
14. Технология прямого поиска при решении задач прикладной математики / В.А. Архипов, С.С. Бондарчук, И.Г. Боровской, А.А. Шелупанов // Вычислительные технологии. – 1995. – Т. 4, № 10. – С. 19.

---

**Дымченко Артём Николаевич**

Студент 5-го курса, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа  
Тел.: +7-952-882-61-68  
Эл. почта: mailagentrus@gmail.com

**Оферкин Александр Иванович**

Канд. мед. наук, ст. науч. сотр., рук. отд. сердечно-сосудистой хирургии клиник Сибирского государственного медицинского университета, г. Томск  
Тел.: +7-382-2-55-59-91  
Эл. почта: mailagentrus@gmail.com

**Федотов Николай Михайлович**

Канд. техн. наук, зав. лаб. безопасных биомедицинских технологий каф. КИБЭВС ТУСУРа  
Тел.: +7-923-404-99-59  
Эл. почта: n.m.fedotov@gmail.com

Dymchenko A.N., Oferkin A.I., Fedotov N.M.

**A modified method of deformable model left atrium CT image segmentation in auto mode**

In the article we present a modification of the algorithm on the automatic segmentation of CT images using the deformable model based on determining the shape of the original mouth of the pulmonary veins of the left atrium and original form of the definition of the mouths LA pulmonary veins and body. The efficiency of the proposed image segmentation method depends on the number of prototypes models.

**Keywords:** segmentation, deformable model, the atlas forms of the left atrium.

УДК 004.89

**В.В. Разин, А.Ф. Тузовский**

## Представление знаний о времени с учётом неопределённости в онтологиях Semantic Web

Предложен подход к представлению знаний о времени в онтологиях Semantic Web. Представлена формальная модель описания моментов и промежутков времени с учётом возможной неопределённости знаний о них. Приведён пример использования модели для описания событий.

**Ключевые слова:** Semantic Web, OWL, описание времени, онтология.

Описание динамических систем в базах знаний в последнее время становится всё более насущной потребностью современного мира. Системы, основанные на знаниях, – экспертные системы и системы поддержки принятия решений – становятся всё более привлекательными в свете растущих вычислительных мощностей и возможностей таких систем по логической обработке уже накопленной в огромных количествах информации. Более того, развитие и повсеместное распространение геоинформационных систем, а также постоянно растущий интерес к системам анализа ситуаций ведут к необходимости представления как имеющейся, так и вновь поступающей информации в едином пространственно-временном контексте.

Время представляется в интеллектуальных системах либо в неявном виде при помощи моделирования изменений состояния некоторой системы, либо в явном – на основе той или иной иерархии временных единиц. К числу методов, представляющих время в неявном виде, можно отнести в первую очередь ситуационное исчисление [1]. Такие подходы оперируют «мгновенными снимками» состояний моделируемой системы и не учитывают протяжённость изменений во времени. К методам представления времени в явном виде можно отнести многочисленные темпоральные логики: как основанные на аппарате классической логики (например, широко используемая интервальная алгебра Аллена [2] или псевдофизические временные логики Пospelова [3]), так и модальные логики (линейная темпоральная логика LTL [4], пропозициональная логика ветвящегося времени BPTL [5]). В общем случае методы явного представления времени обладают преимуществом высокой выразительности описания, но алгоритмы машинного логического вывода для них гораздо сложнее. В особенности это касается модальных темпоральных логик.

В настоящее время одной из наиболее перспективных и применяемых на практике технологий представления знаний является стек технологий Semantic Web. Центральным понятием Semantic Web является онтология – модель предметной области, состоящая из множества понятий, множества экземпляров понятий и множества отношений (свойств). Отношения могут быть как объективными (связывающими понятия и их экземпляры друг с другом), так и литеральными (связывающими с текстовыми строками). Множество понятий и отношений между ними определяет общую схему хранения данных, представленных как множество утверждений об экземплярах понятий, или аксиом онтологии. Такие простые утверждения, называемые триплетами, имеют вид «субъект-предикат-объект». Основными языками, с помощью которых описываются онтологии Semantic Web, являются стандартизованные организацией W3C языки RDF/RDFS [6] и OWL [7], выгодно отличающиеся от других языков описания онтологий доступностью для интерпретации человеком. На данный момент для работы с OWL-онтологиями и базами знаний на их основе разработан широкий спектр ПО (например, семантические хранилища Virtuoso, OWLIM или Oracle Spatial and Graph RDF Semantic Graph).

Для определения взаимодействия элементов онтологии, а также описания изменений их состояния с течением времени используются продукционные правила вида «если... то...». Набор правил, задаваемых пользователем, загружается в систему логического вывода, которая на основе содержащихся в онтологии утверждений создает согласно этим правилам новые экземпляры понятий и отношений онтологии.

На правилах может выполняться как прямой, так и обратный логический вывод. В первом случае система логического вывода выполняет переход «от фактов к цели», применяя к содержащимся в онтологии данным все допустимые правила до тех пор, пока эти правила могут быть применены (пока есть данные, соответствующие блоку «если») либо не достигнута цель вывода. В случае обратного логического вывода система вывода действует исходя «от цели» вывода. Для каждого из элементов блока «если» в онтологии ищутся соответствующие ему утверждения, либо, если существуют правила, в которых этот элемент стоит в блоке «то», тогда обратный вывод рекурсивно применяется к этим правилам. Часто при задании системы продукционных правил комбинируют оба эти подхода. Для представления наборов правил можно использовать такие стандартизованные языки описания продукционных правил для машин вывода на онтологиях, как SWRL [8] или RIF [9].

**Постановка задачи.** Одной из наиболее существенных проблем как для представления знаний в контексте времени, так и для представления знаний в целом является представление знаний о времени и об изменениях знаний с его течением. Однако большинство применяемых на практике языков описания знаний основываются на логике предикатов первого порядка и используют унарные или бинарные отношения (к таким языкам относятся OWL и RDF). В этом случае описание бинарных отношений с учётом времени требует ввода в отношения дополнительного параметра, соответствующего времени, превращая их из бинарных в тернарные и выводя их за рамки описательных возможностей языка.

Ещё одной важной задачей является описание знаний о времени с учётом возможной неполноты этих знаний, к примеру, описание высказываний вида: «событие А произойдёт *когда-нибудь* в будущем». Эта задача обычно решается в рамках модальных темпоральных логик, например LTL, при помощи определённых модальных операторов. Однако поскольку язык описания знаний OWL основан на дескриптивной логике, то воспользоваться таким решением для OWL-онтологий не представляется возможным.

Один из возможных подходов к решению задачи представления знаний о времени в рамках OWL-онтологий предлагается в работе [10]. Этот подход, как и многие другие, базируется на представлении знаний о времени, аналогичном описанному в онтологии OWL-Time [11]. Тем не менее этот подход не позволяет представлять неопределённость знаний о времени.

В рамках данной статьи предлагается подход, позволяющий описать такую неопределённость.

**Описание подхода.** Необходимость учёта неопределённости при описании знаний о времени требует основной единицы описания интервалов времени, позволяющей указывать неточные границы этих интервалов. В связи с этим в рамках описываемого подхода вводится новое понятие — промежуток времени. Заранее определим интервал времени как некоторый отрезок на временной шкале с чёткими неизменными границами.

Предлагаемая модель описания знаний о времени имеет вид кортежа  $\langle T^U, V^U, T^P, F, \mathbf{Rul} \rangle$ , где:

1)  $T^U$  – множество моментов времени  $T^U = \{T \cup \{t_\emptyset\}\}$ , где  $T$  – линейно упорядоченное множество, имеющее мощность континуума, на котором задана бинарная операция вычитания –  $:T \times T \rightarrow R^+$ , а  $t_\emptyset$  – особый элемент, соответствующий «неопределённому моменту времени».

2)  $V^U$  – множество переменных, обозначающих элементы множества  $T^U$ , а также особая переменная  $t_N$ , соответствующая текущему моменту времени. Значение переменной  $t_N$  постоянно меняется, отражая ход времени в некоторой системе, для описания временного контекста которой используется предлагаемый подход.

3)  $T^P$  – множество промежутков времени. Промежуток времени соответствует упорядоченной паре  $\tau = \langle t_{i1}, t_{i2} \rangle$ , где  $t_{i1}$  и  $t_{i2}$  – такие элементы множества  $V^U$ , что:  $[(t_{i1} \leq t_{i2}) \wedge (t_{i1} \neq t_\emptyset) \wedge (t_{i2} \neq t_\emptyset)] \vee [t_{i1} = t_\emptyset] \vee [t_{i2} = t_\emptyset]$ . Таким образом, промежуток времени соответствует некоторому участку на временной шкале, причём его границей может быть некоторый момент времени, текущий момент времени (переменная  $t_N$ ), либо неопределённый момент времени  $t_\emptyset$ . При этом промежуток времени с совпадающими границами ( $t_{i1} = t_{i2}$ ) соответствует некоторому моменту времени.

4)  $F$  – множество предикатов, описывающих свойства промежутков времени, а также качественные отношения между ними.

5)  $\mathbf{Rul}$  – множество продукционных правил вида  $(H \leftarrow G)$  и  $(H \leftrightarrow G)$ , описывающих базовые механизмы логического вывода, в том числе ограничения на значения предикатов  $F$ , а также определённость границ промежутков времени.

Несмотря на то, что в модели введено понятие «промежуток времени», целью разработки данного подхода являлось описание знаний об интервалах времени (т.е. отрезков на временной шкале, имеющих точные границы). Понятие промежутка времени требуется для описания некоторых интервалов времени, точные границы которых неизвестны до наступления определённого состояния модели. Поступающая в модель информация может быть причиной уточнения этих границ. Можно сказать, что каждый промежуток времени описывает некоторый интервал времени, точные границы которого пока неизвестны. При этом может быть доступна информация о том, в каких пределах этот интервал гарантированно расположен на временной шкале, а точные границы интервала, описываемого промежутком времени, могут стать известны в будущем. В связи с этим имеет смысл ввести две разновидности границ промежутка времени: точную (соответствующую границе интервала, описываемого промежутком времени), и гарантированную (границу, определяющую точку на временной шкале, левее или правее которой не может находиться левая или правая граница описываемого интервала времени, соответственно). Для определения двух видов границ служат предикаты EL (exact left), ER (exact right), GL(guaranteed left) и GR(guaranteed right), определяющие точную левую/правую и гарантированную левую/правую границы промежутка времени, соответственно. Например, предикат  $EL(\tau_i, t_{i1})$  соответствует утверждению «точная левая граница промежутка  $\tau_i$  – момент времени  $t_{i1}$ ». Для простоты в дальнейшем будем обозначать вид границы промежутка времени при помощи разных видов скобок: промежуток  $[t_i, t_j]$  полностью определён (обе его границы являются точными), промежуток  $[t_i, t_j)$  – определён слева (левая граница промежутка – точная, а правая – гарантированная), а промежуток  $(t_i, t_j)$  – неопределённый полностью (обе границы промежутка – гарантированные). Полностью определённый промежуток времени соответствует некоторому интервалу времени, т.е. отрезку на временной шкале, точные границы которого известны.

Множество предикатов  $\mathbf{F}$  содержит также предикат  $\text{duration}(\tau_i, l_k)$  (в дальнейшем для простоты будем записывать его как  $\text{duration}(\tau_i) = l_k$ ), сопоставляющий промежутку  $\tau_i$  некоторое значение  $l_k$ , соответствующее длительности этого промежутка. Например, промежуток времени «два часа днём 12 декабря» можно описать как  $\tau_i = (t_{i1}, t_{i2})$ ,  $\text{duration}(\tau_i) = 2$  часа, где  $t_{i1} = \langle 12:00 \text{ 12 декабря} \rangle$ ,  $t_{i2} = \langle 23:00 \text{ 12 декабря} \rangle$ , если принять за границы неформального понятия «день» полдень и 11 вечера.

Особые переменные  $t_N$  и  $t_\emptyset$ , соответствующие текущему и неопределённому моментам времени, также служат для описания неопределённых границ промежутка времени, для которых неизвестно даже гарантированное значение границы. К примеру, промежуток  $\langle t_N, t_\emptyset \rangle$  будет соответствовать понятию «будущее», а  $\langle t_\emptyset, t_N \rangle$  – «прошлое». В предлагаемой краткой нотации промежуток времени «двое суток в будущем» можно обозначить как  $\tau_i = (t_N, t_\emptyset)$ ,  $\text{duration}(\tau_i) = 48$  ч.

Множество  $\mathbf{F}$  может включать также качественные отношения, связывающие промежутки времени между собой. В их роли выступают отношения интервальной алгебры Аллена [8]. На основе этих отношений в системе, использующей описываемый подход, определяются элементы множества **Rul** – правила логического вывода.

В качестве примера рассмотрим отношение алгебры Аллена  $\text{meets}(X, Y)$ , описывающее примыкание интервала  $X$  к интервалу  $Y$  слева. Продукционное правило вывода в нотации SWRL в этом случае будет иметь вид

$$\begin{aligned} & \text{TimeInterval}(?x) \wedge \text{TimeInterval}(?y) \wedge \text{hasLeftBorder}(?x, ?b1) \wedge \text{hasRightBorder}(?y, ?b2) \wedge \\ & \text{defined}(?b1) \wedge \text{presentedBy}(?b1, ?point1) \wedge \text{presentedBy}(?b2, ?point2) \wedge \text{hasType}(?point1, \text{Numeric}) \wedge \\ & \wedge \text{meets}(?x, ?y) \wedge \text{value}(?point1, ?val1) \wedge \text{value}(?point2, ?val2) \wedge \text{notEqual}(?val1, ?val2) \Rightarrow \\ & \Rightarrow \text{hasType}(?point2, \text{Numeric}) \wedge \text{value}(?point2, ?val1) \wedge \text{defined}(?b2). \end{aligned} \quad (1)$$

Это правило будет выставлять левую границу промежутка  $Y$  равной правой границе промежутка  $X$  в случае, если последняя определена (defined) и имеет численное значение (Numeric). Аналогично записывается и правило для приравнивания правой границы промежутка  $X$  левой границе промежутка  $Y$ . Таким образом, изначальную неполноту информации о границах промежутков времени можно преодолеть также при помощи качественных отношений и правил логического вывода.

В приведённой на рис. 1 схеме онтологии описания времени понятие  $\text{TimePeriod}$  соответствует промежутку времени с длительностью  $\text{duration}$  и границами  $\text{PeriodBorder}$ , связанными с ним отно-

шениями `hasLeftBorder` и `hasRightBorder`. Определённость границы описывается булевым свойством `defined`, а значение границы – свойством `presentedBy`. Момент времени `TimePoint` может иметь вид `TimePointType` – «точный» (`Numeric`, в этом случае свойство `value` указывает на конкретную точку на временной шкале), «неопределённый» (`Undefined`, неопределённый момент времени) и «текущий» (`Now`, в двух последних случаях значение свойства `value` не задано).

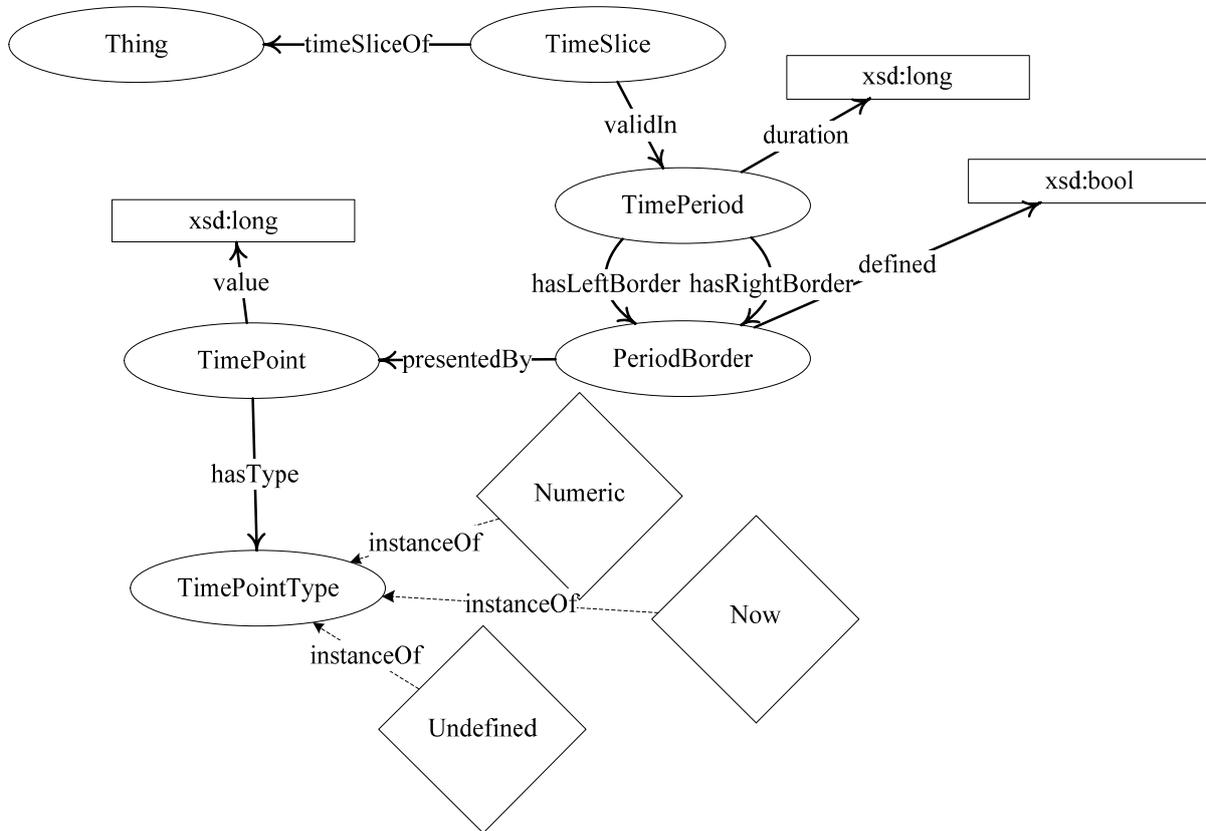


Рис. 1. Схема онтологии описания времени

**Пример использования подхода.** В качестве примера используем описание двух событий: ожидания клиентом заказанного им такси и прибытия такси к клиенту. В графическом виде описание показано на рис. 2. Наступление второго события завершает первое, однако заранее время прибытия такси неизвестно и соответственно неизвестна длительность ожидания клиента. Определим в онтологии, описывающей эту ситуацию, понятие события (`Event`), которому при помощи отношения `holdsAt` сопоставлен некоторый промежуток времени (`TimePeriod`). Пусть заданы два события-экземпляра: «ожидание клиента» (`ClientWaiting`) и «прибытие такси» (`TaxiArrival`), связанные отношением `holdsAt` с экземплярами временных промежутков `WaitTimePeriod` и `ArrivalTimePeriod` соответственно.

Изначально известно, что ожидание клиента уже началось, и такси уже едет. При этом, согласно условию, событие `TaxiArrival` завершает событие `ClientWaiting`, то есть промежуток `WaitTimePeriod` завершается одновременно с началом промежутка `ArrivalTimePeriod`. Опишем это при помощи отношения `meets` интервальной алгебры Аллена. При этом сами промежутки будут иметь вид  $\text{WaitTimePeriod} = [t_1, t_\emptyset)$  (клиент ожидает прибытия, начиная с определённого момента времени  $t_1$ ) и  $\text{ArrivalTimePeriod} = (t_N, t_\emptyset)$  (такси прибывает в некоторый момент в будущем). Отношение `meets` подразумевает использование правила вывода (1) при уточнении левой границы интервала `ArrivalTimePeriod`. При поступлении в систему информации о прибытии такси уточняется сначала левая граница интервала `ArrivalTimePeriod`, после чего он приобретает вид  $\text{ArrivalTimePeriod} = [t_2, t_2]$ , после чего срабатывает правило вывода (1), уточняющее границу интервала `WaitTimePeriod`:  $\text{WaitTimePeriod} = [t_1, t_2]$ .

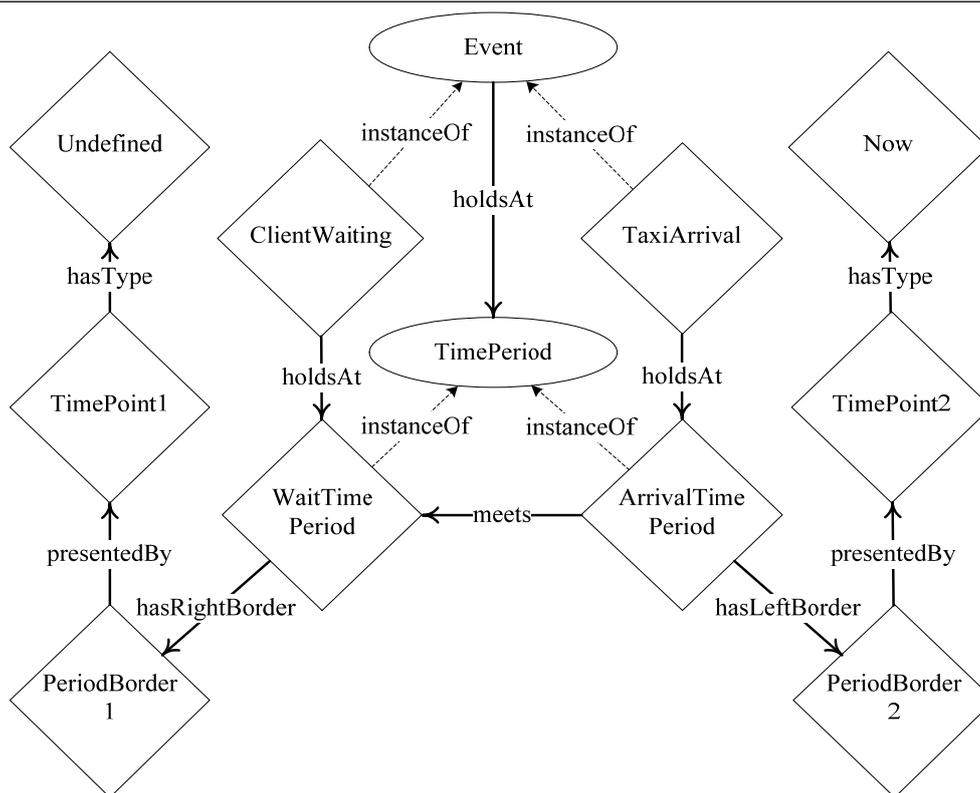


Рис. 2. Описание примера использования подхода

**Заключение.** Предложенный в рамках данной работы подход позволяет использовать дескриптивные логики и OWL-онтологии для описания знаний, для которых обычно требуется применение модальных логик, ситуационного исчисления или исчисления событий. Кроме того, предлагаемый подход несложно использовать в существующих системах управления знаниями, не учитывающих неполноту знаний о времени, дополняя их возможностью описывать содержащиеся в них знания с учётом временного контекста.

Исследование проводилось при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, в рамках финансирования работ по Государственному контракту 14.515.11.0047.

#### Литература

1. McCarthy J. Some philosophical problems from the standpoint of artificial intelligence / J. McCarthy, P. Hayes. – Stanford University, 1968. – С. 463–502.
2. Allen J.F. Towards a general theory of action and time // Artificial intelligence. – 1984. – Т. 23, №. 2. – С. 123–154.
3. Поспелов Д. А. Ситуационное управление: теория и практика. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986.
4. Pnueli A. The temporal logic of programs // IEEE Symposium on Foundations of Computer Science: Proceedings of the 18<sup>th</sup> Annual Symposium on Foundations of Computer Science. – 1977. – P. 46–57.
5. Torsun I.S. Foundations of intelligent knowledge-based systems. – London etc: Acad. press, 1995.
6. Manola F., Miller E. RDF Primer. W3C Working Draft // World Wide Web Consortium (W3C). 2004 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/rdf-primer> (дата обращения: 09.09.2012).
7. Herman I., Horrocks I., Patel-Schneider P.F. et al. OWL 2 Web Ontology Language Document Overview // World Wide Web Consortium (W3C). 2007 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/2004/OWL/> (дата обращения: 09.09.2012).
8. Patel-Schneider P.F., Horrocks I. et al. SWRL: A Semantic Web Rule Language Combining OWL and RuleML // World Wide Web Consortium (W3C). 2004 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/Submission/SWRL/> (дата обращения: 09.09.2012).

9. Welty C., Hawke S. Rule Interchange Format // RIF Working Group. 2005 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.w3.org/2005/rules/wiki/RIF\\_Working\\_Group](http://www.w3.org/2005/rules/wiki/RIF_Working_Group) (дата обращения: 09.09.2012).

10. Welty C. A Reusable Ontology for Fluents in OWL / C. Welty, R. Fikes // Conference on Formal Ontology in Information Systems: Proceedings of the Fourth International Conference. – IOS Press Amsterdam, 2006. – P. 226–236.

11. Hobbs J.R., Pan F. Time Ontology in OWL. W3C Working Draft // World Wide Web Consortium (W3C). 2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/owl-time> (дата обращения: 09.09.2012).

---

**Разин Владимир Викторович**

Аспирант каф. технологии оптимизации систем управления Института кибернетики ТПУ

Тел.: 8-960-972-70-32

Эл. почта: moonbreeze@sibmail.com

**Тузовский Анатолий Фёдорович**

Д-р техн. наук, профессор каф. оптимизации систем управления Института кибернетики ТПУ

Тел.: 42-14-85

Эл. почта: tuzovskyaf@tpu.ru.

Rasin V.V., Tuzovsky A.F.

**Representation of temporal knowledge in Semantic Web ontologies considering knowledge uncertainty**

An approach to representation of temporal knowledge in Semantic Web Ontology is suggested. Formal model of description of time instants and time periods considering possible knowledge uncertainty is represented. An example of model usage for event description is shown.

**Keywords:** Semantic Web, OWL, time description, ontology.

---

УДК 330.33:510.22

К.И. Иванов

## Определение вида кривой жизненного цикла образовательной услуги на основе использования теории нечетких множеств

Предложен подход, позволяющий на основе построения функций принадлежности лингвистических переменных, характеризующих темпы прироста объема продаж и прибыли, определить вид кривой жизненного цикла образовательной услуги. Для решения данной задачи используется частотный метод теории нечетких множеств. Также разработана система правил, использование которой снижает влияние случайных колебаний темпов прироста прибыли и объема продаж на идентификацию отдельных стадий жизненного цикла. Указанная методика позволяет повысить качество управления образовательными услугами, оценить актуальность внедрения новинок.

**Ключевые слова:** теория жизненного цикла продукта, теория нечетких множеств, стадия жизненного цикла, частотный метод.

**Постановка проблемы.** Одной из фундаментальных концепций современного маркетинга является теория жизненного цикла продукта (ЖЦП), согласно которой товар (услуга) с момента своего введения на рынок и до выхода с него, проходит ряд определенных стадий (рис. 1, а). Каждая фаза характеризуется набором особенностей: объемами продаж и прибыли, а также их динамикой; ключевыми целями и задачами менеджера и т.д. Ценность данной концепции заключается в том, что она подчеркивает способность предприятия влиять на жизненный цикл своего продукта: добиваться наибольшего результата на каждой из стадий, поддерживать конкурентоспособность товаров (услуг) – путем внедрения новаций, репозиционирования или модификации существующего предложения.

Вместе с тем при попытке использовать данный инструмент на практике возникает существенная проблема: описание характеристик отдельных стадий жизненного цикла, как правило, имеет непараметрический вид – необходима количественная оценка критериев их идентификации.

В настоящее время наиболее распространенным является подход, при котором объем продаж рассматривается как случайная величина, и задача исследователя сводится к подбору закона ее распределения, наиболее полно описывающего имеющиеся фактические наблюдения [1]. Однако данная методика не содержит численных критериев, позволяющих дифференцировать отдельные стадии ЖЦП, поскольку имеет несколько иное назначение – прогнозирование количества реализуемой продукции.

В качестве альтернативы первому подходу Л.В. Ситниковой и О.И. Бастриковой [2] предпринята попытка использовать теорию нечетких множеств для оценки стадий жизненного цикла семейства электробритв. В настоящей статье данная идея получила дальнейшее развитие, рассмотрено ее практическое применение для определения вида кривой жизненного цикла образовательных услуг.

Актуальность данной работы заключается в том, что предложенная методика позволяет решить важнейшую задачу управления: определить рыночные перспективы товаров и услуг фирмы, своевременно диагностировать необходимость обновления ассортимента или внесения новаций в текущее предложение, прогнозировать потенциал новых разработок и учитывать его при формировании бизнес-плана. Рассмотренный в статье подход, равно как и сформированная система правил, достаточно просты и эффективны, чтобы стать частью инструментария менеджера.

**Типология кривых ЖЦП.** Традиционная кривая жизненного цикла продукта представлена на рис. 1, а. Как правило, по оси абсцисс откладывают время существования продукта, а по оси ординат – объем продаж или величину прибыли от его реализации. Именно два последних параметра наиболее часто используются при построении профиля кривой ЖЦП на практике.

Согласно Ж.-Ж. Ламбену [3], можно выделить значительное число кривых, описывающих различные формы ЖЦП (рис. 1, а–д).

Вместе с тем считаем необходимым ввести дополнительную классификацию кривых ЖЦП: синхронные и асинхронные. Примем следующее условие: если увеличению темпов прироста продаж соответствует увеличение темпов прироста прибыли или уменьшению – уменьшение, имеет место синхронная кривая ЖЦП.

Для асинхронных кривых ЖЦП увеличение темпов прироста продаж может соответствовать снижению темпов прироста прибыли (рис. 1, *e*, участок  $a_2$ ) и наоборот: увеличение темпов прироста прибыли соответствовать снижению темпов прироста продаж (рис. 1, *e*, участок  $a_1$ ). Данная ситуация может наблюдаться, в частности, при кардинальном изменении ценовой политики.

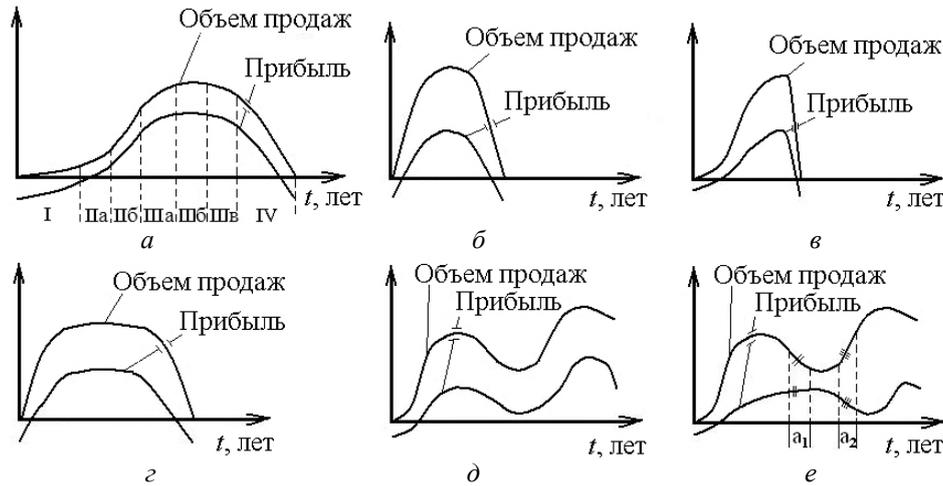


Рис. 1. Различные формы кривых ЖЦП (*a* – традиционная (I – внедрение, II – ранний рост, III – поздний рост, IIIa – зрелый рост, IIIб – насыщение, IIIв – зрелый закат, IV – закат); *b* – колокол; *c* – Л-образная; *d* – с повторным циклом; *e* – асинхронная)

Выделение класса асинхронных кривых ЖЦП является необходимым, поскольку их изучение позволяет, во-первых, выявить те ключевые факторы, которые стали условиями появления асинхронности, во-вторых, учитывать их при реализации управленческих решений в дальнейшем.

**Идентификация отдельных стадий ЖЦП.** Рассмотрим универсальные множества значений темпов прироста объёмов продаж  $V$  и прибыли  $P$ , изменяющиеся в диапазоне  $(V_{\min}; V_{\max})$  и  $(P_{\min}; P_{\max})$  соответственно. Лингвистические переменные, каждая из которых соответствует определенным темпам прироста: «отрицательному», «близкому к нулевому», «медленному», «быстрому» – для стадий спада, зрелости, внедрения и роста, обозначим нечеткими множествами  $A_C, A_3, A_B, A_P$  и  $B_C, B_3, B_B, B_P$  для объема продаж и прибыли соответственно. Данные нечёткие множества являются подмножествами множеств  $V$  и  $P$ , и определяются через следующие функции принадлежности:  $\mu_{A_C}, \mu_{A_3}, \mu_{A_B}, \mu_{A_P}$  и  $\mu_{B_C}, \mu_{B_3}, \mu_{B_B}, \mu_{B_P}$ . Данные функции принадлежности отображают элементы  $v_i$  и  $p_i$  множеств  $V$  и  $P$  на множество вещественных чисел  $R$  из интервала  $[0;1]$  и указывают степень принадлежности каждого элемента, соответствующему нечёткому множеству. Пример функции принадлежности элементов множества  $V$  к понятиям, представленным нечеткими множествами  $A_C, A_3, A_B, A_P$ , показан на рис. 2.

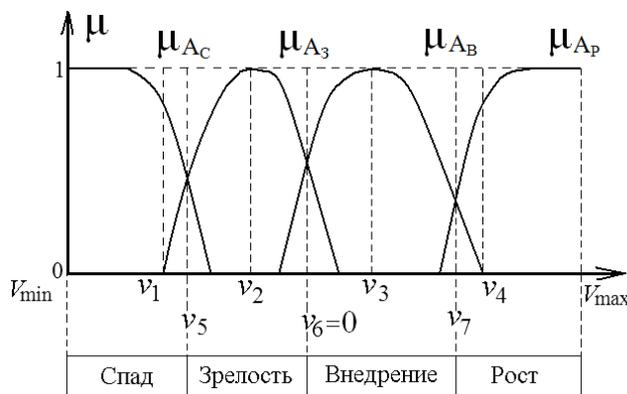


Рис. 2. Функция принадлежности множества значений темпа прироста объёма продаж

Из представленного рисунка следует: если темп прироста объема продаж составляют  $v_5$  и менее (точка пересечения  $\mu_{A_C}$  и  $\mu_{A_3}$ ), его относят к нечеткому множеству  $A_C$ , что соответствует стадии «спад». Таким образом, точки пересечения функций принадлежности определяют пограничные значения темпов прироста  $v_5, v_6, v_7$  и позволяют разделить различные стадии ЖЦП.

Для идентификации конкретной стадии ЖЦП, исходя из величины темпов прироста объема продаж и прибыли, необходимо ввести систему условий, согласующих данные показатели (рис. 3).

Таким образом, если в некоторый момент времени темпы прироста прибыли и объема продаж будут соответствовать численному значению  $v_i$  ( $v_5 < v_i < v_6$ ), принадлежащему нечеткому множеству  $A_3$ , то идентифицируемая стадия ЖЦП – «зрелость».

Для асинхронных кривых определять стадию ЖЦП будем исходя из темпов прироста объема продаж.

Темп прироста объема продаж	Быстрый	Асинхронная кривая	Асинхронная кривая	Рост	<b>Рост</b>
	Медленный	Асинхронная кривая	Зрелость	<b>Внедрение</b>	Рост
	Близкий к нулевому	Спад	<b>Зрелость</b>	Зрелость	Асинхронная кривая
	Отрицательный	<b>Спад</b>	Спад	Асинхронная кривая	Асинхронная кривая
	Отрицательный	Близкий к нулевому	Медленный	Темп прироста прибыли	

Рис. 3. Система условий для определения текущей стадии ЖЦП

Данную систему следует дополнить следующими правилами:

*Правило №1.* Будем считать, что товар (услуга) может быть лишь единожды внедрен на рынок, соответственно если после стадии роста, зрелости или спада идентифицируется «внедрение», будем обозначать его как «рост».

*Правило №2.* Для того чтобы сгладить случайные колебания темпов прироста объемов продаж и прибыли при определении стадии ЖЦП в момент времени  $t$ , будем учитывать тип предыдущей (в момент  $(t - 1)$ ) и последующей ( $t + 1$ ) стадий (табл. 1).

Если фактические темпы прироста характеризуют стадию ЖЦП, недопустимую в определенных условиях (табл. 1), выбирается одна из допустимых, наиболее близкая к оцениваемой. Представленная система правил является открытой и может быть дополнена и изменена.

Таблица 1

**Определение текущей стадии ЖЦП с учетом предыдущей и последующей**

Допустимые в момент ( $t$ ) стадии ЖЦП с учетом предыдущей и последующей		Последующая стадия (в момент $(t + 1)$ )			
		Внедрение (В)	Рост (Р)	Зрелость (З)	Спад (С)
Предыдущая стадия (в момент $(t - 1)$ )	Внедрение (В)	В	В, Р	В, Р, З	В, Р, З, С
	Рост (Р)	Р	Р	Р, З	Р, З, С
	Зрелость (З)	Р, З	Р, З	З	З, С
	Спад (С)	Р, С	Р, С	Р, З, С	С

**Экспериментальная проверка методики.** Для построения функции принадлежности рассматриваемых четырех лингвистических переменных воспользуемся частотным методом [4]. Экспериментальную проверку предложенного подхода проведем для образовательных услуг, реализуемых центром профессиональной переподготовки ТУСУРа (ЦПП ТУСУРа).

Для этого ряду экспертов (в нашем случае – 7 человек), хорошо знакомых с функционированием данного типа коммерческих образовательных учреждений, было предложено назвать такие значения темпов прироста объемов продаж и прибыли, для которых принадлежность к нечетким множествам  $A_C, A_3, A_B, A_P$  и  $V_C, V_3, V_B, V_P$  равна единице. Например, при каком значении темпа прироста прибыли можно с уверенностью сказать, что имеет место спад?

Далее каждый из интервалов разбивался на несколько меньших и экспертам предлагалось оценить их. Например, при каком значении темпа прироста объема продаж можно считать, что скорее всего имеет место спад, но нельзя быть полностью в этом уверенным?

В результате расчетов были получены значения темпов прироста объема продаж и прибыли, идентифицирующие стадии ЖЦП (табл. 2).

Таблица 2

## Граничные значения для идентификации отдельных стадий ЖЦП

Темпы прироста	Стадия, %			
	Спад	Зрелость	Внедрение	Рост
Продаж	$\leq -4$	$(-4; 9]$	$(9; 21]$	$> 21$
Прибыли	$\leq -5$	$(-5; 6]$	$(6; 16]$	$> 16$

Сводные оценки экспертов представлены в табл. 3. На основе анализа собранных данных были построены графики функций принадлежности нечетких множеств (рис. 4).

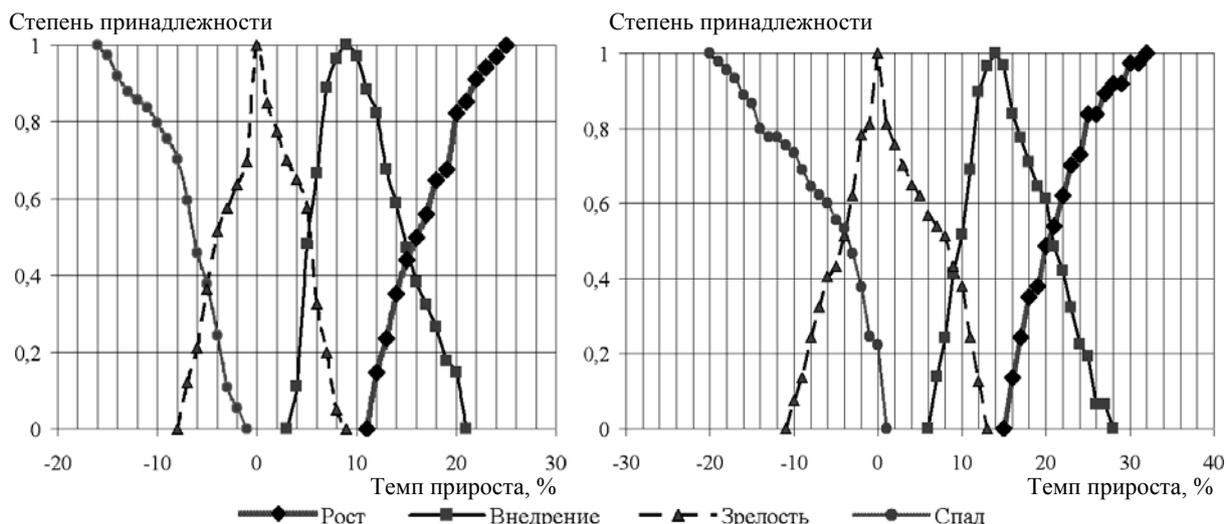


Рис. 4. Функции принадлежности для темпа прироста объема продаж (слева) и прибыли (справа)

**Пример использования предложенной методики.** В качестве примера экспериментальной проверки данной методики рассмотрим определение типа кривой жизненного цикла образовательного продукта «менеджмент туризма».

1. На первом этапе необходимо произвести расчет темпов прироста объема продаж и прибыли (метод цепной подстановки) (табл. 4).

Таблица 4

## Определение темпов прироста прибыли и объема продаж, %

Показатель	2001–2002	2002–2003	2003–2004	2004–2005	2005–2006	2006–2007
Темп прироста объема продаж	40	14	0	25	-40	-33
Темп прироста прибыли	27	5	5	14	-58	-50

2. На основании схемы, рассмотренной на рис. 3. предварительно идентифицируются стадии ЖЦП исходя из значений темпов прироста: Р, З, З, В, С, С (В – внедрение, Р – рост, З – зрелость, С – спад).

3. Применяется рассмотренная выше система правил:

а) в соответствии с правилом №1 четвертая стадия заменяется на «Р»;

б) в соответствии с правилом №2 (см. табл. 1) четвертая стадия может быть либо «З», либо «С». Поскольку фактическое значение темпов прироста ближе к «З», стадия идентифицируется как зрелость.

4. Определение типа кривой. Поскольку для данного образовательного продукта не наблюдается стадия внедрения и существенную часть жизненного цикла составляет зрелость, вид кривой – П-образная. Направление изменения темпа прироста объема продаж соответствует изменению темпа прироста прибыли, тип кривой – синхронная.

Таблица 3

## Оценка соответствия лингвистических переменных, отражающих темп прироста объема продаж и прибыли, числовым значениям

Лингвистическая оценка	Степень принадлежности $\mu$	Экспертные оценки темпов прироста объема продаж, %						Степень принадлежности $\mu$	Экспертные оценки темпов прироста прибыли, %							
		Э1	Э2	Э3	Э4	Э5	Э6		Э7	Э1	Э2	Э3	Э4	Э5	Э6	Э7
		Определенно спад	1	-20	-18	-16	-17		-15	-19	-17	-10	-15	-12	-10	-16
Скорее всего – спад	0,78	-15	-12	-10	-11	-14	-15	-10	-9	-12	-10	-8	-9	-7	-8	
Возможно спад (скорее спад, чем случайное отклонение)	0,62	-8	-9	-6	-7	-9	-5	-6	-3	-2	-5	-7	-6	-5	-4	
Скорее всего – не спад (скорее случайное отклонение, чем спад)		-2	-3	-4	-2	-1	-2	-3	0	0	0	0	0	0	0	
Нулевой спад	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
Определенно нулевые темпы прироста		3	2	1	4	3	2	1	2	3	5	4	2	5	3	
Близкий к нулевому прирост (чуть больше)	0,75	-2	-4	-2	-3	-4	-2	-3	-7	-8	-8	-6	-7	-10	-8	
Близкий к нулевому прирост (чуть меньше)	0,68	7	10	12	10	8	11	10	15	12	17	16	15	12	11	
Определенно еще не нулевой прирост (в меньшую сторону)		15	12	17	16	15	12	11	11	9	7	8	7	8	7	
Определенно уже не нулевой прирост (в большую сторону)	1	20	21	20	18	20	17	16	10	11	9	8	7	8	7	
Примерно медленный прирост (в меньшую сторону)	0,3	10	11	12	12	13	10	9	25	23	22	24	21	27	25	
Примерно медленный прирост (в большую сторону)	0,7	30	28	25	32	30	27	25	1	22	23	19	18	22	23	
Определенно еще не медленный прирост (скорее, нулевой с отклонениями)		18	16	17	16	16	18	17	0,54	15	12	15	14	14	12	
Определенно уже не медленный прирост (скорее быстрый с отклонениями)	1	22	23	20	19	18	22	23	0,24	15	12	15	14	14	12	
Определенно быстрый прирост		18	16	17	16	16	18	17		22	21	20	25	22	23	
Скорее быстрый прирост, чем медленный		22	23	20	19	18	22	23		18	20	18	19	20	20	
Скорее медленный прирост, чем быстрый		18	16	17	16	16	18	17		15	12	15	14	14	12	

**Заключение.** Предложенный метод определения вида кривой жизненного цикла образовательной услуги может дополнить собой инструментарий менеджера. Его использование позволяет решить актуальные задачи управления: определить рыночные перспективы собственных товаров и услуг; своевременно выявлять необходимость их модернизации либо внедрения новаций и прогнозирования их жизненного цикла; оценивать эффективность ранее принятых решений в области разработки новшеств и их продвижения.

В числе достоинств представленного метода следует назвать то, что он опирается не только на объем продаж как традиционный показатель, но и на прибыль предприятия (т.е. вместо одного параметра рассматривается два, что снижает влияние случайных колебаний на конечные выводы исследователя). Подразделение кривых ЖЦП на синхронные и асинхронные позволяет проводить анализ эффективности ранее реализованных управленческих решений, оценивать возможность их применения для нового товара.

#### *Литература*

1. Семиглазов В.А. Комплекс управленческих решений по устойчивому функционированию и развитию инновационной фирмы: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2006. – 116 с.
2. Ситникова Л.В. Анализ жизненных циклов на основе применения теории нечетких множеств / Л.В. Ситникова, О.И. Бастрикова // Менеджмент в России и за рубежом. – 2009. – №4. – С. 77–78.
3. Ламбен Ж.-Ж. Менеджмент, ориентированный на рынок / Пер. с англ. под ред. В.Б. Колчанова. – СПб.: Питер, 2007. – 247 с.
4. Борисов А.Н. Принятие решений на основе нечетких моделей: Примеры использования / А.Н. Борисов, О.А. Крумберг, И.П. Федоров. – Рига: Знание, 1990. – С. 10.

---

#### **Иванов Константин Игоревич**

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8-923-413-27-18

Эл. почта: kest@vtomske.ru

Ivanov K.I.

#### **Determination of the curve of the life cycle of educational services using fuzzy sets**

The approach allows to build the basis of membership functions of linguistic variables which characterize the growth in sales and earnings, to determine the form of the curve of the life cycle of educational services. To solve this problem, we use the frequency method of fuzzy sets. Also we developed a system of rules, which allows to reduce the effect of random fluctuations in growth of profits and sales in the final conclusions of an investigator.

**Keywords:** theory of the product life cycle, theory of fuzzy sets, the stage of the life cycle, the frequency method, education services.

УДК 004.891

А.В. Ахаев

## Алгоритм оценивания функционального наполнения программных продуктов на основе нечеткого логического вывода

Предложен алгоритм оценивания функционального наполнения программных продуктов системы «1С:Предприятие 8» с использованием шкалы Харрингтона. Расчет интегральной оценки осуществляется на основе нечеткого логического вывода. Предложены варианты выбора программных продуктов по интегральной оценке. Проведен эксперимент.

**Ключевые слова:** интегральная оценка, программные продукты, нечеткий вывод, шкала Харрингтона.

**Постановка задачи.** На рынке программного обеспечения для предприятий различных отраслей и типов собственности представлено довольно много специализированных программных продуктов (ПП). Компания «1С» и ее партнеры более 20 лет разрабатывают такие ПП. Постоянное увеличение количества продуктов системы «1С:Предприятие 8» требует разработки алгоритмов отбора оптимального варианта для покупателя, ведения постоянного мониторинга с последующим включением в отбор. На данный момент таких продуктов насчитывается около 2000 [1].

В сети Интернет имеются различные сервисы, способные отобрать набор ПП по различным характеристикам [2]. Однако такие сервисы не предоставляют возможности анализировать программные продукты по функциональному наполнению с целью выбора наиболее подходящего варианта.

Таким образом, актуальна потребность в разработке алгоритма для отбора конкретной программы. В данной статье предложен алгоритм оценивания функционального наполнения ПП, при помощи которого осуществляется такой отбор.

**Алгоритм оценивания функционального наполнения программных продуктов.** Программные продукты системы «1С:Предприятие 8» обладают набором качественных и количественных характеристик. Предлагается пересчитывать характеристики в числовые значения, а затем вместо простого сравнения обрабатывать эти значения для получения интегральной оценки функционального наполнения ПП. Алгоритм состоит из следующих этапов:

- 1) формирование частных оценок характеристик ПП и установление шкал измерения для них;
- 2) нормирование частных оценок характеристик с использованием обобщенной функции желательности Харрингтона. Приведение к единой универсальной шкале;
- 3) расчет интегральной оценки на основе системы нечеткого вывода.

Для программных продуктов системы «1С:Предприятие 8» интегральные оценки рассчитываются по предлагаемому алгоритму. На входе алгоритма – экспертные оценки функциональных возможностей ПП, на выходе – интегральная оценка.

Для получения и обработки количественными методами качественной информации могут использоваться вербально-числовые шкалы, в состав которых входят содержательно описываемые наименования ее градаций и соответствующие им количественные значения или числовые интервалы [3]. Широкое распространение получила вербально-числовая шкала Харрингтона (табл. 1) [3].

Таблица 1

Вербально-числовая шкала Харрингтона

№	Наименование градации	Числовые интервалы	Количественное значение
1	Очень низкая	0–0,2	0,10
2	Низкая	0,2–0,37	0,285
3	Средняя	0,37–0,63	0,50
4	Высокая	0,63–0,8	0,715
5	Очень высокая	0,8–1	0,90

Данная шкала была образована на основе одной из логистических функций Харрингтона – так называемой «кривой желательности» [4]:

$$d = \exp[-\exp(-Y)]. \quad (1)$$

Данная функция была выведена эмпирическим путем.  $Y$  называется шкалой частных показателей,  $d$  – шкалой желательности. Формула определяет функцию с двумя участками насыщения (в  $d = 0$  и  $d = 1$ ) и линейным участком (от  $d = 0,2$  до  $d = 0,8$ ). Интервал от  $-2$  до  $5$  на шкале частных показателей является промежутком эффективных значений [5].

Нормирование количественных значений характеристик осуществляется следующим образом. Каждая из характеристик ПП пересчитывается в числовые отметки в диапазоне от  $-2$  до  $+5$ . Выбор этого промежутка на шкале частных показателей обусловлен тем, что именно в этих точках значения на шкале желательности уже практически близки к граничным, но еще могут существенно меняться в зависимости от значений параметров. При этом если «наибольшему» из всех значений характеристики ПП «присвоить» отметку « $+5$ », а «наименьшему» – « $-2$ », то все остальные расположатся между ними, образуя масштабируемую последовательность значений. Далее эти значения пересчитываются в отметки на шкале желательности в интервале от  $0$  до  $1$ . После того как выполнено нормирование всех характеристик, осуществляется расчет интегральной оценки.

Расчет интегральной оценки на основе системы нечеткого вывода. При расчете интегральной оценки ПП используется система нечеткого вывода. Нечетким логическим выводом называется получение заключения в виде нечеткого множества, соответствующего текущим значениям входов, с использованием нечеткой базы знаний и нечетких операций [6]. Основу нечеткого логического вывода составляет композиционное правило Заде: если известно нечеткое отношение  $\tilde{R}$  между входной ( $x$ ) и выходной ( $y$ ) переменными, то при нечетком значении входной переменной  $x = \tilde{A}$ , нечеткое значения выходной переменной выглядит так [6]:

$$y = \tilde{A} \circ \tilde{R}, \quad (2)$$

где  $\circ$  – максиминная композиция.

Типовая структура системы нечеткого логического вывода выглядит следующим образом (рис. 1) [6]:

- фаззификатор – преобразует вектор  $x$  значений входных переменных в вектор нечетких множеств  $\tilde{X}$ , необходимых для выполнения нечеткого логического вывода;
- нечеткая база знаний – содержит информацию о зависимости выходной переменной от входных переменных в виде лингвистических правил нечетких продукций «ЕСЛИ – ТО»;
- машина нечеткого логического вывода – на основе правил базы знаний определяет значение выходного вектора в виде вектора нечетких множеств  $\tilde{y}$ , соответствующего нечетким значениям входных переменных  $\tilde{X}$ ;
- дефаззификатор – преобразует  $\tilde{y}$  в вектор значений выходных переменных  $y$ .



Рис. 1. Типовая структура системы нечеткого логического вывода

Основными этапами нечеткого вывода являются [7]:

- формирование базы правил систем нечеткого вывода;
- фаззификация входных переменных;
- агрегирование подусловий в нечетких правилах продукций;
- активизация подзаключений в нечетких правилах продукций;
- аккумуляция заключений нечетких правил продукций;
- дефаззификация выходных переменных.

Рассмотрим подробнее каждый из этапов в контексте решаемой задачи с учетом механизма, описанного в [7].

*Формирование базы правил.* При задании базы нечетких продукций необходимо, во-первых, определить множество входных лингвистических переменных. В настоящей работе в их роли выступают нормированные показатели, характеризующие функциональное наполнение. Более высокие значения показателей говорят о наиболее полной функциональности ПП.

Во-вторых, следует определить выходную лингвистическую переменную, которой в нашем случае является интегральная оценка функциональности программного продукта.

Затем формируются правила. Данные правила определяют взаимосвязи между входными и выходной переменными и представляются в форме:

**ЕСЛИ «Условие» ТО «Заключение».**

Все лингвистические переменные в базе нечетких продукций представляются как нечеткие множества, заданные соответствующими функциями принадлежности на интервале от 0 до 1.

Функции принадлежности для входных и выходной переменных в данной работе представлены в виде треугольных функций. Треугольная функция принадлежности описывается тремя параметрами ( $a, b, c$ ), степень принадлежности вычисляется по следующей формуле:

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b, \\ \frac{x-c}{b-c}, & b \leq x \leq c, \\ 0, & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (3)$$

При построении функций принадлежности следует учитывать то обстоятельство, что теория нечетких множеств не требует абсолютно точного задания функций принадлежности. Зачастую бывает достаточно зафиксировать лишь наиболее характерные значения и вид функции принадлежности. Поэтому предусмотрена возможность задать значения параметров функций и количество термов для проведения эксперимента.

*Фаззификация.* Этот этап называют приведением к нечеткости. Здесь определяются значения функций принадлежности нечетких множеств (термов) на основе исходных данных.

Целью этапа фаззификации является установление соответствия между конкретным значением отдельной входной переменной системы нечеткого вывода и значением функции принадлежности соответствующего ей терма входной лингвистической переменной.

*Агрегирование.* Антецедент правила в данной работе является составным, т.е. включает подусловия, связанные между собой при помощи логической операции «И». Для определения результата используется формула нечеткой конъюнкции.

Целью этого этапа является определение степени истинности условий для каждого правила системы нечеткого вывода.

*Активизация.* На этом этапе происходит переход от условий к подзаключениям правил. Активизация в системах нечеткого вывода представляет собой процедуру или процесс нахождения степени истинности каждого из подзаключений правил нечетких продукций. В данной работе используются следующие методы активизации:

min-активизация:

$$\mu'(y) = \min\{c_i, \mu(y)\}; \quad (4)$$

prod-активизация:

$$\mu'(y) = c_i \cdot \mu(y), \quad (5)$$

где  $\mu(y)$  – функция принадлежности терма, который является значением некоторой выходной переменной  $\omega_j$ , заданной на универсуме  $Y$ .

*Аккумуляция.* Аккумуляция в системах нечеткого вывода – это процедура нахождения функции принадлежности выходной переменной.

Цель данного этапа состоит в объединении степеней истинности заключений для получения функции принадлежности выходной переменной.

*Дефаззификация.* Дефаззификация в системах нечеткого вывода представляет собой процедуру или процесс нахождения четкого значения выходной переменной.

Цель дефаззификации заключается в том, чтобы, используя результаты аккумуляции выходной переменной, получить количественное значение выходной переменной. В идентификации функционального наполнения ПП результат дефаззификации определяется по методу центра тяжести.

Таким образом, на выходе нечеткой системы получаем интегральную оценку функционального наполнения ПП в интервале от 0 до 1. Интегральная оценка необходима для сравнения различных программных продуктов, так сказать, «в чистом виде». Она позволяет объективно оценивать возможности программ, а также облегчает процесс сравнения, делая его нагляднее.

**Выбор программных продуктов по интегральной оценке.** Представленный выше алгоритм также используется для оценивания качественных требований покупателя. По данной оценке осуществляется выбор конкретного программного продукта. Для иллюстрации выполнения алгоритма рассмотрим пример, который отображает процесс преобразования требований пользователя в интегральную оценку (табл. 2).

Результатом работы механизма логического вывода экспертной системы для выбора программных продуктов системы «1С:Предприятие 8» является набор программных продуктов (до 10) из одной области применения [2]. В рассматриваемом примере набор состоит из двух ПП: «1С:Медицина. Поликлиника» и «1С:Медицина. Больница» (область применения – медицина). Данные программные продукты имеют интегральные оценки, рассчитанные по своим функциональным возможностям.

Пользователю на первом этапе работы алгоритма предлагается сформировать качественные оценки функциональных возможностей желаемого программного продукта из области медицины. На втором этапе осуществляется нормирование полученных оценок. Нормированные оценки являются входными данными для заключительного этапа, в котором происходит расчет на основе описанной выше системы нечеткого вывода.

Таблица 2

Пример выходных данных по этапам алгоритма

№	Функциональная возможность	Оценка (1-й этап)	Нормированная оценка (2-й этап)	Интегральная оценка (3-й этап)
1	Формирование регламентированных отчетов	Средняя	0,6	0,53
2	Учет коечного фонда	Низкая	0,28	
3	Учет медицинских услуг	Средняя	0,6	
4	Формирование управленческих отчетов	Высокая	0,8	
5	Складской учет	Низкая	0,28	
6	Планирование	Очень высокая	0,9	
7	Ведение взаиморасчетов с контрагентами	Средняя	0,6	
8	Расчет заработной платы	Низкая	0,28	

Таким образом, по требованиям покупателя формируется оценка желаемого ПП. Далее эта оценка сравнивается с оценками ПП из набора, полученного ранее с помощью экспертной системы [2]. После сравнения оценок «1С:Медицина. Больница» и «1С:Медицина. Поликлиника» с оценкой желаемого ПП с определенной степенью точности станет известно, какой вариант «ближе» к желаемому. Для получения вербальной оценки «близости» снова используется функция Харрингтона.

Для программных продуктов «1С:Медицина. Поликлиника» и «1С:Медицина. Больница» интегральные оценки равны 0,4 и 0,58 соответственно. Оценка желаемого ПП равна 0,53 (табл. 2). Выполним переход к шкалам с интервалами [0, 1]. При этом за конечное (идеальное) значение данных интервалов возьмем оценку желаемого ПП – 0,53 (рис. 2). Тогда исходные оценки ПП в масштабе полученных шкал будут равны 0,75 и 0,89 соответственно.

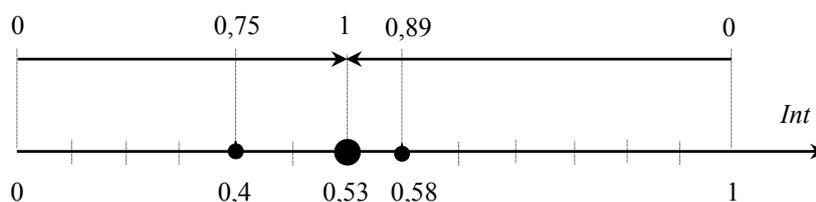


Рис. 2. Схема выбора программного продукта по интегральной оценке

Обратившись к вербально-числовой шкале Харрингтона (см. табл. 1), получаем вербальную оценку «высокая» для значения 0,75 и оценку «очень высокая» для значения 0,89. Другими словами, программный продукт «1С:Медицина. Больница» подходит для данного покупателя по функциональному наполнению с очень высокой степенью уверенности.

Использование желаемых значений характеристик ПП позволяет объективно оценить потребность в функциональном наполнении. Однако необходимо использовать только реально достижимые значения. Иначе оценка потеряет всякую объективность.

**Программная реализация.** Рассмотренный алгоритм реализован программно средствами системы «1С:Предприятие 8» (рис. 3) и обеспечивает выполнение следующих возможностей:

- задание количества термов, значений функций принадлежности;
- нормирование частных оценок функциональных возможностей программных продуктов с использованием обобщенной функции желательности Харрингтона;
- определение интегральной оценки функционального наполнения программных продуктов на основе системы нечеткого вывода;
- сравнение программных продуктов по интегральным оценкам функционального наполнения;
- вывод результатов в виде графиков.

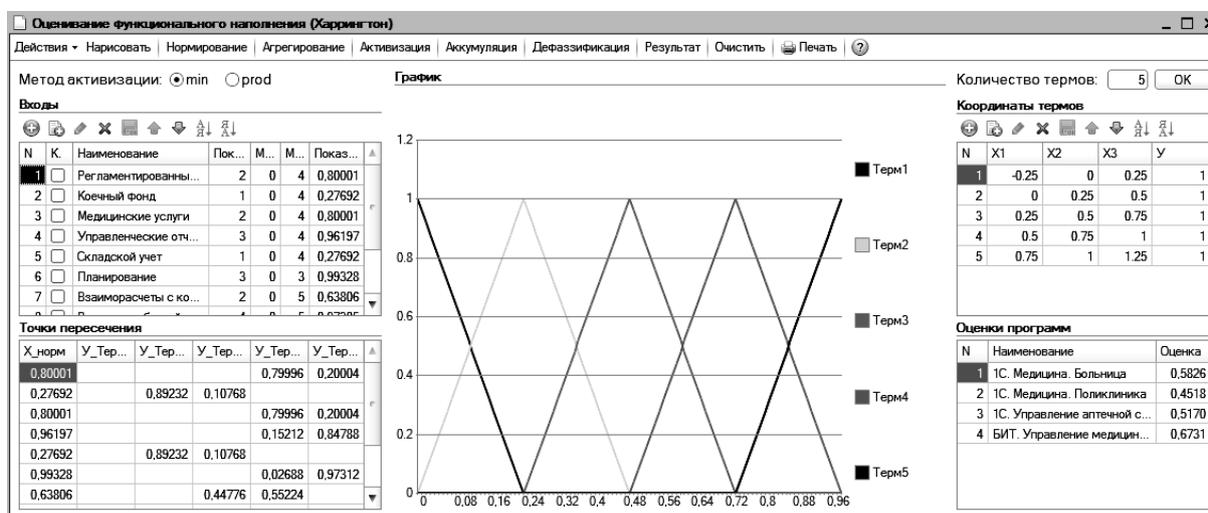


Рис. 3. Программная реализация

На данный момент создан пользовательский интерфейс, позволяющий представлять результаты в наглядной и удобной для проведения анализа форме.

**Заключение.** Предложенный алгоритм позволяет анализировать программные продукты по функциональному наполнению для выбора наиболее подходящего варианта. На основе представленного алгоритма разработана подсистема, которая является частью экспертной системы [8] и позволяет подобрать программный продукт.

Сравнение систем по интегральной оценке необходимо проводить по области их применения, по возможности максимально суживая ее. Это позволит сравнивать между собой однотипные программы с высокой точностью.

Также стоит отметить, что предложенный алгоритм носит достаточно универсальный характер.

В дальнейшем планируется составить наиболее полный набор характеристик программных продуктов по области их применения с обоснованием качества и количества этих характеристик.

#### Литература

1. Фирма «1С» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.1c.ru>, свободный (дата обращения: 01.12.2012).
2. Адуева Т.В. Продукционная система выбора программных продуктов системы «1С:Предприятие 8» / Т.В. Адуева, А.В. Ахаев, И.А. Ходашинский // Бизнес-информатика. – 2012. – № 1(19). – С. 55–61.
3. Дементьева Т.А. Методы оценки уровня инновационного потенциала персонала на промышленных предприятиях // Экономика промышленности. – 2009. – № 3. – С. 125–129.

4. Исмагилов И.И. Принятие решений при количественных и качественных критериях описания альтернатив // Исследования по информатике – 2003. – № 6. – С. 21–28.
  5. Пичкалев А.В. Обобщенная функция желательности Харрингтона для сравнительного анализа технических средств // Исследования наукограда. – 2012. – № 1. – С. 25–28.
  6. Ходашинский И.А. Формально-логический метод и аппроксимация Мамдани в нечетком оценивании величин // Автометрия. – 2006. – № 1. – С. 55–67.
  7. Ходашинский И.А. Идентификация нечетких систем // Проблемы управления. – 2009. – № 4. – С. 15–23.
  8. Ахаев А.В. Структура продукционной системы выбора программных продуктов системы «1С:Предприятие 8» // Научная сессия ТУСУР–2012: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2012 г. – Томск: В-Спектр, 2012. – Ч. 3. – С. 9–16.
- 

**Ахаев Александр Валерьевич**

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-26

Эл. почта: AkhaevAV@gmail.com

Akhaev A.V.

**Algorithm for estimation of software functionality on the base of fuzzy logic**

An algorithm of estimation of software «1С: Enterprise 8» functionality using Harrington scale is suggested. Calculation of an integral evaluation is based on fuzzy logic. Some choices of software by an integral estimation are suggested. The experiment was conducted.

**Keywords:** integral evaluation, software, fuzzy logic, Harrington scale.

---

УДК 550.83, 004.925.8

Е.В. Рабинович, А.С. Туркин, Ю.Л. Новаковский

## Спектральная фильтрация сейсмических сигналов, возникающих при гидравлическом разрыве пласта

Исследованы и применены известные и оригинальные методы спектральной фильтрации сейсмических помех, имеющих место при проведении ГРП. Они позволяют бороться с помехами искусственного происхождения и помехами, возникающими из-за нелинейности распространения сейсмического сигнала и резонансных свойств породы коллектора.

**Ключевые слова:** гидравлический разрыв пласта, локация источников микросейсмических сигналов, частотная, частотно-временная фильтрация.

Гидравлический разрыв пласта (ГРП) является эффективным методом увеличения темпов отбора нефти из продуктивных пластов и более полной выработки месторождения [1].

При разрыве продуктивного пласта под давлением закачиваемой жидкости образуется зона трещиноватости. Вместе с жидкостью в трещины транспортируется расклинивающий агент (проппант), который удерживает их в закреплённом состоянии после снятия избыточного давления. За счет раскрытых трещин продуктивного пласта у забоя создается высокопроводящий канал для поступления в скважину дополнительного флюида.

Для оценки перспектив дальнейшей разработки продуктивного пласта, притока добываемого флюида и других производственных целей осуществляется мониторинг ГРП, задача которого – получение сведений о расположении и размерах, возникшей зоны трещиноватости.

Разрыв пласта сопровождается кратковременными микросейсмическими колебаниями частиц среды – микроземлетрясениями. Колебания на границах возникающих трещин излучают упругие сейсмические волны, которые могут регистрироваться сейсмическими приемниками.

На этом основаны современные методы локации источников микросейсмических сигналов и приемы картирования пространственного расположения, оценки размеров и динамики магистральной трещины или зоны трещиноватости, применяемые при мониторинге ГРП [2 и др.].

Сейсмические антенны, используемые для локации источников микросейсмических сигналов, выявляют трехмерное «облако» микроземлетрясений, внутри которого проходит магистральная трещина или ансамбль трещин [3].

Оценить расположение и размеры трещины позволяет пространственная модель трещины. Основой построения модели является выявление из трехмерного «облака» микроземлетрясений данных о локализации их гипоцентров [4].

Естественные и искусственные помехи, действующие в среде во время проведения ГРП, затрудняют построение модели.

В данной работе приведены результаты исследования и применения известных и оригинальных методов спектральной фильтрации сейсмических помех, имеющих место при проведении ГРП.

**Постановка задачи.** В данной работе используется антенна наземной нерегулярной системы приема, «фокусирующаяся» на горизонтальные плоскости сечения продуктивного пласта, в которых задана виртуальная трехмерная прямоугольная координатная сетка [5]. Шаг сетки определяется частотой дискретизации сейсмотрасс (100 Гц) и скоростью распространения сейсмических колебаний в среде.

В местах установки сейсмоприемников антенны в течение всего процесса ГРП производится регистрация сейсмических сигналов с записью сейсмотрасс в файлы специального формата. Для каждого узла виртуальной сетки с учетом топологии системы приема вычисляются временные поправки распространения сейсмических сигналов и определяются суммарные сейсмотрассы, имеющие вклад от всех (48) сейсмоприемников. Тем самым осуществляется накопление сигналов.

В ходе сканирования соответствующих интервалов (по 200 мс) всех суммарных сейсмотрасс выделяются узлы сетки с наибольшей амплитудой колебания сейсмического сигнала. Если значение амплитуды такого сигнала превышает заранее установленный порог, то узлу приписывается точечный источник микросейсмического сигнала. Источник характеризуется координатами в горизон-

тальной плоскости пласта, глубиной расположения относительно поверхности земли, амплитудой колебания и моментом времени фиксации колебания.

Исследование полевых и синтетических данных показало, что распределение сейсмической активности источников в горизонтальных плоскостях сечения продуктивного пласта на глубинах порядка 1,5–2 тыс. метров, надежно выявляется, позволяя по горизонтальной проекции зоны трещиноватости в общих чертах определить ее форму и следить за динамикой распространения [6].

Проблема возникает при трехмерной локации источников микросейсмических сигналов, позволяющей выявлять расположение и размеры трещин. Наряду с тем, что обработка суммарных сейсмотрасс выявляет избыточное (затрудняющее построение модели зоны трещиноватости) количество узлов, микросейсмическая активность в которых вызвана образованием трещин, она также выявляет узлы, сейсмическая активность в которых вызвана действием в среде естественных и искусственных помех.

Таким образом, одной из важных задач мониторинга ГРП является задача исключения из обработки узлов, появляющихся в результате действия в среде сейсмических помех.

**Частотная фильтрация.** Типичная спектрограмма суммарной сейсмотрассы приведена на рис. 1.

Для подавления помех от мощной вибрации нагнетательной аппаратуры ГРП (диапазон частот 30–33 Гц и др.) и сетевой помехи (50 Гц) и других, спектры которых располагаются выше диапазона частот полезного микросейсмического сигнала, применяется режекторная и полосовая фильтрация.

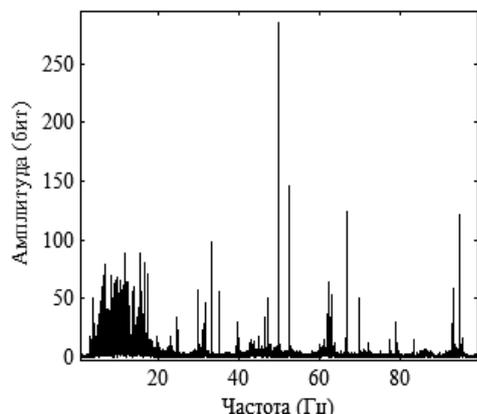


Рис. 1. Спектр суммарной сейсмотрассы

Подавление высокочастотной помехи расширяет динамический диапазон сейсмической смеси полезного сигнала, естественных шумов и помех, регистрируемой сейсмоприемниками. Энергетическое накопление сигнала в суммарных сейсмотрассах позволяет приблизительно в 7 раз ( $\sqrt{48}$ ) понизить уровень случайных сейсмических шумов.

Дальнейшая очистка спектра суммарной сейсмотрассы заключается в удалении обертонов зарегистрированных частот. Дело в том, что из-за нелинейности внутреннего строения Земли при прохождении сейсмического сигнала некоторой частоты от разрываемого

пласта до дневной поверхности в спектре регистрируемого сигнала возникают частоты, кратные исходной частоте. Такие дополнительные частоты называются гармоническими обертонами опорной частоты или частоты основного тона. Например, если опорной частотой является частота 4 Гц, то ее обертонами будут частоты 8, 12, 16 Гц и т.д.

Для выделения опорных частот строится гистограмма частот суммарной сейсмотрассы, на которых происходят колебания с амплитудой выше заданного порога. Для обнаружения обертонов применяется алгоритм [7], выявляющий все цепочки кратных частот гистограммы, длина которых составляет не менее трех. Обнаруженные обертоны удаляются из спектра суммарной сейсмотрассы режекторными фильтрами.

Таким образом, частотная фильтрация позволяет удалять из спектра частот суммарной сейсмотрассы часть мешающих частотных составляющих.

Однако другую часть спектра частот суммарной сейсмотрассы, существенно искажающих данные мониторинга ГРП, режекторная и полосовая фильтрация удалить не может.

Если в породах коллектора содержатся резонансные структуры, то в процессе ГРП в них могут возбуждаться собственные упругие колебания, регистрируемые сейсмоприемниками антенны. Это довольно часто наблюдается при мониторинге ГРП. Резонансные колебания медленно затухают, их длительность измеряется от десятков секунд до сотен минут. Частотные спектры колебаний полезных микросейсмических сигналов и собственных упругих колебаний резонансных структур коллектора лежат приблизительно в одном диапазоне – от единиц до двух первых десятков герц.

Для удаления из спектра суммарной сейсмотрассы частотных составляющих, вызванных резонансными явлениями, можно воспользоваться временной селекцией сейсмических сигналов. Такая возможность возникает потому, что колебания частиц породы разрываемого нефтяного коллектора имеют меньшую длительность – от долей секунды до нескольких секунд, чем резонансные колебания.

Средством спектральной обработки сигналов, позволяющим получать распределение амплитуд частотных фрагментов сигнала во времени, является оконное преобразование Фурье [8].

**Частотно-временная фильтрация.** Специфика сейсмического мониторинга ГРП, заключающаяся в кратковременности полезных сигналов, вызываемых образованием трещин, и значительной длительности резонансных помех позволяет применить фильтрацию по длительности частотных фрагментов сейсмограмм [9].

Смысл оконного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) заключается в переходе к частотно-временному представлению сигнала. Для этого длительность сигнала разделяется на подынтервалы, в пределах которых сигнал считается стационарным, а затем последовательно выполняется дискретное преобразование Фурье для каждого подынтервала в отдельности. Результатом ОДПФ является функция двух переменных – временного положения окна и частоты. Оконное дискретное преобразование Фурье вычисляется по формуле

$$F(m, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n)w(n-m)e^{-jn\omega},$$

где  $w(n-m)$  – оконная функция.

При применении прямоугольной оконной функции имеет место эффект «размазывания» спектра дискретного сигнала, который возникает из-за наложения спектров сигнала и оконной функции. В результате наложения боковые лепестки спектра окна искажают спектр сигнала. Окна сглаживания [10] используются для уменьшения эффекта наложения. Улучшение спектральных характеристик дискретного сигнала достигается использованием гладкой оконной функции, в спектре которой уменьшена амплитуда боковых лепестков за счет расширения главного лепестка.

С помощью ОДПФ-спектрограмм зарегистрированного сейсмического сигнала можно разделить его частотные фрагменты по их длительности. Разбиение сигнала на подынтервалы производится с помощью скользящего окна заданной длительности.

В силу принципа неопределенности, разрешающая способность ОДПФ ограничена – невозможно точно определить какая частота присутствует в сигнале в данный момент времени, а также невозможно точно определить в какой момент времени данная частота присутствует в сигнале. Речь может идти только о диапазонах частот и времен. Некоторого повышения точности преобразования можно достичь перекрытием окон и использованием окон специальных форм.

На 2-D ОДПФ-спектрограммах амплитуды спектров задаются градациями серого цвета (чем выше амплитуда, тем темнее оттенок) каждого участка спектрограммы.

На рис. 2 изображена ОДПФ-спектрограмма 1 (размер окна – 5000 отсчетов, перекрытие окон – 20 отсчетов, минимальное значение амплитуды – 52 условные единицы) той же сейсмограммы продолжительностью 190000 мс, что и на рис. 1. На ней можно увидеть почти непрерывные линии около частот 33 и 50 Гц, длящиеся во всем диапазоне времен. На рисунке также видны обертоны этих частот, расположенные около 65 и 100 Гц, длящиеся более 100 с.

В области низких частот наблюдается пестрая зона, состоящая из коротких частотных фрагментов, перемежающихся пропусками.

Разрешающая способность ОДПФ регулируется изменением ширины окна. Чем уже окно, тем лучше разрешающая способность по времени, чем оно шире, тем лучше разрешение по частоте.

На рис. 3 (окно – 2000 отсчетов, перекрытие – 200 отсчетов, амплитуда – 80) при меньших значениях ширины окна получены более точные времена начала и окончания частот в спектре, но при этом появились «разрывы» длительности, хотя согласно рис. 2 фрагменты частот присутствовали на протяжении всего времени.

На рис. 4 (окно – 9000 отсчетов, перекрытие – 200 отсчетов, амплитуда – 70) представлены три спектрограммы суммарных сейсмограмм. Левая верхняя спектрограмма узла, расположенного в непосредственной близости (1 м) от забоя скважины, получена в начале процесса ГРП. Правая верхняя спектрограмма узла, удаленного в пространстве на 90 м, получена в тот же момент времени, что и верхняя. Нижняя спектрограмма первого узла, но полученная через 20 мин.

Сравнение спектрограмм говорит о том, что мощная сетевая помеха присутствует на всех спектрограммах независимо от времени, места и расположения узла. Есть основания полагать, что сетевая помеха наводится на сейсмоприемники независимо от проведения ГРП.

Помеха от вибраций (~33 Гц) нагнетательной аппаратуры появляется через некоторое время, что говорит об инерционном характере распространения колебаний коллектора.

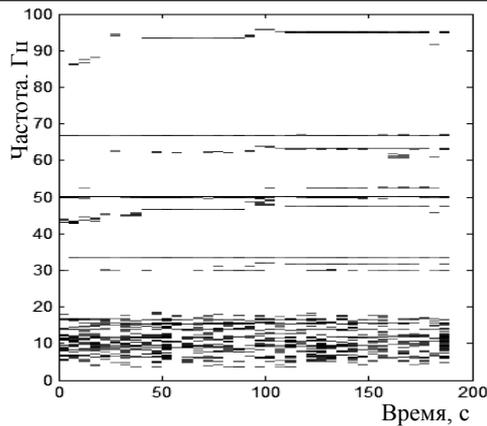


Рис. 2. ОДПФ-спектрограмма 1

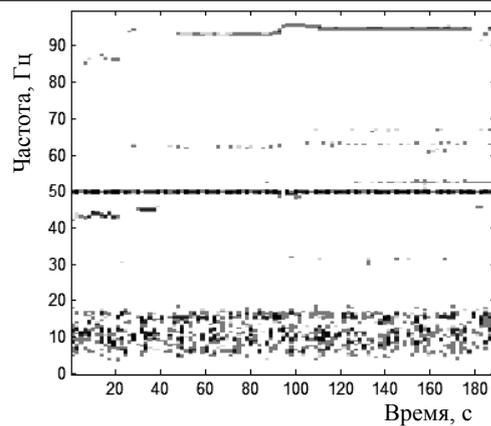


Рис. 3. ОДПФ-спектрограмма 2

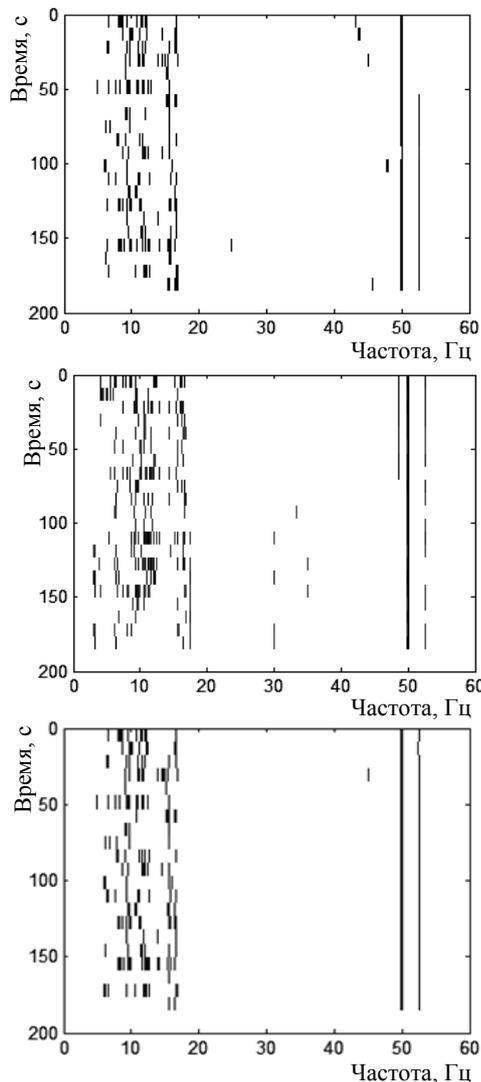


Рис. 4. Сравнение ОДПФ-спектрограмм

В частотном диапазоне 15–17 Гц наблюдаются достаточно длительные (более 50 с) частотные фрагменты. Увеличив разрешение по частоте, можно подтвердить это наблюдение (см. рис. 5 (окно – 17000 отсчетов, перекрытие – 200, амплитуда – 52)). Можно предположить, что это результат резонансных колебаний относительно мелких неразрушающихся под давлением жидкости структур коллектора.

В диапазоне частот 6–13 Гц на рис. 5 видно множество коротких (единицы секунд) фрагментов, что может говорить о примерно одинаковой структуре спектров сигналов этого диапазона. При этом случайный характер сигналов маловероятен, ввиду сильного подавления случайной составляющей за счет накопления сигнала. Можно полагать, что частотный спектр микросейсмических сигналов, вызванных образованием трещин, лежит в данном диапазоне частот.

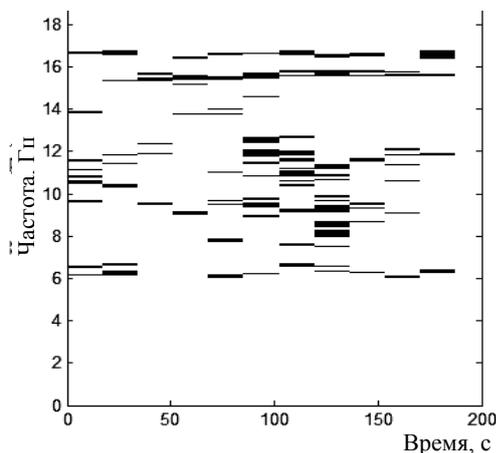


Рис. 5. ОДПФ-спектрограмма 3

**Заключение.** Исследование показало, что ОДПФ может являться средством частотно-временной фильтрации – разделения трехмерного «облака» узлов сетки мониторинга ГРП по длительности их частотных фрагментов. Оно дает возможность исключить из обработки узлы, отражающие сейсмическую активность резонансных помех.

Таким образом, применение частотной фильтрации с удалением обертонов основных частот и частотно-временной фильтрации позволяет подавить частотные составляющие спектра суммарной сейсмотрассы, возникающие в результате воздействия искусственных помех, нелинейных факторов распространения сигнала и резонансных свойств породы коллектора.

Работа выполнена по заданию Министерства образования и науки РФ, проект №7.599.2011, Темплан, НИР № 01201255056.

*Литература*

1. Желтов Ю.П. Механика нефтегазоносного пласта. – М.: Недра, 1975. – 217 с.
2. Ильинский А.Д. Локация очагов микроземлетрясений при пассивном сейсмическом мониторинге гидроразрыва пласта / А.Д. Ильинский, М.А. Краснова // Сейсмические приборы. – 2009. – Т. 45, № 3. – С. 14–40.
3. Mahrer K.D. Hydraulic fracture height in cased wells // Geop Exploration [Pap.] Int. Symp. Borehole Geophys. Petrol., Hydrogeol., Min. and Eng Appl. – 1991. – Vol. 28. – P. 221–250.
4. Новаковский Ю.Л. Определение размеров закрепленных трещин, образующихся при гидравлическом разрыве пласта / Ю.Л. Новаковский, Е.В. Рабинович, А.С. Туркин // Экспозиция Нефть Газ. – 2012. – №4. – С. 95–97.
5. Рабинович Е.В. Сейсмическая измерительная система для локализации трещин при гидроразрыве нефтяного пласта / Е.В. Рабинович, А.Ю. Новаковский // Идентификация, измерение характеристик и имитация случайных сигналов (состояние, перспективы развития): сб. матер. конф. – 2009. – С. 171–174.
6. Рабинович Е.В. Наземная локация микросейсмических сигналов для мониторинга гидравлического разрыва пласта / Е.В. Рабинович, А.Ю. Новаковский, А.С. Туркин // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1(25). – Ч. 1. – С. 104–112.
7. Рабинович Е.В. Сжатие музыкальных файлов, основанное на время-частотном представлении звукового сигнала / Е.В. Рабинович, А.В. Шехирев // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2007. – Т. 2, № 4. – С. 77–81.
8. Оконное преобразование Фурье [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki>, свободный (дата обращения: 14.05.2012).
9. Рабинович Е.В. Частотно-временная фильтрация микросейсмических источников / Е.В. Рабинович, А.С. Туркин // Матер. XI Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – Т. 2. – С. 124–127.
10. Спектральный анализ на ограниченном интервале времени. Оконные функции / Теория и практика обработки цифровых сигналов. – 2011 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dsplib.ru/content/win/win.html>, свободный (дата обращения: 14.05.2012).

---

**Рабинович Евгений Владимирович**

Д-р техн. наук, профессор каф. вычислительной техники  
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ);  
профессор каф. вычислительных систем Сибирского государственного университета  
телекоммуникаций и информатики  
Тел.: +7-(383-3) 33-20-95  
Эл. почта: Erabinovich1952@gmail.com

**Туркин Александр Сергеевич**

Аспирант каф. вычислительной техники НГТУ  
Тел.: +7-960-786-69-99  
Эл. почта: G13@programist.ru

**Новаковский Юрий Леонидович**

Директор ЗАО НПП «СИБНЕФТЕГАЗ»  
Тел.: +7 (383-3) 32-60-85  
Эл. почта: sog@ngs.ru

Rabinovich E.V., Turkin A.S., Novakovsky Y.L.

**Spectral filtering of the seismic signals arising at hydraulic fracturing**

In this research we investigated and applied some known and original methods of spectral filtering of seismic disturbances, which occur during hydraulic fracturing. They allow to control artificial interferences, which take place due to the seismic signal propagation non-linearity and resonant properties of reservoir rock.

**Key words:** hydraulic fracturing, location of microseismic signals sources, frequency, frequency-time filtering.

УДК 373.1.02:372.8 (14.25.09)

Т.Т. Газизов, О.С. Нетесова, А.Н. Стась

## Модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс школы

Предложена новая модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс школы. Рассматривается актуальная задача развития школьной робототехники на примере создания программы элективного курса по конструированию и программированию роботов на базе комплекта Lego Mindstorms NXT 2.0. Описываются особенности использования метода проектов, метода портфолио, метода взаимообучения, модульного метода и метода проблемного обучения в процессе преподавания робототехники для школьников.

**Ключевые слова:** робототехника, элективный курс, метод проектов, метод портфолио, метод взаимообучения, модульный метод, метод проблемного обучения.

В настоящее время на рынке труда одними из самых востребованных являются инженерные кадры высокого профессионального уровня, поэтому необходимость популяризации профессии инженера очевидна. Быстро растущая потребность создания роботизированных систем, используемых в экстремальных условиях, на производстве и в быту, предполагает, что даже обычные пользователи должны владеть знаниями в области робототехники. Изучение таких знаний позволит учащимся получить опыт познавательной и творческой деятельности; понять смысл основных научных понятий и законов физики, усвоить взаимосвязи между ними. При этом особая роль отводится школьной робототехнике [1]. В связи с этим нужна новая модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс. Несмотря на явную актуальность этой тематики, в настоящее время наблюдается информационный дефицит у учащихся. Средством восполнения информационного дефицита у учащихся в общеобразовательных учреждениях становятся элективные курсы, которые играют важную роль в профессиональном самоопределении старшеклассников. Подобные курсы связаны с удовлетворением индивидуальных потребностей каждого учащегося, его склонностями и интересами [2]. Именно поэтому эффективность использования элективных курсов при обучении робототехники достаточно велика. Процесс реализации элективного курса может быть реализован разными методами. В данной работе предлагается рассмотреть основные методы и создать на их основе новый комбинированный метод и апробировать его на одном из разделов разработанного элективного курса.

Цель работы – создать новую модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс, отличающуюся от существующих наличием уникального элективного курса и комбинированного метода её реализации, включающего метод проектов, метод портфолио, метод взаимообучения, модульный метод, метод проблемного обучения.

Содержание тем элективного курса по конструированию и программированию роботов зависит от материальной базы. Одной из таких материальных баз может стать комплект конструктора Lego Mindstorms NXT 2.0, в состав которого входят такие основные элементы, как блок NXT, сервомоторы и датчики (два датчика касания, ультразвуковой датчик и датчик цвета/света) [3]. Для расширения комплекта можно использовать ресурсный набор, состоящий из дублирующих и дополнительных деталей. Программное обеспечение для комплектов Lego Mindstorms NXT 2.0 представлено широким спектром сред программирования. В состав самого комплекта уже входит оригинальная графическая среда программирования NXT-G (рис. 1), позволяющая вовлечь в конструирование и программирование роботов даже учащихся начальных классов. Среда программирования Robolab (рис. 2) также может быть использована при работе с учащимися младших классов. А среды программирования RobotC (рис. 3), NXC и LabVIEW (рис. 4) рассчитаны на учащихся от 14 лет и старше [1].

Ниже представлен пример учебного плана элективного курса по конструированию и программированию роботов первого года обучения (автор – ассистент кафедры информатики ФМФ ТГПУ О.С. Нетесова). Цель курса – изучение основ конструирования и программирования роботов на базе

комплекта Lego Mindstorms NXT 2.0. Категория слушателей – учащиеся 6–11-х классов средних образовательных учреждений. Срок обучения – 128 ч на учебный год. Форма обучения – очная. Режим занятий 4 ч в неделю. Курс включает 7 разделов:

1. Введение в робототехнику. Понятие робот. Этапы развития робототехники. Классификация робототехнических конструкций. Основные элементы современных конструкций роботов и их функциональное назначение.

2. Знакомство с конструктором LEGO Mindstorms NXT 2.0. Блок NXT и его функции. Динамик. Экран. Датчики (касания, ультразвуковой, цвета/света). Порты подключения и соединительные кабели. Принципы крепления деталей конструктора.

3. Основы конструирования. Ножницы и механический манипулятор. Механическая передача. Редуктор. Сервопривод. Одномоторная и полноприводная тележки. Тележка с изменением передаточного отношения.

4. Дополнительные датчики и возможности их использования в конструкции роботов. Датчик освещенности. Датчик цвета. Датчик звука. Датчик температуры. Датчик угла наклона. Гироскопический датчик и инфракрасное излучение.

5. Автономное программирование. Понятие алгоритма. Понятие программы. Линейный алгоритм. Постусловие и цикличность. Описание блоков автономного алгоритма. Алгоритм движения по кругу, вперед назад, по квадрату и «восьмеркой». Запуск и отладка программы.

6. Программирование в среде NXT-G. Стартовое окно Lego Mindstorms NXT. Интерфейс программы. Главное меню. Панель команд. Настройка параметров команд. Запуск и отладка программы. Ветвление (блок принятия решения). Цикл с параметром. Цикл с постусловием. Цикл и прерывание. Подпрограмма. Работа с переменными. Использование блока «случайное число».

7. Решение прикладных задач. Конкурсы, проводимые в России и за рубежом, и их регламент. Подготовка роботов к соревнованиям: движение по черной линии, движение по инверсной линии, кегельринг, лабиринт, лабиринт с препятствиями, сумо, ступеньки, сортировка. Моделирование, конструирование и программирование роботов по заданным функциональным возможностям.

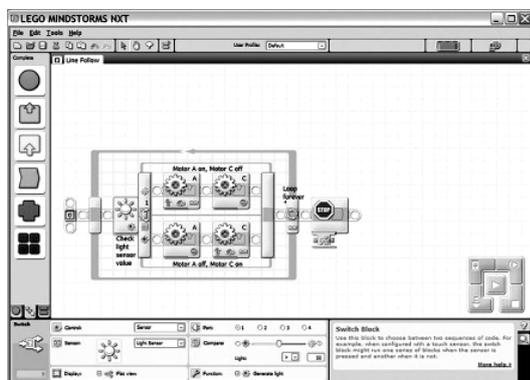


Рис. 1. Среда программирования NXT-G

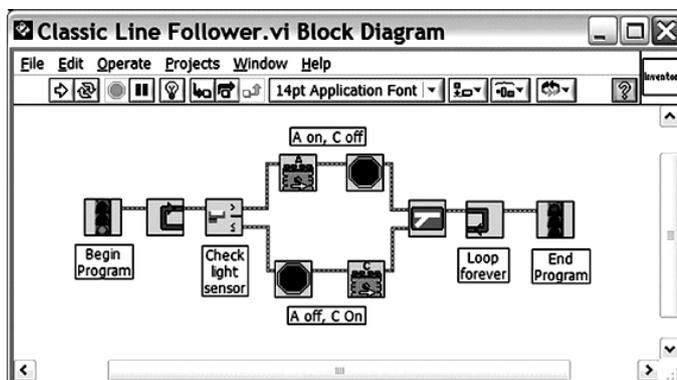


Рис. 2. Среда программирования Robolab

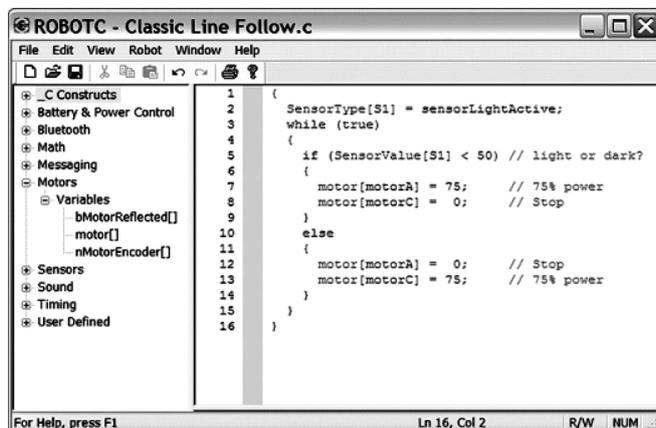


Рис. 3. Среда программирования NXC

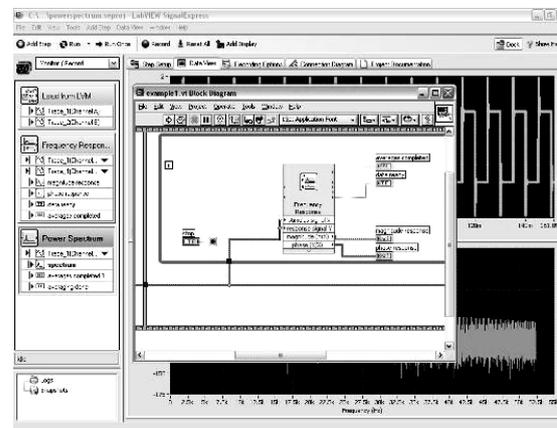


Рис. 4. Среда программирования LabVIEW

Целесообразными методами, используемыми в процессе реализации элективного курса по конструированию и программированию роботов являются: метод проектов, метод портфолио, метод взаимообучения, модульный метод и метод проблемного обучения.

Е.С. Полат трактует метод проектов как способ достижения дидактической цели через детальную разработку проблемы, которая должна завершиться вполне реальным, осязаемым практическим результатом, оформленным тем или иным образом [4]. Использование метода проектов позволяет развивать познавательные и творческие навыки учащихся при разработке конструкций роботов по заданным функциональным особенностям для решения каких-либо социальных и технических задач. Самостоятельная работа над техническим проектом дисциплинирует учащихся, заставляет мыслить критически и дает возможность определить учащемуся свою роль в команде. Работа над проектом разработки модели робота предполагает два взаимосвязанных направления: конструирование и программирование, таким образом, учащийся имеет возможность самостоятельного выбора сферы деятельности.

По мнению И.А. Фатеевой, «портфолио» является достаточно важным проектом в процессе обучения, т.к. во время его разработки обучающийся осмысливает свои достижения, осознает возможности и формирует собственное отношение к получившимся результатам [5]. Метод портфолио предполагает формирование структурированной папки, в которую помещают уже завершённые и специально оформленные работы. Они позволяют отразить образовательную биографию и уровень достижений ученика или группы учащихся. Этот метод помогает при формировании докладов на конференции школьников, при разработке модели робота для выступления на соревнованиях различного уровня, при разработке плана на учебный период и т.д.

Метод взаимообучения своими истоками уходит в коллективный способ обучения. По мнению В.К. Дьяченко, обучение есть общение обучающихся и обучаемых. Вид общения определяет и организационную форму обучения. Исторический анализ показывает, что развитие способов обучения основывалось на применении различных видов общения [6]. На занятиях элективного курса по конструированию и программированию роботов метод взаимообучения реализуется учениками самостоятельно, иногда даже без участия учителя. Разобравшись в решении какой-либо конструкторской задачи, учащиеся с удовольствием делятся своими знаниями с теми, кто испытывает затруднения при решении подобных задач. Таким образом, может сложиться ситуация, в которой учащиеся обучают самого учителя, что положительно влияет как на самооценку учащихся, так и на отношения с учителем.

П.А. Юцявичене отмечает, что сущность метода модульного обучения состоит в том, что обучающийся более самостоятельно может работать с предложенной ему индивидуальной программой, включающей в себя целевой план действий, банк информации и методическое руководство по достижению поставленных дидактических целей [7]. В основе инвариантных программ, являющихся важным компонентом модульного обучения, лежат модули, представляющие собой профессионально значимые действия (учебные элементы). Достоинствами модульной системы являются гибкость, вариативность, возможность ее адаптации к изменяющимся условиям [8]. Таким образом, целесообразно содержание элективного курса по конструированию и программированию роботов разбить на следующие модули: основы конструирования, программирование и решение прикладных задач. Формирование структуры модулей может иметь циклический характер, т.е. повторение тематики модулей через короткие промежутки времени (от недели до 2 мес) или длинные промежутки времени (в пределах учебного года). В темах конструирования и программирования одного временного периода удобно рассматривать задачи единых проектов, чтобы у учащихся сформировалось целостное представление о реализации той или иной модели робота.

Под проблемным обучением В. Оконь понимает совокупность таких действий, как организация проблемных ситуаций, формулирование проблем, оказание ученикам необходимой помощи в решении проблем, проверка правильности решений и руководство процессом систематизации и закрепления приобретенных знаний [9]. Метод проблемного обучения основан на создании проблемной мотивации и требует особого конструирования дидактического содержания материала, который должен быть представлен как цепь проблемных ситуаций. Этот метод позволяет активизировать самостоятельную деятельность учащихся, направленную на разрешение проблемной ситуации, в результате чего происходит творческое овладение знаниями, навыками, умениями и развитие мыслительных способностей. Практически каждую задачу, решаемую в процессе конструирования и программирования роботов, можно представить в качестве проблемной ситуации [10]. Активизируя

творческое и критическое мышление, учащиеся способны оптимизировать собственное решение задачи.

В результате анализа рассмотренных методов был предложен комбинированный метод, представляющий совокупность нескольких методов обучения. Использование этого метода в учебном процессе для реализации элективного курса конструирования и программирования роботов позволило создать новую модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс. На сегодня данная модель состоит из двух модулей.

*Модуль 1:* элективный курс (является дополнением к основному курсу и дает возможность углубить знания учащегося в интересном для него направлении).

*Модуль 2:* комбинированный метод (объединяет преимущества метода проектов, метода портфолио, метода взаимообучения, модульного метода, метода проблемного обучения). В результате использования данной модели были организованы и проведены следующие мероприятия:

1. «Зимняя робототехника», Томский физико-технический лицей. Целевая аудитория: 3–7-е классы.
2. Элективный курс «Робототехника», Томский физико-технический лицей. Целевая аудитория: 7-е и 8-е классы (две возрастные группы).
3. Курсы повышения квалификации для учителей «Основные концепции образовательной робототехники», Томский государственный педагогический университет. Целевая аудитория: научно-педагогические кадры общего образования г. Северска.

4. «Летняя школа по физике–2013», направление «Робототехника», Центр дополнительного физико-математического и естественнонаучного образования ТГПУ. Целевая аудитория: учащиеся среднего звена общеобразовательных учреждений.

Таким образом, в данной работе рассмотрены особенности преподавания элективного курса «Конструирование и программирование роботов» в общеобразовательной школе. Авторами предложена новая модель внедрения элементов робототехники в образовательный процесс и представлены результаты её использования на примере учебных учреждений Томской области. На сегодня эта модель включает только два модуля, но может быть расширена в будущем дополнительными модулями, например за счет использования технологических карт и индивидуальных образовательных траекторий.

#### *Литература*

1. Филиппов С.А. Робототехника для детей и родителей. – СПб.: Наука, 2011. – 263 с.
2. Загвязинский В.И. Теория обучения: Современная интерпретация: учеб. пособие для вузов. – 3-е изд., испр. – М.: Академия, 2006. – 192 с.
3. Официальный сайт Lego Mindstorms NXT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://mindstorms.lego.com/>, свободный (дата обращения: 24.05.2013).
4. Современные педагогические и информационные технологии в системе образования: учеб. пособие / Е.С. Полат, М.Ю. Бухаркина. – 3-е изд., стер. – М.: Изд. центр «Академия», 2010. – 368 с.
5. Фатеева И.А. Метод «портфолио» как приоритетная инновационная технология в образовании: преемственность между средней школой и вузом / И.А. Фатеева, Т.Н. Канатникова // Молодой ученый. – 2012. – №12. – С. 526–528.
6. Дьяченко В.К. Сотрудничество в обучении. – М.: Просвещение, 1991. – 192 с.
7. Юцявичене П.А. Теория и практика модульного обучения. – Каунас, 1989. – 272 с.
8. Данильсон Т.С. Модульно-деятельностный подход в обучении физике / Т.С. Данильсон, Е.А. Румбешта // Вестник Том. гос. пед. ун-та. – 2010. – № 10. – С. 35–38.
9. Оконь В. Основы проблемного обучения / Пер. с польск. – М.: Просвещение, 1968. – 208 с.
10. Технология прямого поиска при решении задач прикладной математики / В.А. Архипов, С.С. Бондарчук, И.Г. Боровской, А.А. Шелупанов // Вычислительные технологии. – 1995. – Т. 4, № 10. – С. 19.

---

**Газизов Тимур Тальгатович**  
Доцент каф. информатики ТГПУ  
Тел.: 8 (382-2) 52-11-26  
Эл. почта: gtt@tspu.edu.ru

**Нетесова Ольга Сергеевна**

Ассистент каф. информатики Томского государственного педагогического университета (ТГПУ)

Тел.: 8 (382-2) 52-11-26

Эл. почта: olgasrn@mail.ru

**Стась Андрей Николаевич**

Зав. каф. информатики ТГПУ

Эл. почта: stasandr@tspu.edu.ru

Gazizov T.T., Netyosova O.S., Stas A.N.

**Model introducing elements of robotics in the school educational process**

A new model for the introduction of elements of robotics in the school educational process. We consider the important task of school robotics program by creating an elective course on designing and programming robots based on the set of Lego Mindstorms NXT 2.0. An example of the program elective course on designing and programming robots based on the set of Lego Mindstorms NXT 2.0 first year. The peculiarities of the use of project-based, method, portfolios, mutual learning method, the modular method and the method of problem-based learning in teaching robotics to children.

**Keywords:** robotics, an elective course, the method of projects portfolio method, the method of mutual learning, modular method, problem-based learning.

---