

РАДИОТЕХНИКА



А.И. Климов,
доктор технических наук, доцент

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА АМПЛИТУДНОГО МАНИПУЛЯТОРА С ОПТОЭЛЕКТРОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

RESEARCH OF THE DYNAMIC RANGE OF AN OPTICALLY STEERABLE AMPLITUDE MANIPULATOR

Представлены результаты экспериментальных исследований и компьютерного моделирования оптически управляемого амплитудного манипулятора СВЧ. Устройство состоит из отрезка прямоугольного металлического волновода и резонансной диафрагмы с полупроводниковым фотопроводящим элементом и излучающего диода инфракрасного диапазона.

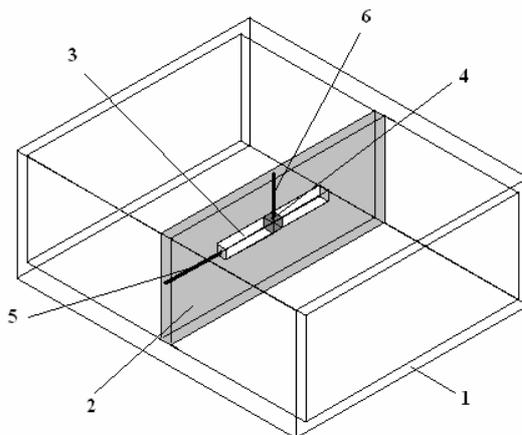
Results of experimental research and computer simulation of an optically steerable SHF amplitude manipulator are presented. The device consists of a piece of a rectangular metal waveguide and a resonant diaphragm with a semiconductor photoconductive element and infrared diode.

В радиопередающих и радиоприемных устройствах СВЧ для управления амплитудой СВЧ колебаний в настоящее время широко применяются полупроводниковые р-і-п диоды, характеризующиеся низким сопротивлением (десятые доли — единицы Ом) в открытом состоянии, высокой кратностью сопротивлений в закрытом и открытом состоянии, возможностью работы при высоких уровнях мощности СВЧ колебаний, низкими затратами энергии на переключение и высоким быстродействием [1]. Использование р-і-п диодов обычно сопряжено с усложнением управляющих устройств из-за необходимости блокировочных элементов в цепи управления, а также необходимости сравнительно высоковольтных источников напряжения обратного смещения. В связи с этим вызывает интерес исследование возможности замены р-і-п диодов, например, резисторными оптронами в виде комбинации полупроводниковых фоточувствительных элементов и источников оптического излучения, а также их использования в оптически управляемых СВЧ выключателях и модуляторах [2—4]. Для построения эффективных оптронов необходимо обеспечить совпадение спектра оптического излучения источни-

ка и полосы наибольшего поглощения полупроводника, максимальную квантовую эффективность преобразования оптического излучения, использовать материалы с большим эффективным временем жизни и высокой подвижностью неравновесных носителей заряда и источники управляющего излучения с высоким коэффициентом полезного действия и быстродействием. Для обеспечения низких потерь пропускания в устройствах управления амплитудой СВЧ колебаний целесообразно выбирать полупроводниковый материал с высоким темновым удельным сопротивлением (более 10^2 Ом·см).

Среди различных источников оптического излучения наиболее перспективными представляются полупроводниковые излучающие диоды (ИД) или инжекционные лазеры, в частности GaAs диоды ближнего инфракрасного (ИК) диапазона (0,9—0,96 мкм) и полупроводниковые лазеры (0,53—0,86 мкм); соответственно приведенным выше условиям, из полупроводниковых материалов в первом приближении подходят Si, Ge, InAs, InSb, InP. Кремний в указанном диапазоне имеет коэффициент поглощения около 250 см^{-1} , что позволяет достичь практически равномерной генерации неравновесных носителей заряда в слое толщиной до десятков мкм; при этом и квантовая эффективность преобразования достаточно высока [5]. В фосфиде индия в пределах спектра излучения GaAs ИД, как и в кремнии, можно получить высокую фотопроводимость. Для получения полупроводникового материала с высоким темновым удельным сопротивлением $\rho_T > 100$ Ом·см и низким $\rho_0 < 1$ Ом·см при оптическом облучении в качестве неравновесных носителей заряда желательно использовать электроны, обладающие большей подвижностью, чем дырки; необходимо уменьшать концентрацию центров рекомбинации для достижения достаточно большого релаксационного времени жизни носителей. Увеличение времени жизни обычно достигается очисткой материала от возможных примесей или специальным легированием материала электронного типа проводимости примесями, создающими глубокие акцепторные состояния в запрещенной зоне полупроводника.

В данной работе экспериментально исследован оптрон в виде полупроводникового фоточувствительного элемента из фосфида индия (InP), легированного медью (InP<Cu>), с удельным темновым сопротивлением ρ_T 70 кОм·см в сочетании с ИД ближнего ИК диапазона АЛ115 с номинальной мощностью излучения 10 мВт при управляющем постоянном токе 50 мА. На его основе был изготовлен волноводный амплитудный манипулятор с резонансной диафрагмой, аналогичный n-i-p-i-n-диодному манипулятору, в котором вместо n-i-p-i-n-диода в центре диафрагмы установлен полупроводниковый образец InP<Cu> с размерами $1 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$, облучаемый ИД через отверстия со стороны верхней или боковой грани (рисунок).



Волноводный амплитудный манипулятор с оптоэлектронным управлением

На рисунке обозначено: 1 — отрезок прямоугольного металлического волновода со стандартным сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ с волной H_{10} ; 2 — металлическая диафрагма (с размерами $8 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$) со щелью 3, между кромками которой установлен полупроводниковый элемент 4 (размеры $3 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$, материал — $\text{InP} \langle \text{Cu} \rangle$); 5 и 6 — отверстия в стенках диафрагмы и волновода, через которые производилось облучение полупроводникового элемента. Измерения проведены в диапазоне частот 10—11 ГГц с использованием панорамного измерителя КСВ и ослаблений P2-61. Установлено, что лучшими характеристиками обладает вариант с облучением образца, впаянного в щель по кромкам верхней и нижней граней, через верхнее отверстие 6. При отсутствии облучения коэффициент ослабления (потерь передачи) мощности L_p составил 0,2 дБ на частоте 10,5 ГГц при $\text{КСВ}=1,1$; увеличение L_p до 3 дБ имело место в полосе частот 10,2—10,7 ГГц, по уровню $\text{КСВ}=2$. При включении ИК диода на максимальную мощность в режиме непрерывного излучения в указанной полосе частот $L_p = 10$ дБ при $\text{КСВ}=20$ (модуль коэффициента отражения напряжения от диафрагмы $s_{11}=0,905$, коэффициент отражения мощности $s_p=0,819$). По полученным данным сделан вывод, что основное ослабление мощности (7,5 дБ) было обусловлено отражением от диафрагмы с облучаемым образцом, тогда как остальные потери можно отнести на счет поглощения СВЧ колебаний в полупроводниковом элементе с недостаточно высокой фотопроводимостью. Таким образом, при низкой интенсивности оптического излучения кратность электрической проводимости элемента оказалась ниже характерной для p-i-n-диодов. Расчеты показывают, что при использовании полупроводникового материала с меньшим темновым удельным сопротивлением (порядка единиц $\text{кОм} \cdot \text{см}$) коэффициент качества [1] оптрона достигнет значений, характерных для p-i-n-диодов. Быстродействие переключения оптрона составило около 120 мс (порядка времени релаксации фотопроводимости). Известно, что существенное увеличение быстродействия (вплоть до наносекунд) может быть достигнуто при использовании ряда полупроводниковых материалов в сочетании с двухволновым оптическим облучением — для эффективной генерации неравновесных носителей заряда и последующего быстрого гашения фотопроводимости.

Для оценки возможного динамического диапазона устройства управления амплитудой СВЧ колебаний на основе резонансной диафрагмы с фотопроводящим элементом выполнено компьютерное моделирование с помощью программы HFSS варианта амплитудного модулятора с фотопроводящим элементом из кремния для ряда значений его удельного электрического сопротивления. Элемент с размерами $2 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$ был включен в центре диафрагмы с размерами $8,6 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$, установленной в прямоугольном металлическом волноводе со стандартным сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$; центральная рабочая частота составляла 10,05 ГГц.

Результаты моделирования параметров оптически управляемого амплитудного модулятора

ρ , Ом·м	100	50	10	5	1	0,5	0,1
σ , Ом·м	0,01	0,02	0,1	0,2	1	2	10
s_{11} , дБ	-28,0	-24,5	-14,5	-9,9	-3,1	-1,4	-0,4
s_{11}	0,04	0,06	0,19	0,32	0,7	0,85	0,96
КСВ	1,08	1,13	1,47	1,94	5,7	12,3	49
s_{21} , дБ	-0,2	-0,41	-1,8	-3,3	-10,5	-15,8	-27,4
s_{21}	0,98	0,95	0,81	0,68	0,30	0,16	0,04
χ^2	0,04	0,09	0,31	0,44	0,42	0,25	0,08
L_p	1,04	1,11	1,5	2,2	11,1	39,1	168,7
L_p , дБ	0,2	0,5	1,8	3,3	10,5	15,9	22,3

В таблице приведены значения удельных сопротивления ρ и проводимости σ материала элемента (соответствующих различным уровням интенсивности оптического облучения), значения модулей коэффициента отражения напряжения s_{11} от диафрагмы и коэффициента передачи по напряжению s_{21} , коэффициента стоячей волны напряжения (КСВ), коэффициента поглощения мощности в элементе $\chi^2 = 1 - (s_{11})^2 - (s_{21})^2$, а также коэффициента потерь передачи мощности $L_p = (s_{21})^{-2}$. Анализ приведенных данных показывает, что устройство может быть использовано в качестве эффективного амплитудного манипулятора — динамический диапазон регулирования мощности СВЧ колебаний может достигать 22 дБ при потерях пропускания не более десятых долей дБ (при кратности проводимости необлучаемого и облучаемого элемента порядка 10^3), что характерно для лучших образцов p-i-n-диодных аналогов [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. — М.: Радио и связь, 1987. — 120 с.
2. A new silicon-based photoconductive microwave switch / Joseph R. Flemish [et al.] // Microwave and Optical Technology Letters. — 2009. — V. 51. — П. — P. 248—252.
3. Canseliet C. Optoelectronic modelling of high speed modulated optically-controlled gallium arsenide microwave switches [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://rp.iszf.irk.ru/hawk/URSI2002/URSI-GA/papers/p1886.pdf> (дата обращения: 01.11.2010).
4. Merrar A. Direct digital modulation introduced via optically-controlled gaps in active mmic on GaAs [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://amsacta.cib.unibo.it/225/1/GAAS11_3.pdf (дата обращения: 01.11.2010).
5. Справочник по электротехническим материалам: в 3 т. / под ред. Ю.В. Корицкого и др. — 3-е изд., перераб. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. — Т. 3. — 728 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Климов Александр Иванович. Профессор кафедры телекоммуникационных систем. Доктор технических наук, доцент.
Воронежский институт МВД России.
E-mail: alexserkos@inbox.ru
Россия, 394065, г. Воронеж, Проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 47-64-85.

Klimov Alexander Ivanovich. Professor of the chair of Telecommunication Systems. Doctor of sciences (radioengineering), assistant professor.
Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 47-64-85.

Ключевые слова к статье: амплитудный манипулятор; динамический диапазон; фотопроводимость; p-i-n-диод; инфракрасный диод.

Key words: amplitude manipulator; dynamic range; photoconductivity; p-i-n-diode; infrared diode.

УДК 621.382



А.И. Климов,
доктор технических наук, доцент



А.Б. Антиликаторов,
кандидат технических наук, доцент,
Воронежский институт ФСИН России

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИКОВ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В УСТРОЙСТВАХ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

USE OF DIELECTRICS WITH ELECTRICALLY STEERABLE CHARACTERISTICS IN DEVICES PRODUCING PHASE MODULATED SIGNALS

Представлены результаты теоретических исследований свойств электрически управляемых искусственных жидких диэлектриков для СВЧ фазовращателей и модуляторов.

Results of theoretical research of properties of electrically steerable artificial liquid dielectrics for SHF phase shifters and modulators are presented.

Анализ перспективных вариантов электрически управляемых устройств регулирования фазы СВЧ (КВЧ) колебаний показывает, что в качестве сред с электрически управляемым показателем преломления в них могут быть использованы жидкие кристаллы [1] или искусственные жидкие диэлектрики (ИЖД) [2, 3]. Однако жидкокристаллические среды характеризуются довольно большим поглощением СВЧ колебаний; известные ИЖД характеризуются малым поглощением, но имеют существенный недостаток, ограничивающий их применение, — низкую временную стабильность параметров [1—3]. ИЖД представляют собой грубодисперсные системы — суспензии или, иначе, взвеси металлических частиц (например, алюминия) в жидких неполярных диэлектриках (углеводородов состава C_nH_{2n+2} или фторуглеродов C_nF_{2n+2}), имеющих низкие диэлектрические потери в СВЧ и КВЧ диапазонах. Для эффективного управления показателем преломления ИЖД металлические частицы должны иметь анизотропную форму (игл, чешуек и т.д.). Размеры частиц в зависимости от рабочей длины волны составляют единицы и сотни микрометров. Использование более мелких частиц, очевидно, сопряжено с увеличением напряженности управляющего электрического поля.

Для повышения временной стабильности параметров ИЖД используются следующие способы [2]: перемешивание путем прокачки через рабочую полость устройства СВЧ (КВЧ), а также с помощью ультразвуковых колебаний; применение стабилизирующих поверхностно-активных веществ; использование явления тиксотропии. В то же время перспективным представляется использование стабильных во времени коллоидных растворов и (или) ограничение пространственных перемещений частиц дисперсной фазы ИЖД (капсулирование [7]) в рабочем объеме устройства СВЧ (КВЧ).

Существование коллоидной системы возможно, если размер частиц (для упрощения — диаметр d частиц сферической формы) удовлетворяет следующему неравенству [4]:

$$d \leq \left(\frac{\eta^2 k T}{\rho_f (\rho_f - \rho_s)^2 g^2} \right)^{1/7}, \quad (1)$$

где η — вязкость жидкости; k — постоянная Больцмана; T — температура; ρ_f — плотность материала частиц; ρ_s — плотность жидкости; g — ускорение свободного падения.

Для *n*-гептана (C_7H_{16}) с $\eta=0,414 \cdot 10^{-3}$ Па·с и $\rho_s=0,68 \cdot 10^3$ кг/м³ и алюминиевых частиц с $\rho_f=2,7 \cdot 10^3$ кг/м³ при $T=293$ К расчет по (1) дает $d \leq 0,13$ мкм, т.е., диаметры алюминиевых частиц не должны превышать 0,13 мкм. С учетом обеспечения надежной работы антенны или устройства СВЧ (КВЧ) в широком интервале температур (233—333 К) указанный размер следует скорректировать до 0,1 мкм.

Анализ неравенства (1) показывает, что увеличение предельных значений величины d требует выбора частиц из материала с наименьшей плотностью, а также жидкостей с высокой вязкостью. В первом случае возможности, очевидно, весьма ограничены; во втором они тоже невелики, поскольку при увеличении вязкости резко увеличивается время переориентации частиц в управляющем поле, что снижает быстродействие устройств СВЧ (КВЧ).

Для практических целей важно оценить концентрацию коллоидных частиц, обеспечивающую требуемую относительную диэлектрическую проницаемость ИЖД, а также пределы изменения последней под действием управляющего электрического поля. Для этого воспользуемся моделью искусственного диэлектрика в виде неполярного диэлектрика с равномерно распределенными по его объему металлическими частицами [5]. Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_n среды определяется выражением [5]

$$\epsilon_n = \epsilon \left(1 + \frac{N\beta}{\epsilon\epsilon_0} \right), \quad (2)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость неполярного диэлектрика; N — концентрация металлических частиц; β — электронная поляризуемость отдельно взятой частицы; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная.

В частности, при использовании дисков радиусом $r=150$ мкм для получения $\epsilon_n=2,2$ требуемая концентрация частиц $N=5,6 \cdot 10^3$ см⁻³; при радиусе $r=0,15$ мкм и сохранении ϵ_n требуется концентрация $N=5,6 \cdot 10^{12}$ см⁻³. Если пропорционально радиусам уменьшена и толщина дисков, то, как показывает расчет, переход к коллоидным частицам не приводит к увеличению массовой доли металла в ИЖД.

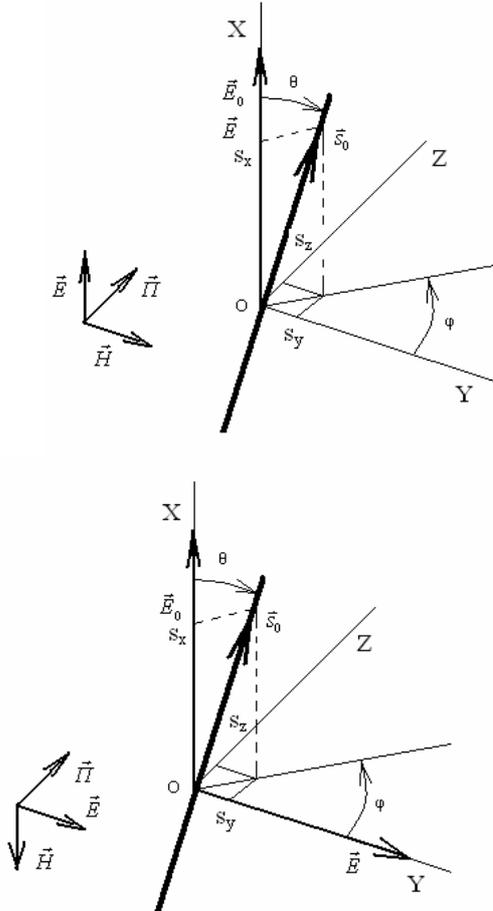
Не менее важно получить выражение, связывающее изменение относительной диэлектрической проницаемости ИЖД и величину напряженности управляющего электрического поля. В работе [6] приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований эффекта Керра в газах и жидкостях, а также в коллоидных растворах диэлектрических частиц (либо молекул полимера). Эффект Керра в суспензиях с металлическими частицами описан в работах [2, 3]. На практике наиболее целесообразно использовать частицы в виде тонких игл или цилиндров, поскольку при этом обеспечивается

более высокая фазовая активность ИЖД, нежели в случае частиц в форме дисков или сфероидов [6].

В данной работе предложена следующая модель ИЖД для определения зависимости его относительной диэлектрической проницаемости от напряженности управляющего электростатического поля $\epsilon_{\text{и}}(E_0)$: изотропный жидкий неполярный диэлектрик с однородным распределением по объему электропроводящих частиц в виде бесконечно тонких цилиндров с электронной поляризуемостью в направлении оси, много большей, чем поляризуемости в других направлениях.

На рисунке \vec{E}_0 — вектор напряженности управляющего постоянного электрического поля; \vec{E} — вектор напряженности электрического поля СВЧ волны, распространяющейся вдоль оси OZ; \vec{s}_0 — единичный вектор, направленный вдоль оси частицы; θ — угол между осью частицы и направлением управляющего поля \vec{E}_0 .

Поле \vec{E}_0 создает в среде некоторое распределение частиц по направлениям их ориентации в пространстве. СВЧ поле \vec{E} индуцирует переменную электрическую поляризацию \vec{P} , определяющую диэлектрические проницаемости ИЖД для волн с различной поляризацией.



К анализу свойств ИЖД

Для произвольного случая, в том числе воздействия на ИЖД сильного управляющего поля, получено новое выражение, описывающее изменение величины относительной диэлектрической проницаемости ИЖД $\Delta\epsilon$:

$$\Delta\epsilon = \frac{3(F-1/3)N\beta}{2\epsilon_0}, \quad (3)$$

$$F = \overline{\cos^2 \theta} = \frac{\int_0^\pi e^{A \cos^2 \theta} \cos^2 \theta \sin \theta d\theta}{\int_0^\pi \cos^2 \theta \sin \theta d\theta}, \quad A = \frac{\beta E_0^2}{2\epsilon^2 kT}.$$

Выражение (3) использовано для сравнительной оценки изменения относительной диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon$ грубодисперсного ИЖД в виде суспензии и высокодисперсного ИЖД в виде коллоидного раствора металлических частиц в форме эллипсоидов вращения с большей полуосью размером a и равными малыми полуосями размерами $b=c=0,1a$ в жидком диэлектрике с $\epsilon=2$. Температура ИЖД принята равной $T=300$ К.

Выполнены расчеты $\Delta\epsilon$ и диэлектрических проницаемостей анизотропного ИЖД в ортогональных направлениях $\epsilon_{\text{par}} = \epsilon_{\text{II}} = \epsilon_{\text{и}} + \frac{2\Delta\epsilon}{3}$ и $\epsilon_{\text{ort}} = \epsilon_{\perp} = \epsilon_{\text{и}} - \frac{\Delta\epsilon}{3}$ для ИЖД в виде суспензии ($a=100$ мкм, $b=10$ мкм, $N=2 \cdot 10^{16}$ см⁻³) и для ИЖД в виде коллоидного раствора ($a=1$ мкм, $b=0,1$ мкм, $N=2 \cdot 10^{12}$ см⁻³). В обоих вариантах ИЖД концентрации частиц выбраны так, чтобы в отсутствие управляющего электростатического поля относительная диэлектрическая проницаемость изотропного ИЖД была бы равна $\epsilon_{\text{и}}=2,084$.

Анализ полученных оценок показывает, что, например, приращение $\Delta\epsilon=0,2$ в случае ИЖД в виде суспензии достигается уже при напряженности поля $E=500$ В/м=5 В/см; при напряженностях более 1000 В/м наступает насыщение — дальнейший рост $\Delta\epsilon$ прекращается, поскольку все частицы ДФ выстраиваются вдоль силовых линий электростатического поля. В случае же ИЖД в виде коллоидного раствора то же приращение $\Delta\epsilon=0,2$ достигается при напряженности поля $E=500$ кВ/м=5 кВ/см, т.е., на три порядка большей, чем для ИЖД в виде суспензии. Это объясняется тем, что тепловое движение частиц ДС препятствует ориентации малоразмерных частиц ДФ.

Для оценки управляемого фазового сдвига СВЧ колебаний, например, в фазовращателе на основе заполненного ИЖД отрезка прямоугольного металлического волновода длиной L с волной H_{10} можно воспользоваться выражением

$$\Delta\varphi(E_0) = 2\pi \frac{L}{\lambda_0} \left(\sqrt{\epsilon_{\text{II}} - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} - \sqrt{\epsilon_{\perp} - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \right), \quad (4)$$

где a — внутренний размер широкой стенки волновода.

В целом полученные результаты показывают, что ИЖД в виде стабильных коллоидных растворов, как и ИЖД в виде суспензий, могут быть использованы в управляющих устройствах СВЧ — фазовых модуляторах и фазовращателях при условии обеспечения необходимой электрической прочности собственно устройств СВЧ и электронных схем управления.

С другой стороны, для получения ориентационного эффекта при невысоких напряженностях управляющего поля и высокой временной стабильности параметров ИЖД может быть достаточным как бы «подвесить» каждую частицу или их малую группу в определенном месте — центре равновесия, обеспечив лишь возможность свободного вращения частиц. Поэтому эффективным способом повышения временной стабильности ИЖД может быть микрокапсулирование металлических частиц [7]. ИЖД в этом случае целесообразно использовать для получения не плавно регулируемых, а

дискретных фазовых сдвигов СВЧ колебаний с помощью ортогональных по направлению управляющих электрических полей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в ЖТФ. — 2008. — Т. 34. — № 11. — С. 19—28.
2. Линзовые антенны с электрически управляемыми диаграммами направленности / С.М. Авдеев, Н.А. Бей, А.Н. Морозов; под ред. Н.А. Бея. — М.: Радио и связь, 1987. — 128 с.
3. Buscher H.T. Electrically Controllable Liquid Artificial Dielectric Media // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. — 1979. — V. 27 — N 5. — P. 540—545.
4. Шлиомис М.И. Магнитные жидкости // Усп. физ. наук, 1374. — Т. 112. — Вып. 3. — С. 427—458.
5. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование линзовых сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. — М.: Энергия. 1973. — 440 с.
6. O'Konski С.Т. Molecular Electro-Optics. Part 1. Theory and Methods. — New York: Dekker, 1976.
7. Солодовник В.Д. Микрокапсулирование. — М.: Химия, 1980. — 228 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Климов Александр Иванович. Профессор кафедры телекоммуникационных систем. Доктор технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: alexserkos@inbox.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, Проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 47-64-85.

Антиликаторов Александр Борисович. Начальник кафедры технических комплексов охраны и связи. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт ФСИН России.

E-mail: antilikatorov@mail.ru

Россия, 394072, г. Воронеж, Иркутская, 1а. Тел. (4732) 22-43-26.

Klimov Alexander Ivanovich. Professor of the chair of Telecommunication Systems. Doctor of sciences (radioengineering), assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 47-64-85.

Antilikatorov Alexander Borisovich. Chief of the chair of Technical Complexes of Safeguard and Communication. Candidate of sciences (radioengineering), assistant professor.

Voronezh Institute of Federal Penal Service of Russia.

Work address: Russia, 394072, Voronezh, Irkutskaja str., 1a. Tel. (4732) 22-43-26.

Ключевые слова к статье: фазовая модуляция; фазовращатель; искусственный жидкий диэлектрик; электрическое управление; показатель преломления; анизотропия.

Key words: phase modulation; phase shifter; artificial liquid dielectric; electrical control; refraction index; anisotropy.

УДК 621.396.67



О.М. Булгаков,
доктор технических наук,
доцент



И.В. Лазарев,
кандидат технических наук,
доцент

ВЛИЯНИЕ ШУМОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ВЕЛИЧИНУ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ В УСТРОЙСТВАХ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОМ ЗАКОНЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КВАНТУЕМОГО СИГНАЛА

THE INFLUENCE OF TRANSFORMATION NOISES UPON THE VALUE OF SIGNAL/NOISE RATIO IN DIGITAL INFORMATION PROCESSING DEVICES UNDER THE CONDITIONS OF RANDOM QUANTIZED SIGNAL DISTRIBUTION

В условиях ограниченного представления выборок входного сигнала получены аналитические выражения для отношения сигнал/шум на выходе аналого-цифрового преобразователя в случае равномерного квантования с учётом произвольного распределения квантуемого сигнала. Произведена оценка шумов квантования и ограничения в зависимости от уровня входного сигнала и параметров закона распределения сигнала.

In the conditions of the limited representation of input signal samples, analytical expressions for output signal-noise relation of the analogue-digital converter in case of uniform quantization taking into account random quantized signal distribution are obtained. The estimation of quantization and restriction noises depending on the level of input signal and parameters of the law of signal distribution is carried out.

Реализация алгоритма цифровой обработки сигнала предполагает наличие аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с величиной раскрыва характеристики преобразования, равной U_{mm} . Следует отметить, что величина входного сигнала может изменяться в широком динамическом диапазоне. Поэтому в зависимости от соотношения амплитуды входного сигнала ($U_{вх}$) и U_{mm} возможны на выходе АЦП как шумы квантования, так и шумы ограничения, которые существенно влияют на помехоустойчивость устройств цифровой обработки, обусловленной, в частности, изменением величины отношения сигнал/шум.

В случае воздействия внутренних и внешних источников аддитивного шума с учетом независимой природы шумов квантования и ограничения отношение сигнал/шум на выходе АЦП без учета мощности входного шума можно представить в виде [1]

$$q = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{кв}^2 + \sigma_{огр}^2}, \quad (1)$$

где σ_c^2 — мощность полезного сигнала; $\sigma_{кв}^2$ — мощность шумов квантования; $\sigma_{огр}^2$ — мощность шумов ограничения.

В случае равномерного квантования входного сигнала мощность шумов квантования [2]:

$$\sigma_{кв}^2 = \frac{\Delta x^2}{12}, \quad (2)$$

где Δx — шаг квантования.

При преобразовании однополярного сигнала величина $\sigma_{кв}^2$ применительно к способу округления, принятого в АЦП, может быть оценена [2], как

$$\sigma_{кв}^2 = \frac{U_{mm}^2}{12(2^n - 1)^2}, \quad (3)$$

где n — число разрядов АЦП.

Когда $U_{ex} > U_{mm}$, возрастает $\sigma_{огр}^2$.

При анализе шумов ограничения используют метод, который базируется на предположении известной плотности распределения мгновенных значений квантуемого сигнала и ограничении, заключающемся в том, что величина раскрыва характеристики АЦП соответствует математическому ожиданию плотности распределения сигнала. В [1] получено аналитическое выражение для отношения сигнал/шум на выходе АЦП и произведена оценка шумов квантования и ограничения в зависимости от уровня входного сигнала.

Данный метод не позволяет оценивать величины шумов ограничения при произвольных законах распределения сигнала и проводить анализ шумов в зависимости от параметров закона распределения сигнала.

Для оценки мощности шумов ограничения воспользуемся подходом, изложенным в [3]. Запишем выражение для мощности этих шумов в виде

$$\sigma_{огр}^2 = M(x^2) - [M(x)]^2 = \overline{x_{огр}^2} - (\overline{x_{огр}})^2, \quad (4)$$

$$\text{где } \overline{x_{огр}} = \int_{-\infty}^{\infty} x W_{огр}(x) dx, \quad (5)$$

$$\overline{x_{огр}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 W_{огр}(x) dx. \quad (6)$$

Здесь $W_{огр}(x)$ — плотность вероятности шума ограничения ($n_{\text{габ}}(t)$).

Исходя из рис. 1, величину шума ограничения можно представить в виде

$$n_{огр}(t) = S_{огр}(t) - S(t)$$

или

$$n_{\text{ia}\delta}(t) = \begin{cases} 0, & S(t) \leq U_{\text{mm}}, \\ U_{\text{mm}} - S(t), & S(t) > U_{\text{mm}}. \end{cases} \quad (7)$$

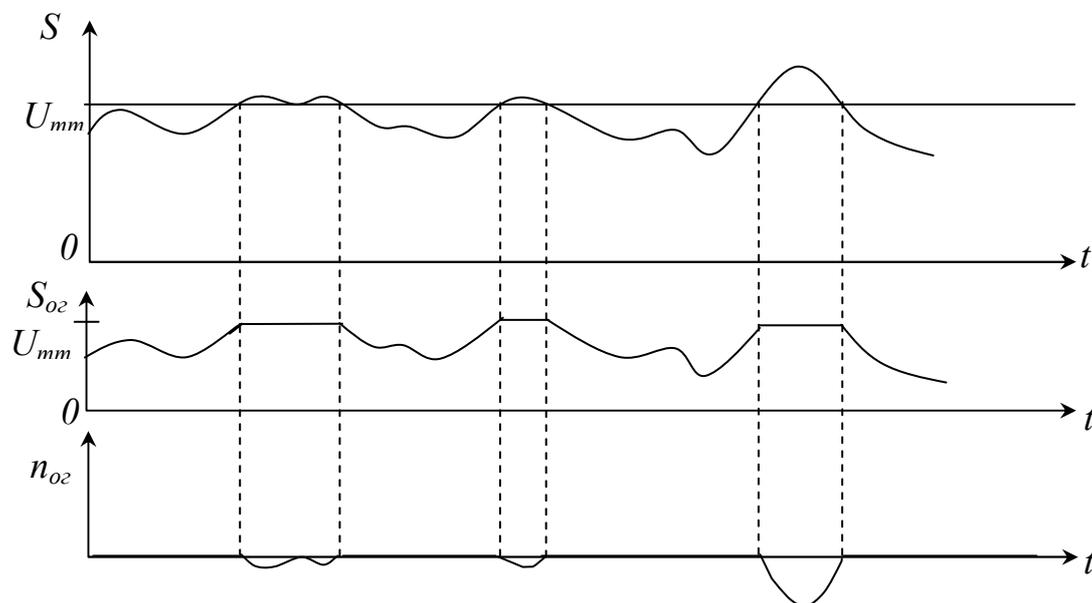


Рис.1. Временные диаграммы сигнала ($S(t)$), ограниченного сигнала ($S_{ог}(t)$), шума ограничения ($n_{ог}(t)$)

Если $W(x)$ — плотность вероятности сигнала, то с учетом (7) плотность вероятности шума ограничения:

$$W_{\text{ia}\delta}(x) = \delta(x) \cdot P\{S(t) \leq U_{\text{mm}}\} + W(U_{\text{mm}} - x). \quad (8)$$

Здесь величина $\delta(x)$ — дельта-функция, а вероятность $P\{\cdot\}$ оценивается из выражения

$$P\{S(t) \leq U_{\text{mm}}\} = \int_0^{U_{\text{mm}}} W(x) dx. \quad (9)$$

Проведём анализ отношения сигнал/шум в зависимости от параметров закона распределения сигнала. Для примера рассмотрим случай, когда распределение амплитуд сигнала подчиняется закону Накагами [4]:

$$W(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \cdot e^{-\frac{mx^2}{\Omega}}, x \geq 0, \quad (10)$$

где m — параметр формы, а Ω — параметр масштаба.

Тогда с учётом (10) выражение (9) сводится к виду:

$$P\{S(t) \leq U_{mm}\} = \int_0^U \frac{m \Omega^m}{\Gamma(m)} x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega} x^2} dx.$$

Осуществив замену переменной интегрирования как $y = x / \sigma_c$, получим

$$P\{S(t) \leq U_{mm}\} = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m \sigma_c^2}{\Omega} \right)^m \int_0^{U_{mm}/\sigma_c} e^{-\frac{m}{\Omega} \sigma_c^2 y^2} y^{2m-1} dy.$$

Введя обозначения $\frac{\sigma_c^2}{\Omega} = \rho$, $\beta = \sigma_c^2 / U_{mm}^2$, получим, что вероятность $\mathfrak{E}\{\}$ в этом случае

$$P\{S(t) \leq U_{mm}\} = \frac{2}{\Gamma(m)} (m\rho)^m \int_0^{1/\sqrt{\beta}} y^{2m-1} e^{-m\rho y^2} dy \equiv P(m, \rho, \beta). \quad (11)$$

С учетом введенного обозначения выражение для плотности вероятности ошибок ограничения запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} W_{i\ddot{a}\delta}(x) &= \delta(x) \mathfrak{E}(m, \rho, \beta) + \\ &+ \frac{2m^m (U_{mm} - x)^{2m-1}}{\Omega^m \tilde{A}(m)} e^{-\frac{m}{\Omega} (U_{mm} - x)^2} \cdot u(U_{mm} - x). \end{aligned} \quad (12)$$

Подставляя (12) в выражение (5) и учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, представим величину $\bar{\delta}_{i\ddot{a}\delta}$ в виде

$$\bar{\delta}_{i\ddot{a}\delta} = \frac{2m^m}{\Omega^m \tilde{A}(m)} \int_{-\infty}^{U_0} x (U_{mm} - x)^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega} (U_{mm} - x)^2} dx. \quad (13)$$

Выполнив замену переменной интегрирования $y = (U_{mm} - x) / \sigma_c$, получим

$$\begin{aligned} \bar{\delta}_{i\ddot{a}\delta} &= \frac{2}{\tilde{A}(m)} (m\rho)^m \sigma_c \int_{\frac{1}{\sqrt{\beta}}}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta}} - y \right) y^{2m-1} e^{-\rho m y^2} dy = \\ &= \frac{2(\rho m)^m}{\tilde{A}(m)} \sigma_{\bar{n}} I_1(m, \rho, \beta), \end{aligned} \quad (14)$$

где $I_1(m, \rho, \beta) = \int_{\frac{1}{\sqrt{\beta}}}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta}} - y \right) \cdot y^{2m-1} e^{-\rho m y^2} dy$.

Подставим (12) в выражение (6), тогда с учетом фильтрующего свойства дельта-функции, представим $\bar{\delta}_{i\ddot{a}\delta}^2$ в виде

$$\bar{x}_{оп}^2 = \frac{2}{\tilde{A}(m)} (m\rho)^m \sigma_c^2 \int_{\frac{1}{\sqrt{\beta}}}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta}} - y \right)^2 y^{2m-1} e^{-\rho m y^2} dy =$$

$$= \frac{2}{\tilde{A}(m)} (m\rho)^m \cdot \sigma_c^2 \cdot I_2(m, \rho, \beta), \quad (15)$$

где
$$I_2(m, \rho, \beta) = \int_{\frac{1}{\sqrt{\beta}}}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta}} - y \right)^2 \cdot y^{2m-1} \cdot e^{-\rho m y^2} dy.$$

Подставив выражение (14), (15) в соотношение (4), получим

$$\sigma_{оzp}^2 = \sigma_c^2 \frac{2}{\tilde{A}(m)} (m\rho)^m \cdot I_2(m, \rho, \beta) - \sigma_n^2 \frac{4}{\tilde{A}^2(m)} (m\rho)^{2m} \cdot I_1^2(m, \rho, \beta). \quad (16)$$

Подставив формулы (3) и (16) в выражение (1) и выполнив преобразования, получим отношение сигнал/шум без учета входных шумов:

$$q = \left(\frac{2(\rho m)^m}{\tilde{A}(m)} I_2(m, \rho, \beta) - \left(\frac{2(\rho m)^m}{\tilde{A}(m)} \right)^2 I_1^2(m, \rho, \beta) + \frac{1}{12\beta(2^i - 1)^2} \right)^{-1}. \quad (17)$$

При значении параметра формы $m = 2$ плотность вероятности совпадает с нормальной, при $m < 2$ она имеет более плоскую вершину, чем нормальная плотность, а при $m > 2$ плотность вероятности имеет более высокую и «острую» вершину, чем нормальная.

Результаты расчётов отношения сигнал/шум в соответствии с полученным выражением для различных значений параметра формы приведены на рис. 2, 3, 4.

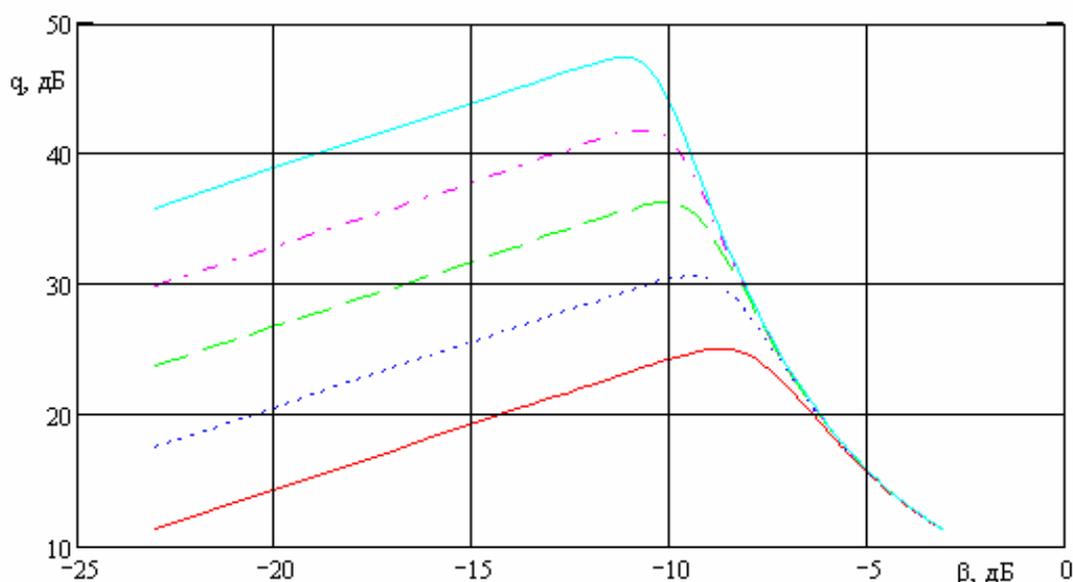


Рис. 2. Результаты расчётов величины отношения сигнал/шум в зависимости от β и n при $m=2$

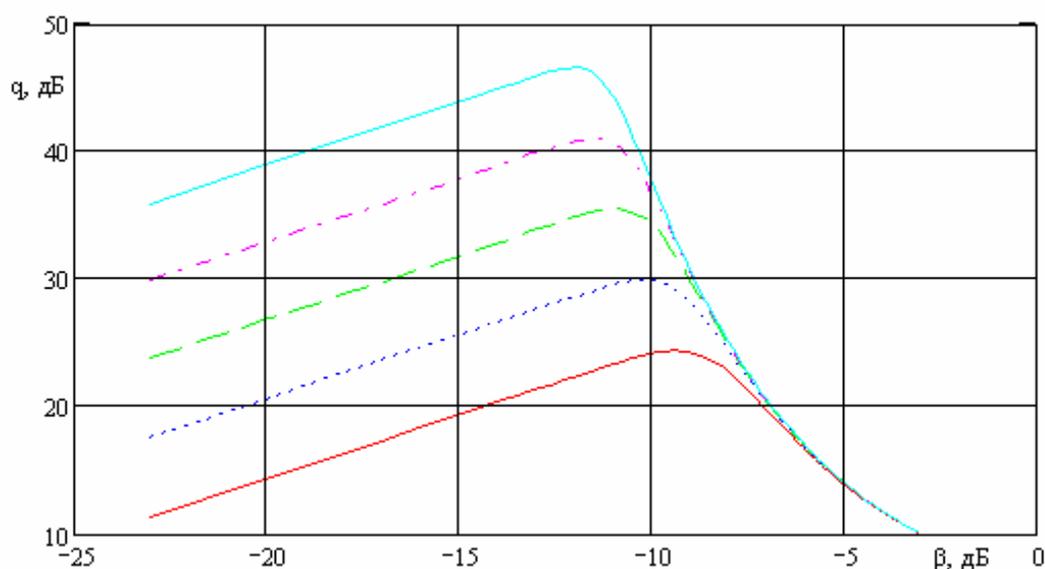


Рис. 3. Результаты расчётов величины отношения сигнал/шум в зависимости от β и n при $m=1,5$

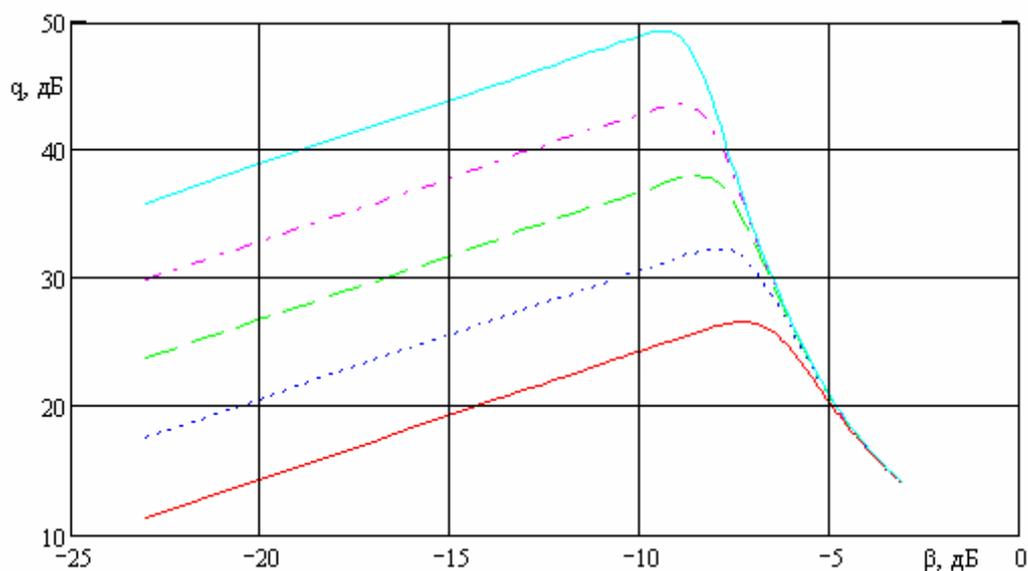


Рис. 4. Результаты расчётов величины отношения сигнал/шум в зависимости от β и n при $m=4$

Графические зависимости на рис. 2 построены при $m = 2$, на рис. 3 — при $m = 1,5$, а рис. 4 соответствует $m = 4$ для значений $n = 4, \dots, 8$. При этом $\Omega = 0,5$, а нижняя зависимость соответствует $n = 4$. Анализ проведенных расчётов (рис. 2, 3, 4) свидетельствует, что зависимость отношения сигнал/шум от параметра β характеризуется свойствами унимодальности и экстремальности.

Кроме того, из анализа графиков (рис. 2, 3, 4) следует:

величина отношения сигнал/шум зависит от погрешности преобразования и закона распределения квантуемого сигнала. При этом вклад погрешности преобразования на величину отношения сигнал/шум оценивается путём суммирования погрешности квантования и независимой от неё погрешности ограничения. При равномерном кван-

товании существует оптимальный уровень входного сигнала, при квантовании которого достигается максимальное значение отношения сигнал/шум для соответствующих параметров закона распределения квантуемого сигнала;

отклонение уровня входного сигнала от оптимального как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения приводит к снижению отношения сигнал/шум. При этом вклад шумов квантования и шумов ограничения осуществляется неравномерно. Например, при изменении величины β от оптимального шум ограничения растёт быстрее, чем шум квантования. Кроме того, при изменении β на величину, например, ± 3 дБ от оптимального, для разрядности аналого-цифрового преобразователя $n = 8$, при распределении квантуемого сигнала, соответствующего $m = 2$, величина отношения сигнал/шум уменьшается на 3 дБ за счёт роста шумов квантования и на 18 дБ за счёт шумов ограничения, а для $m = 1,5$ величина отношения сигнал/шум уменьшается на 2,9 дБ за счёт роста шумов квантования и на 17,2 дБ за счёт шумов ограничения, при $m = 4$ величина отношения сигнал/шум уменьшается на 2,7 дБ за счёт роста шумов квантования и на 21 дБ за счёт шумов ограничения, соответственно;

по полученным графикам можно оценить диапазон изменения уровней сигнала, в пределах которых снижение отношения сигнал/шум окажется не ниже допустимого значения.

Таким образом, использование полученных выражений для отношения сигнал/шум в случае равномерного квантования позволит на практике предъявить требование к приёмному тракту обработки информации с целью оптимизации влияния составляющих шумов квантования и шумов ограничения на эффективность обработки в условиях ограниченного представления выборок входного сигнала, изменяющегося в широком динамическом диапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазарев И. В. Анализ отношения сигнал/шум на выходе аналого-цифрового преобразователя при равномерном квантовании в микропроцессорных устройствах классификации с непосредственным преобразованием дальностных радиолокационных портретов // Вестник Воронежского института МВД России.—2008.—№3.— С. 85—89.
2. Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций / А.И.Солонина, Д.А.Улахович, С.М.Арбузов, Е.Б.Соловьёва. — СПб: БХВ — Петербург, 2005.
3. Лазарев И.В. К вопросу о методе оценивания погрешности преобразования сигнала в устройствах цифровой обработки // Обеспечение законности и правопорядка в странах СНГ: Международная научно-практическая конференция. Часть 2.— Воронеж: ВИ МВД России, 2009.— С.122—125.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио, 1966.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Булгаков Олег Митрофанович. Заместитель начальника по учебной работе. Доктор технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: ombfrier@yandex.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 735-290.

Лазарев Иван Владимирович. Начальник кафедры радиотехники, кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl @ comch.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел.(4732)476-472.

Bulgakov Oleg Mitrofanovich. The deputy chief on study. Doctor of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 735-290.

Lazarev Ivan Vladimirovich. The head of the radioengineering chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 476-472.

Ключевые слова: аналого-цифровой преобразователь; шумы квантования и ограничения; характеристика преобразования.

Key words: the analogue-digital converter; quantization and restriction noises; the transformation characteristic.

УДК 621.396



Общество и право

Адрес редакции: 350005, г. Краснодар, ул. Ярославская, 128

Тел.: (861) 258-35-96

E-mail: society_and_low@mail.ru

Приглашаем профессорско-преподавательский состав, адъюнктов, аспирантов и работников правоохранительных органов принять участие в опубликовании статей и научных трудов.

Журнал включён в утверждённый ВАК Минобрнауки России «Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание учёной степени доктора и кандидата наук» (для публикации результатов кандидатских и докторских диссертаций по праву).



А.В. Леншин,
доктор технических наук,
Военный авиационный
инженерный университет



В.А. Мыльников,
научно-исследовательский
испытательный центр
радиоэлектронной борьбы
ВАИУ



Е.Н. Сажин,
научно-исследовательский
испытательный центр
радиоэлектронной борьбы
ВАИУ

ОБЪЕМНЫЕ АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ БОРТОВЫХ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

VOLUME ANTENNA ELEMENTS IN WIDE-BAND CIRCULAR ARRAY OF ONBOARD RADIO DIRECTION FINDERS

Получены значения систематических ошибок бортовых радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками, состоящими из объемных цилиндрических и конических антенных элементов.

Values of regular errors of onboard radio direction finders with the circular array consisting of volumetric cylindrical and conic dipole antennas are received.

В настоящее время в радиопеленгаторах находят широкое применение малобазовые трехэлементные эквидистантные кольцевые антенные решетки (КАР), позволяющие осуществлять однозначное пеленгование в круговом азимутальном секторе в широком диапазоне частот с коэффициентом перекрытия до 4 раз [1—6]. Систематические ошибки радиопеленгаторов с такими КАР, выполненными из тонких цилиндрических вибраторных антенных элементов (АЭ), не превышают 0,9 градуса при максимальном для однозначного пеленгования в круговом азимутальном секторе расстоянии между АЭ КАР, равном двум третям длины волны. Это достигается применением способа радиопеленгования, основанного на учете свойств симметрии эквидистантной КАР и априорных данных о формах и свойствах диаграмм направленности (ДН) ее АЭ в условиях их электродинамического взаимодействия, путем формирования пеленгационных характеристик с совместным использованием амплитудных диаграмм направленности АЭ, однозначных относительных фазовых ДН пар АЭ и однозначных амплитудных и фазовых разностных ДН пар АЭ КАР [6—9].

Вместе с тем ввиду широкого диапазона рабочих частот в пеленгаторных КАР желательно применение низкодобротных широкополосных объемных вибраторных антенн.

Цель работы — исследование систематических ошибок бортовых радиопеленгаторов с широкополосными КАР из объемных вибраторных АЭ.

Для случая воздействия на трехэлементную эквидистантную КАР, состоящую из трех одинаковых АЭ вертикальной поляризации A_1 , A_2 и A_3 , плоской электромагнитной волны, приходящей с азимутального направления φ (рис. 1), проводилась оценка систематических ошибок на основе математического моделирования разностных ДН АЭ КАР, полученных с учетом электродинамического взаимодействия между АЭ для различных вариантов объемных конструкций АЭ. Учет электродинамического взаимодействия между АЭ при моделировании КАР осуществлялся с использованием программного пакета моделирования антенн MMANA.

Фазовые центры АЭ КАР расположены в плоскости пеленгования (азимутальной плоскости) по окружности радиуса r с межцентровым расстоянием $d = r\sqrt{3}$ на азимутальных направлениях, равных $\varphi_n = 2\pi(n-1)/3$, где $n = 1, 2, 3$.

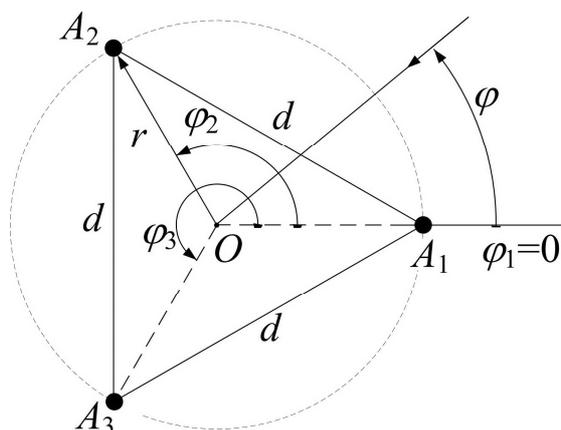


Рис. 1. Структура трехэлементной эквидистантной КАР в плоскости пеленгования в полярной системе координат

Согласно [5] первичные комплексные диаграммы направленности невзаимодействующих АЭ КАР с учетом задержки распространения фронта электромагнитной волны относительно центра КАР рассчитывались без учета шумов с помощью выражения

$$\dot{D}_n = hE \exp\left\{i\left(\frac{2\pi d}{\lambda\sqrt{3}} \cos(\varphi - \varphi_n)\right)\right\}, \quad (1)$$

где h — действующая высота АЭ; E — напряженность поля ЭМВ в центре КАР; $i = \sqrt{-1}$; λ — длина волны.

Вторичные комплексные разностные ДН, получаемые из первичных ДН, рассчитываются по формуле [5]

$$\dot{R}_n = 2hE \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\varphi - \varphi_n)\right) \exp\left\{\frac{i}{2}\left(\pi - \frac{2\pi d}{\lambda\sqrt{3}} \cos(\varphi - \varphi_n)\right)\right\}, \quad (2)$$

и в предположении «нулевого» значения фазы поля волны в центре КАР вычислялись приведенные к фазовому центру КАР амплитудные разностные диаграммы направленности по формуле

$$R_n = |\dot{R}_n| \operatorname{sgn}(\operatorname{Im}(\dot{R}_n)), \quad (3)$$

где $\operatorname{sgn}(\operatorname{Im}(\dot{R}_n))$ — знаковая функция мнимой составляющей n -й разностной диаграммы направленности.

Рассчитанные с помощью (3) амплитудные разностные диаграммы направленности использовались для приближенного (с ошибками «разноса» [5]) получения пар диаграмм направленности: синусной D_s и косинусной D_c , а также — для вычисления систематических ошибок пеленгования $\Delta\varphi_j$ в соответствии с соотношениями [5, 10]

$$D_s = 2R_1 - R_2 - R_3; \quad (4)$$

$$D_c = \sqrt{3}(R_3 - R_2); \quad (5)$$

$$\Delta\varphi_j = \operatorname{arctg} \frac{D_s}{D_c} - \varphi_j, \quad (6)$$

где φ_j — истинные значения азимутов источника радиоизлучения, размещаемого в круговом азимутальном секторе $(0 \div 360)^\circ$ с угловым шагом 5° ; $j = 0, 1, \dots, 71$.

Далее с использованием полученных по формуле (6) значений $\Delta\varphi_j$ для каждой из исследуемых частот вычислялась усредненная в круговом азимутальном секторе среднеквадратичная ошибка σ_φ пеленгования по формуле

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{1}{71} \sum_{j=0}^{71} (\Delta\varphi_j)^2}. \quad (7)$$

Полученные предельно достижимые ошибки пеленгования без учета электродинамического взаимодействия АЭ использовались для обоснования исходных данных в части параметров режимов сегментации, задаваемых в программный пакет моделирования антенн ММАНА, с помощью которого рассчитывались разностные диаграммы направленности в условиях электродинамического взаимодействия АЭ КАР.

В результате были выбраны такие параметры режимов сегментации программы ММАНА (Seg; ДМ1; ДМ2, равных -1 ; 1600 и 80), которые позволяют в частном случае невзаимодействующих АЭ достичь практического совпадения результатов расчетов ДН по формуле (2) и с помощью программы ММАНА (рис. 2), а также совпадения результатов расчета азимутальных зависимостей систематических ошибок пеленгования (рис. 3).

Значения знаковой функции («+» или «-»), используемые в расчетах амплитудных разностных ДН по формуле (3) и с помощью программы ММАНА, приведены внутри «лепестков» ДН (рис. 2).

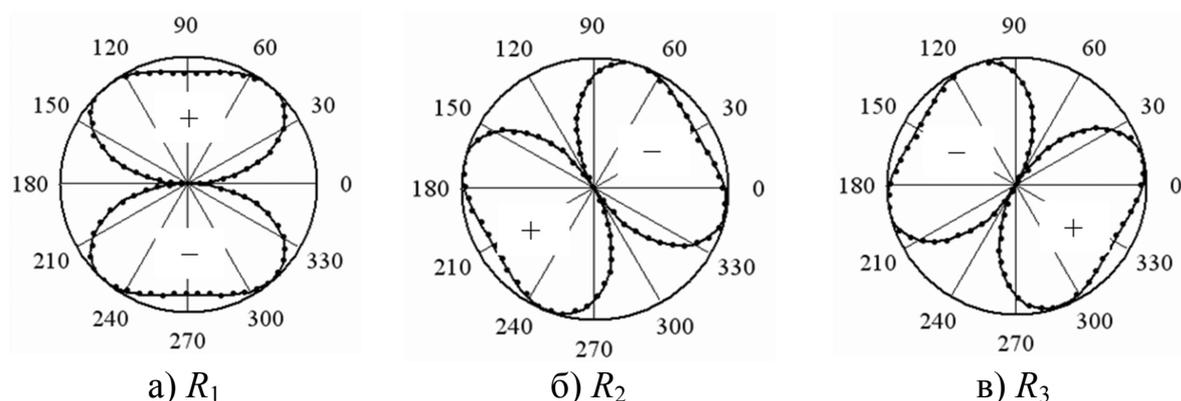


Рис. 2. Модули трех амплитудных разностных ДН при $d/\lambda=0,66$ без учета (сплошная линия) и с учетом (пунктирная линия) взаимного влияния АЭ КАР

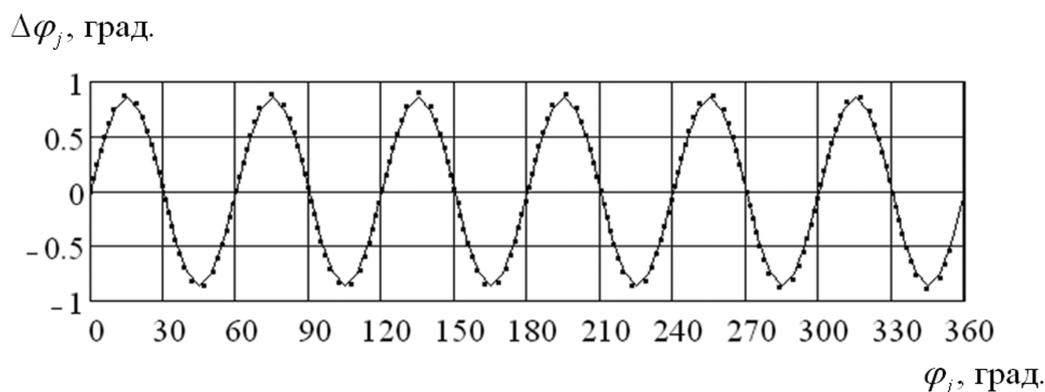


Рис. 3. Азимутальные зависимости систематических ошибок пеленгования при $d/\lambda=0,66$ без и с учетом взаимного влияния АЭ пеленгаторной кольцевой решетки: соответственно сплошная и пунктирная линии

При таком режиме возбуждения в условиях электродинамического взаимодействия между АЭ с помощью программы MMANA вычислялись модули амплитудных разностных ДН КАР для различных структур объемных проволочных АЭ (рис. 4): сплошных вертикальных цилиндрических вибраторов длиной 1,5 м и диаметром 10 мм, объемных проволочных цилиндрических вибраторов длиной 1,5 м и диаметром 120 мм, конических вибраторов длиной образующей конуса 1 м и 1,5 м и с углом при вершине 30° и 60° .

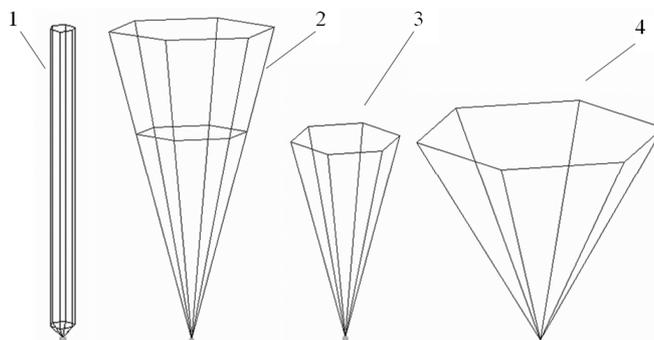


Рис. 4. Структуры объемных проволочных АЭ КАР

Результаты расчета систематических ошибок σ_φ бортовых радиопеленгаторов с трехэлементными эквидистантными КАР из объемных АЭ приведены в таблице и в виде графических зависимостей представлены на рис. 5.

d/λ	σ_φ , град.					
	Без учета взаимного влияния (точечные антенны)	с учетом взаимного влияния АЭ				
		цилиндр $\varnothing = 10$ мм, $l_c = 1,5$ м	цилиндр $\varnothing = 120$ мм, $l_{\text{ц}} = 1,5$ м	конус $\gamma = 30^\circ$, $l_K = 1,5$ м	конус $\gamma = 30^\circ$, $l_K = 1$ м	конус $\gamma = 60^\circ$, $l_K = 1$ м
0,15	0,001	0,001	0,005	0,023	0,004	0,025
0,225	0,006	0,006	0,019	0,110	0,032	0,099
0,3	0,018	0,018	0,042	0,239	0,085	0,233
0,375	0,046	0,046	0,07	0,321	0,14	0,402
0,45	0,102	0,103	0,166	0,327	0,179	0,451
0,525	0,203	0,204	0,218	0,358	0,259	0,655
0,6	0,383	0,381	0,403	0,492	0,459	0,492

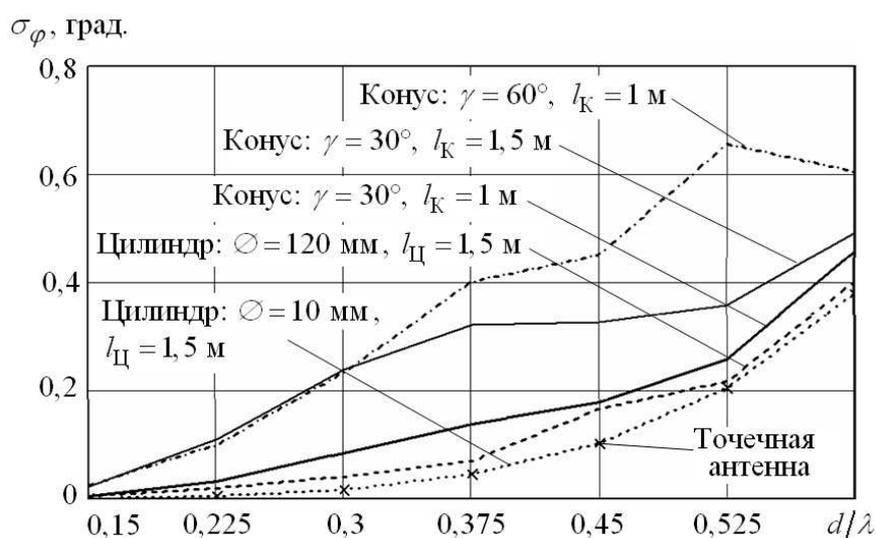


Рис. 5. Систематические ошибки пеленгования при различных вариантах конструктивного выполнения АЭ пеленгаторной КАР

Сопоставительный анализ систематических ошибок радиопеленгатора с различными вариантами конструктивного выполнения АЭ КАР, приведенных в таблице и на рис. 5, показывает следующее:

1. В случае выполнения АЭ в виде тонких сплошных цилиндрических вибраторов, электрические размеры которых удовлетворяют применению приближения поверхностного тока «нитевидным», ошибки не зависят от электродинамического взаимодействия АЭ и совпадают с полученными для точечных невзаимодействующих между собой АЭ. В этом случае способ определения пеленга на основе сравнения разнородных ДН позволяет полностью компенсировать электродинамическое взаимодействие АЭ.

2. В случае выполнения АЭ в виде проволочных объемных цилиндрических и конических конструкций полная компенсация электродинамического взаимодействия АЭ с помощью способа пеленгования на основе использования разностных ДН не достигается. Причем ошибки по сравнению со случаем невзаимодействующих АЭ увеличиваются незначительно — для объемных цилиндрических и конических, с углом при вершине конуса 30° , и в большей степени — для конических, с углом при вершине конуса 60° и не превышают соответственно $0,66^\circ$ и $0,5^\circ$. При этом увеличение угла при вершине конусов в большей степени влияет на рост ошибок, чем увеличение длины образующей конуса.

Таким образом, применение объемных АЭ в КАР бортовых радиопеленгаторов незначительно увеличивает систематические ошибки пеленгования по сравнению с КАР из тонких цилиндрических вибраторных АЭ, обеспечивая при этом лучшую широкополосность, чувствительность и лучшие габаритные характеристики, что открывает возможности использования таких объемных АЭ в широкополосных КАР малобазовых бортовых радиопеленгаторов, размещаемых на летно-подъемных средствах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кукес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации. — М.: Сов. радио, 1964. — 604 с.
2. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А.С. Саидов, А.Р. Тагилаев, Н. М. Алиев, Г. К. Асланов. — М.: Радио и связь, 1997. — 108 с.
3. Патент РФ № 2124215. Способ однозначного пеленгования источника радиосигнала / А.Д. Виноградов, 1998.
4. Патент РФ № 2158001. Способ радиопеленгования / А.Д. Виноградов, 2000.
5. Виноградов А. Д., Левашов П. А. Новые предельные ограничения на формы диаграмм направленности малобазовых фазо- и поляризационно-чувствительных радиопеленгаторов // Радиотехника.— 2004. — № 5. — С. 77—82.
6. Способы радиопеленгования с использованием трехэлементных эквидистантных кольцевых антенных решеток (обзор работ) / М. Л. Артемов, А.Д. Виноградов, П.А. Левашов, Ю.И.Маевский // Антенны.— 2008. — № 7—8 (134—135). — С. 60—35.
7. Виноградов А.Д., Михин А.Ю., Подшивалова Г.В. Исследование частотной зависимости предельной чувствительности радиопеленгаторов с малоэлементными кольцевыми антенными решетками // Антенны.— 2007. — № 3 (118). — С. 25—35.
8. Виноградов А.Д., Никонов В.Н. Способы уменьшения методических ошибок малобазовых радиопеленгаторов с трехэлементными эквидистантными кольцевыми антенными решетками // Антенны.— 2007. — № 3 (118). — С. 50—58.
9. Виноградов А.Д. Способы повышения основных показателей качества радиопеленгаторов с трехэлементными эквидистантными кольцевыми антенными решетками // Антенны.— 2007. — № 12 (127). — С. 41—52.
10. Систематические ошибки мобильного радиопеленгатора с малогабаритной рамочно-вибраторной антенной решеткой / А.Д. Виноградов, П.А. Левашов, В.А. Мыльников, Е.Н. Сажин // Антенны.— 2008. — № 7—8 (134—135). — С. 28—35.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Леньшин Андрей Валентинович. Профессор кафедры. Доктор технических наук.
Военный авиационный инженерный университет ВАИУ (г. Воронеж).
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153.

Мыльников Владимир Александрович. Старший научный сотрудник.
Научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы
ВАИУ (г. Воронеж).
E-mail: senmail@rambler.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. (4732) 34-49-99.

Сажин Евгений Николаевич. Младший научный сотрудник.
Научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы
ВАИУ (г. Воронеж).
E-mail: senmail@rambler.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. (4732) 34-49-99.

Lenshin Andrey Valentinovich. Professor of chair. Doctor of technical sciences.
Voronezh Military Aviation Engineers University.
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153.

Mylnikov Vladimir Alexandrovich. Senior research engineer.
Research and Testing Centre of the Electronic Warfare of Voronezh Military Aviation
Engineers University.
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153. Tel. (4732)
34-49-99.

Sazhin Evgeny Nikolayevich. Younger research engineer.
Research and Testing Centre of the Electronic Warfare of Voronezh Military Aviation
Engineers University.
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153. Tel. (4732)
34-49-99.

Ключевые слова к статье: широкополосная кольцевая антенная решетка; бортовой радиопеленгатор; цилиндрическая вибраторная антенна; коническая вибраторная антенна.

Key words: wide-band circular array; onboard radio direction finder; cylindrical dipole antenna; conic dipole antenna.

УДК 621.396.663



Н.В. Королев,
начальник НИИ специаль-
ной техники ГУ НПО
«СТУС» МВД России



А.С. Меркутов,
кандидат технических на-
ук, доцент, Владимирский
государственный универ-
ситет



Д.В. Крутин,
магистрант, Владимирский
государственный
университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА GMSK-СИГНАЛА ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ЕГО ЦИФРОВОЙ ЧАСТИ НА ПЛИС

THE NOISE IMMUNITY OF A FPGA IMPLEMENTATION OF THE QUASIOPTIMAL GMSK-SIGNAL RECEIVER RESEARCH

Проведен частичный синтез структуры квазиоптимального приемника GMSK-сигнала, включающего когерентный демодулятор, устройства фазовой синхронизации по центральной и тактовой частоте, а также исследована его помехоустойчивость при реализации алгоритмов на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Приемник был реализован на основе принципов программно-определяемого радио для узкополосной связной аппаратуры, работающей в системе подвижной радиосвязи с шагом сетки частот 6,25 кГц.

The synthesis of the quasioptimal GMSK-signals receiver, including coherent demodulator, phase and clock synchronization schemes has been considered. The noise immunity for the FPGA implementation receiver has been researched. The receiver was realized using principles of the software define radio and purpose for a narrowband mobile communication equipment with 6.25 kHz channel spacing.

Оптимальная демодуляция GMSK-сигнала, представляющего разновидность модулированного сигнала с непрерывной фазой (CPM), осуществляется с помощью алгоритма Витерби [1], однако двухканальный приемник MSK-сигнала позволяет демодулировать GMSK-сигнал с незначительными потерями помехоустойчивости [1,2].

В работе [3] показано, что при шаге сетки частот 6,25 кГц эффективна передача речевого сигнала при модуляционной скорости 4 кбит/с. При этом параметр GMSK-формирователя — BT , где B — полоса гауссова предмодуляционного фильтра по уров-

ню -3 дБ; T — длительность символа, должен составлять значение $BT=0,3$. Это значение с запасом обеспечивает требуемый уровень излучения передатчика в соседний канал по международному стандарту ETS 300 113. При $BT=0,3$ проигрыш в пороговом сигнале относительно модуляции типа ФМ 2 при когерентном приеме не превышает $0,5$ дБ [2]. Это свидетельствует о высокой эффективности MSK-приемника при демодуляции GMSK.

Оптимальная структура демодулятора MSK-сигнала была синтезирована в работе [4], там же рассмотрена структура приемника при условии флуктуирующей фазы центральной частоты и точно известной задержке цифрового сигнала. Рассмотрим практическую задачу получения структуры приемника MSK при флуктуирующих значениях фазы центральной и тактовой частоты. Предположим, что на входе приемника имеется наблюдение

$$\xi(t) = s(t, \alpha) + n(t), \quad (1)$$

где $S(t, \alpha)$ — полезный сигнал; α — дискретный параметр; $n(t)$ — белый шум со спектральной плотностью мощности $N_0/2$.

Будем считать, что демодуляция символов α осуществляется без ошибок. Такой подход позволяет рассматривать принимаемый сигнал в виде

$$s(t) = A \cos\{\omega_0 + \rho(t)\beta_0 t + \varphi(t) + \rho(t)\psi(t)\}, \quad (2)$$

где $\rho(t)$ — функция времени, представляющая собой биты передаваемой информации и принимающая значения ± 1 ; ω_0 — круговая частота несущей; β_0 — круговая частота девиации. Случайные фазы центральной $\varphi(t)$ и тактовой частоты $\psi(t)$ описываются системой дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \dot{\varphi} = \Omega \\ \dot{\Omega} = -\alpha_\varphi \Omega + n_\varphi(t) \\ \dot{\psi} = \chi \\ \dot{\chi} = -\alpha_\psi \chi + n_\psi(t) \end{cases} \quad (3)$$

Здесь Ω и χ — круговые частоты паразитных уходов частоты несущей и тактового генератора. Формирующие белые шумы $n_\varphi(t)$ и $n_\psi(t)$ имеют спектральные плотности $N_\varphi/2$ и $N_\psi/2$ соответственно. Дисперсии круговых частот обозначим σ_Ω^2 и σ_χ^2 .

Для решения поставленной задачи воспользуемся теорией нелинейной фильтрации в гауссовом приближении [5]. Уравнения для оценивания рассогласования по фазе и тактам имеют вид

$$\begin{cases} \dot{\varphi}^* = \Omega_\varphi^* + R_{\varphi\varphi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\varphi} + R_{\varphi\psi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\psi} \\ \dot{\Omega}^* = -\alpha_\varphi \Omega^* + R_{\varphi\Omega} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\varphi} + R_{\Omega\psi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\psi}, \\ \dot{\psi}^* = \chi^* + R_{\psi\psi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\psi} + R_{\varphi\psi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\varphi} \\ \dot{\chi}^* = -\alpha_\psi \chi^* + R_{\psi\chi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\psi} + R_{\varphi\chi} \frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\varphi} \end{cases} \quad (4)$$

В соответствии с [5] производные функции правдоподобия принимаемого сигнала записываются через его производные:

$$\frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\varphi} = \frac{2}{N_0} \xi(t) \frac{ds(t, \varphi^*, \psi^*, \rho)}{d\varphi}, \quad (5)$$

$$\frac{dF(t, \varphi^*, \psi^*)}{d\psi} = \frac{2}{N_0} \xi(t) \frac{ds(t, \varphi^*, \psi^*, \rho)}{d\psi}. \quad (6)$$

Здесь $\xi(t)$ и $s(t, \varphi^*, \psi^*, \rho)$ — принятая реализация и вид сигнала с учетом предварительных преобразований с переносом спектра сигнала и выделения информативных компонентов. Один из вариантов реализации схемы оптимального приемника MSK-сигнала приведен на рис. 1.

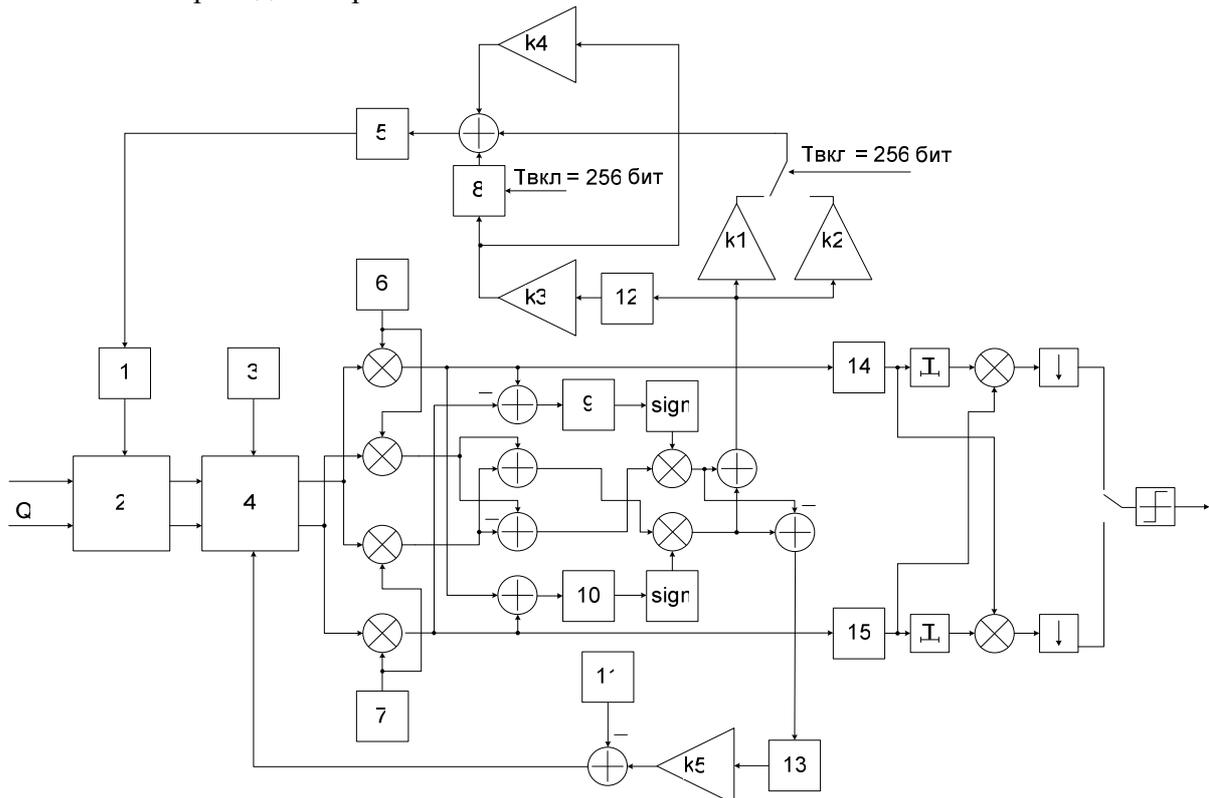


Рис. 1. Функциональная схема демодулятора: 1 — блок определения $\cos(\Phi)$ и $\sin(\Phi)$, где Φ — рассогласование по фазе; 2 — комплексный перемножитель; 3 — блок определения начальной задержки; 4 — блок варьлируемой задержки; 5 — интегратор; 6 — генератор $\sin(2\pi/4T)$; 7 — генератор $\cos(2\pi/4T)$; 8 — начальная отстройка частоты; 9, 10 — скользящие суммирующие окна длиной T ; 11 — фиксированное смещение оценки текущей задержки; 12 — скользящее суммирующее окно с периодом $200T$; 13 — скользящее суммирующее окно с периодом $900T$; 14 — интегратор на интервале $[(2k + 1)T, (2k + 1)T]$; 15 — интегратор на интервале $[(2k + 1)T, 2kT]$

Заметим, что в системе подвижной связи осуществляется сеансовая связь, при которой передается преамбула, содержащая немодулированную центральную и четвертьтактовую частоты. Можно считать, что подсистемы синхронизации фазы центральной — ФАПЦ и тактовой — ФАПТ частот имеют точную подстройку к моменту начала передачи информации. В процессе сеанса связи осуществляется отслеживание медленных уходов фаз этих частот.

Проанализируем схему, приведенную на рис. 1. Модели блоков детектирования и оценки фазы центральной частоты, представленные в этой схеме, идентичны соответ-

вующим функциональным блокам, приведенным в [4]. Петля ФАПЦ в верхней части схемы работает следующим образом. В течение первых 256 бит включена ветвь с коэффициентом k_1 , обеспечивающая широкую полосу пропускания после срабатывания индикатора захвата. По окончании этого интервала времени в блоке «Начальная отстройка частоты» фиксируется значение, эквивалентное приращению фазы, вызванному уходом частоты несущей, и включается ветвь с коэффициентом k_2 , сужающая полосу системы ФАПЦ. Отсчеты после интегратора (Φ) корректируют фазу путем умножения с квадратурными отсчетами комплексной огибающей входного сигнала:

$$I_o + j \cdot Q_o = (\cos(\Phi) + j \cdot \sin(\Phi)) \cdot (I + j \cdot Q), \quad (7)$$

где I_o, Q_o — отсчеты квадратурных сигналов после коррекции фазы (выход блока 2 на рис.1).

Схема оценки смещения тактов построена на аналогичных математических операциях, в которых отличными являются только знаки слагаемых в последнем сумматоре. Сигнал оценки текущей задержки формируется с постоянным смещением, которое предварительно определяется, а затем вычитается из сигнала оценки в петле ФАПЦ. Петля приведена в нижней части схемы. Коррекция следования тактовых отсчетов выполняется в блоке с варьируемой задержкой отсчетов I_o и Q_o , поскольку такая схема проще реализуется в цифровой аппаратуре.

Проведено моделирование помехоустойчивости приема GMSK-сигнала с $BT=0,3$. В качестве среды разработки и исследования использовалась подсистема имитационного моделирования САПР Advanced Design System (ADS). Моделирование проводилось как для случая идеальной тактовой и фазовой синхронизации, так и при наличии уходов несущей и тактовой частот.

На рис. 2 приведены результаты расчета зависимости вероятности битовой ошибки ($P_{\text{бит}}$) от отношения средней энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0) — в условиях идеальной фазовой и тактовой синхронизации, а также при наличии относительных расстройок центральной ($\delta_n = \Delta F_n / F_{m0}$) и тактовой ($\delta_m = \Delta F_m / F_{m0}$) частот. Здесь $\Delta F_n, \Delta F_m$ — абсолютные уходы несущей и тактовой частот соответственно; F_{m0} — номинальное значение тактовой частоты.

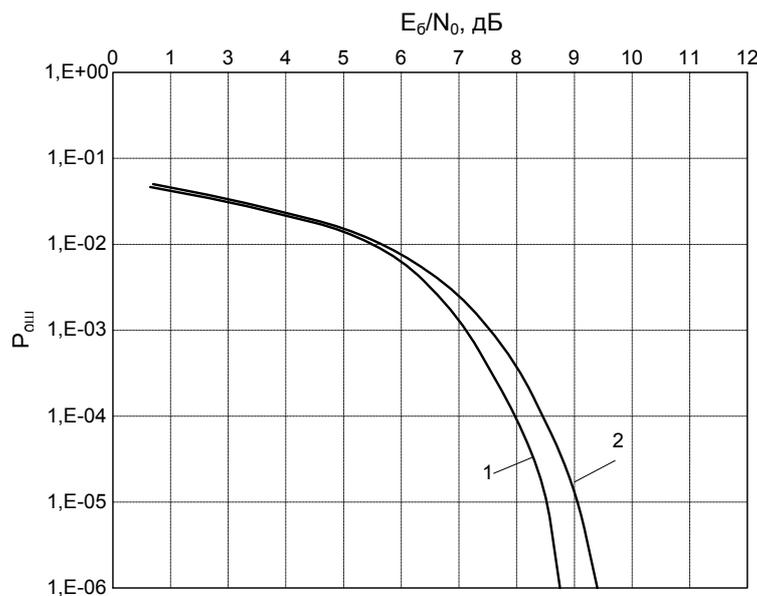


Рис. 2. Результаты анализа помехоустойчивости GMSK-демодулятора:

1 — случай идеальной синхронизации и при начальной отстройке $\delta_n \leq 0,005$;

2 — при уходе частоты несущей с $\delta_n \geq 10^{-3}$

В режиме отслеживания флуктуаций центральной и тактовой частот с относительными расстройками $\delta_n \leq 0,005$ и $\delta_m \leq 10^{-4}$ помехоустойчивость демодулятора определяется кривой 1 на рис. 2, соответствующей идеальной синхронизации. При возникновении доплеровского эффекта (случай движения передатчика относительно приемника) возникает остаточная фазовая ошибка, приводящая к ухудшению помехоустойчивости — кривая 2.

На основании рассмотренного выше описания была разработана аппаратная реализация GMSK-демодулятора в виде программных модулей на языке VHDL для ПЛИС XC3S1500L. Без учета модулей начальной синхронизации частоты аппаратные затраты составили менее 10% емкости ресурсов использованной ПЛИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Andersen J., Aulin T., Sunder G. Digital Phase Modulation.— New York, Plenum Publishing Company, 1986.
2. Murota K., Hirade K. GMSK modulation for Digital Mobile Radio Telephony// IEEE Trans. On Commun.— Vol. com-29.— N 7.— July.— 1981.— P. 1041—1050.
3. Сердюков П.Н., Григорьев А.С., Королев Н.В Основные характеристики систем профессиональной мобильной радиосвязи // Специальная техника: сборник холдинга «Электрозавод».— 2005. — № 6.— С.47—52.
4. Белоусов Е.Л., Харисов В.Н. Оптимальный прием частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом // Радиотехника и электроника.— 1984. — №3.— С. 440—449.
5. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов.— М.: Сов. радио, 1975.— 704 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Королев Николай Валентинович. Начальник НИИ специальной техники ГУ НПО «СТиС» МВД России.

Государственное учреждение «Научно-производственное объединение «Спецтехника и связь» МВД России.

E-mail: nbkor@yandex.ru

Россия, 111024, Москва, ул. Пруд Ключики, 2. Тел. (495) 673-23-80.

Меркутов Александр Сергеевич. Преподаватель кафедры вычислительной техники. Кандидат технических наук, доцент.

Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых.

E-mail: merkutov@yandex.ru

Россия, 600000, Владимир, ул. Горького, 77. Тел. (4922)479-617.

Крутин Денис Викторович. Магистрант кафедры вычислительной техники.

Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых.

E-mail: denkrutin@rambler.ru

Россия, 600000, Владимир, ул. Горького, 77. Тел. (4922)479-617.

Korolyov Nikolay Valentinovich. The chief of Scientific Research Institute of Special Equipment of GE SPA SET of the MIA RF.

Government Enterprise Scientific and Production Association Special Equipment and Telecoms of the Ministry of Internal Affairs of Russian Federation.

Work address: Russia, 111024, Moscow, the Prud Klyuchiki str., 2. Tel. (495) 673-23-80.

Merkutov Alexander Sergeevich. Lecturer of the chair of Computer Science. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Vladimir State University named A.G. Stoletov and N.G. Stoletov.

Work address: Russia, 600000, Vladimir, Gorky str., 77. Tel. (4922)479-617.

Krutin Denis Victorovich. Undergraduate of the chair of Computer Science.

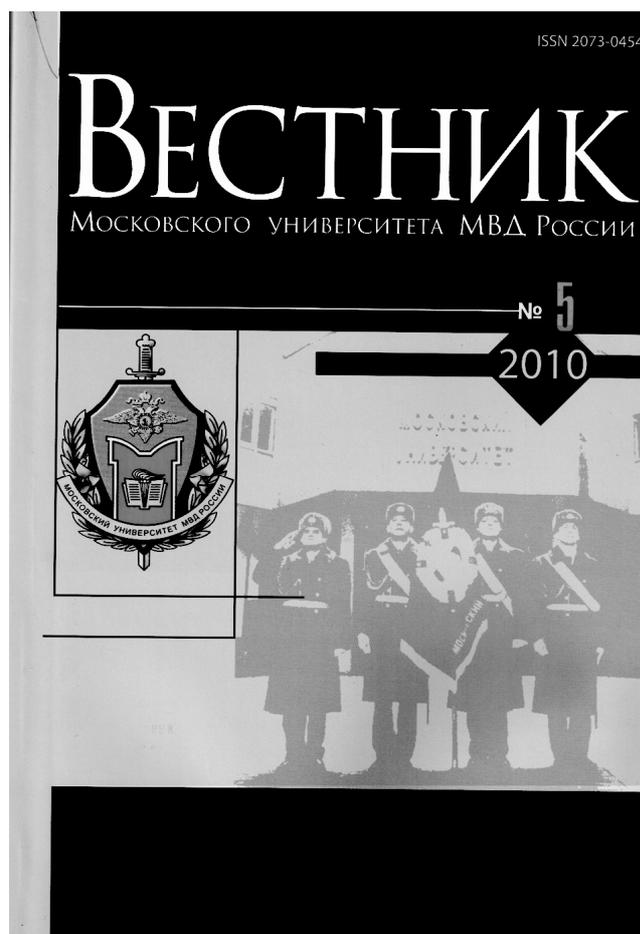
Vladimir State University named A.G. Stoletov and N.G. Stoletov.

Work address: Russia, 600000, Vladimir, Gorky str., 77. Tel. (4922)479-617.

Ключевые слова к статье: GMSK-сигнал; синтез структуры приемника; анализ помехоустойчивости демодуляции.

Key words: GMSK-signal; synthesis of structure of the receiver; the analysis of a noise stability of demodulation.

УДК 621.376.9



Вестник Московского университета МВД России

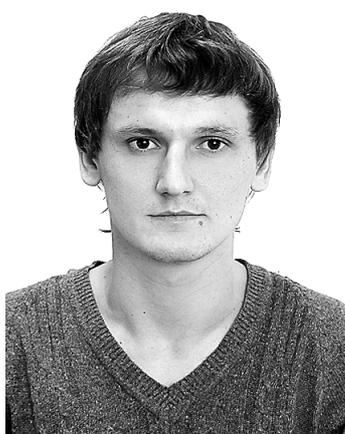
Свидетельство о регистрации:
№77-14723. Индекс по каталогу
Роспечати: 84629

Адрес редакции: 109028, Москва,
Малый Ивановский пер., д. 2.
Тел.: 628-57-16.

Приглашаем профессорско-преподавательский состав, адъюнктов, аспирантов и практических работников правоохранительных органов принять участие в опубликовании статей и научных трудов.



Ю. Б. Нечаев,
доктор физико-
математических наук,
профессор, концерн
«Созвездие»



Е. С. Макаров,
кандидат физико-
математических наук,
концерн «Созвездие»



Н. Н. Щетинин,
Международный
институт компьютерных
технологий

ЧЕТЫРЁХЛУЧЕВАЯ МАТРИЦА БАТЛЕРА ДИАПАЗОНА 4—8 ГГц НА ОСНОВЕ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ С ЩЕЛЕВОЙ СВЯЗЬЮ

4x4 BUTLER MATRIX BASED ON MICROSTRIP SLOT-COUPLED HYBRID FOR FREQUENCY RANGE 4—8 GHz

Представлена четырёхлучевая матрица Батлера для октавного диапазона частот 4—8 ГГц, построенная на базе широкополосного направленного ответвителя с щелевой связью. Для перехода между слоями использован щелевой микрополосковый переход. В такой конфигурации матрица Батлера не требует использования кроссоверов, что делает структуру компактной. Разработанная конструкция четырёхлучевой матрицы Батлера имеет высокие электрические характеристики, которые могут быть обеспечены при серийном производстве.

Four-beam microstrip Butler matrix for frequency range 4—8 GHz is presented. Wideband slot-coupled hybrids are used in order to achieve octave operation. Deployment of slot transitions between PCB layers let to avoid usage of bulky crossovers what makes Butler matrix compact and broadband. Developed construction has high electrical characteristics and easy-to-produce.

Матрицы Батлера широко используются в антенной технике в качестве диаграммообразующих устройств, обеспечивающих формирование лучей многолучевых антенных решеток [1]. В настоящее время высокими темпами развиваются системы беспроводной связи, которые применяются в области всё более высоких частот. Поскольку матрицы Батлера являются важным элементом многолучевых антенных решеток, их конструктивное совершенствование и улучшение электрических параметров является актуальной задачей.

Матрица Батлера содержит $N = 2^m$ входов (m — целое число), столько же выходов и питает антенную решетку, содержащую N излучателей, формируя N ортогональных лучей.

В данной статье разработан направленный ответвитель (НО) с щелевой связью на основе подхода, предложенного в работе [2]. Использование НО с щелевой связью предполагает широкополосность, высокие электрические характеристики, компактные размеры.

Топология НО оптимизировалась для работы в октавном диапазоне частот 4—8 ГГц.

На рис.1 изображена блок-схема матрицы Батлера, состоящая из 3 дБ НО с щелевой связью, двухпортовых микрополосковых переходов (МП) с щелевой связью, фазовращателей (ФВ) и двух кроссоверов. Каждый из этих элементов вносит свои погрешности, как амплитудные, так и фазовые [2—3].

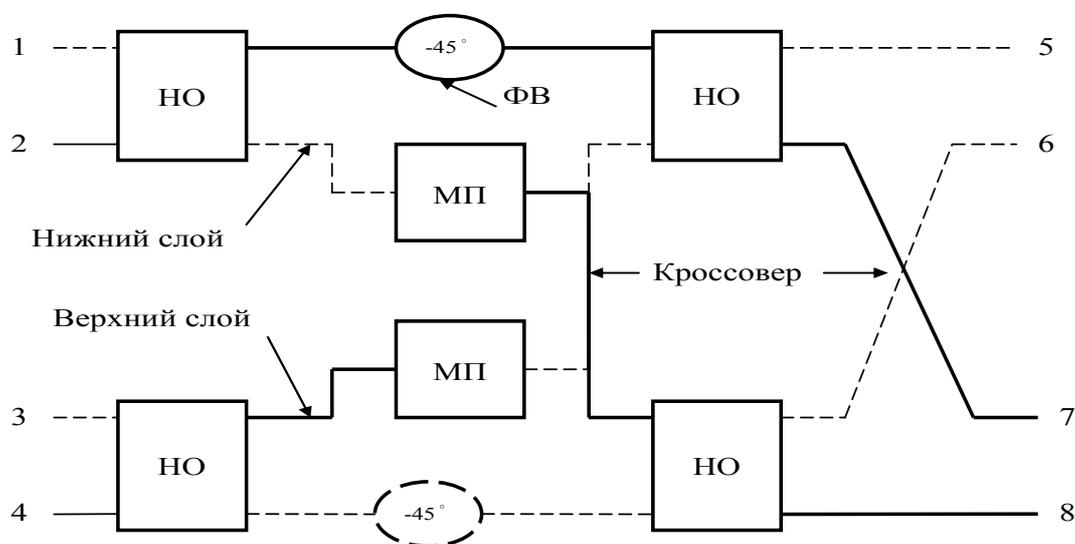


Рис.1. Блок-схема матрицы Батлера 4x4

Направленный ответвитель является восьмиполусным устройством, осуществляющим направленное ответвление энергии [4].

На рис. 2 показана предложенная топология НО с апертурой связи прямоугольной формы. При моделировании использовалась подложка RT/Duroid 5880 с параметрами $\epsilon_r = 2,2$, $h = 0,254$ мм, тангенс угла потерь 0,0009. Оптимизированные значения параметров ответвителя следующие: w_1 — ширина щели (3,7 мм), L — длина щели (8,7 мм), L_1 — длина полоски (10 мм), w — ширина полоски (3,1 мм), P1—P4 — порты.

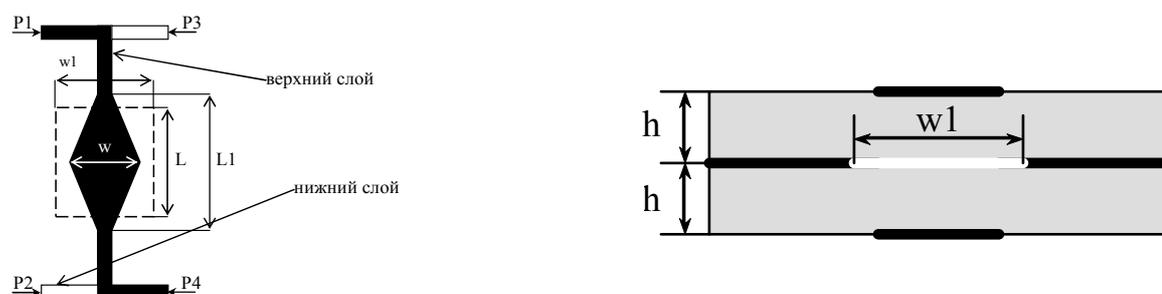


Рис.2. Топология НО с щелевой связью

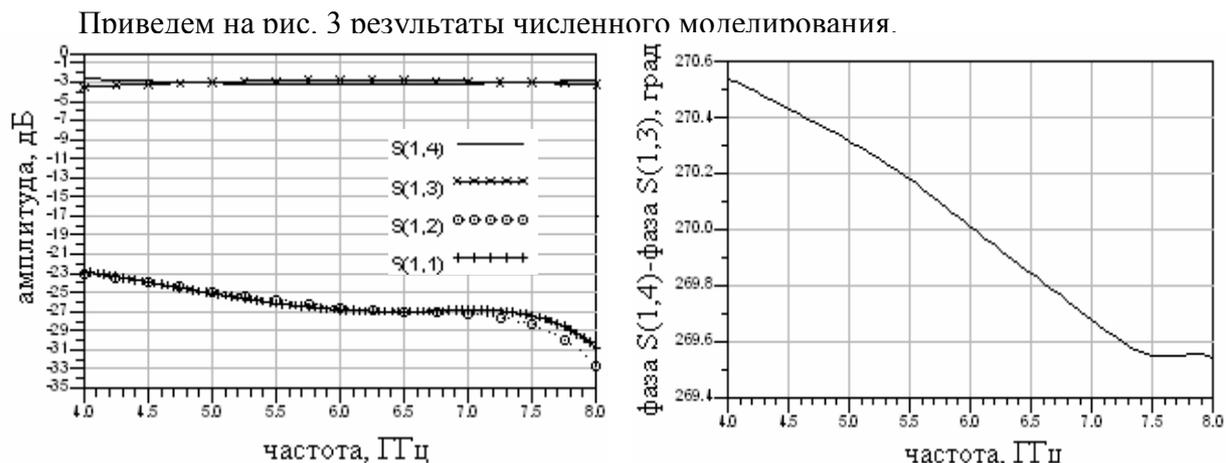


Рис.3. Характеристики НО

Как видно из рис. 3, коэффициент отражения $S(1,1)$ и развязка $S(1,2)$ между входными портами (P1,P2) составляет не менее -23 дБ, переходное ослабление $S(1,3)$, $S(1,4)$ фиксировано во всём частотном диапазоне. Разница фаз между P4 и P3 составляет $270 \pm 0,5^\circ$.

Переходы с щелевой связью предназначены для обеспечения совместимости и гибкости между линиями, расположенными в различных слоях. Данные переходы обладают широкой пропускной способностью, низкими потерями на излучение и являются компактными [5—6].

На рис.4 изображен микрополосковый переход с электромагнитной связью через щель.

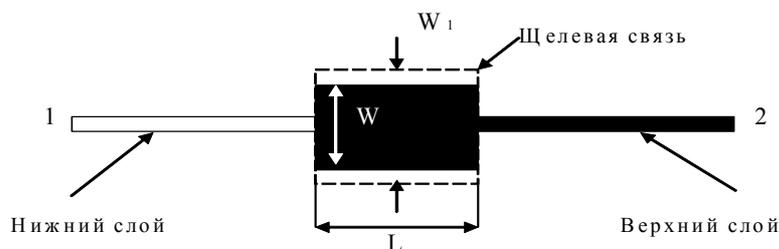


Рис.4. Микрополосковый переход с щелевой связью

Оптимизированные значения параметров следующие: W_1 — ширина щели (5,2 мм), L — длина щели (10 мм), W — ширина полоски (4,5 мм).

Результаты численного моделирования приведены на рис.5.

Видно, что коэффициент отражения $S(1,1)$ варьируется от -20 дБ и не превышает -16 дБ.

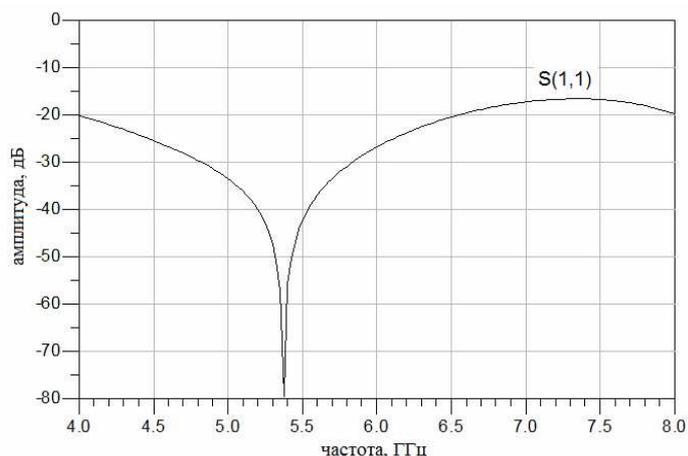


Рис.5. Коэффициент отражения $S(1,1)$ микрополоскового перехода

На рис.6 изображена топология микрополосковых проводников матрицы Батлера.

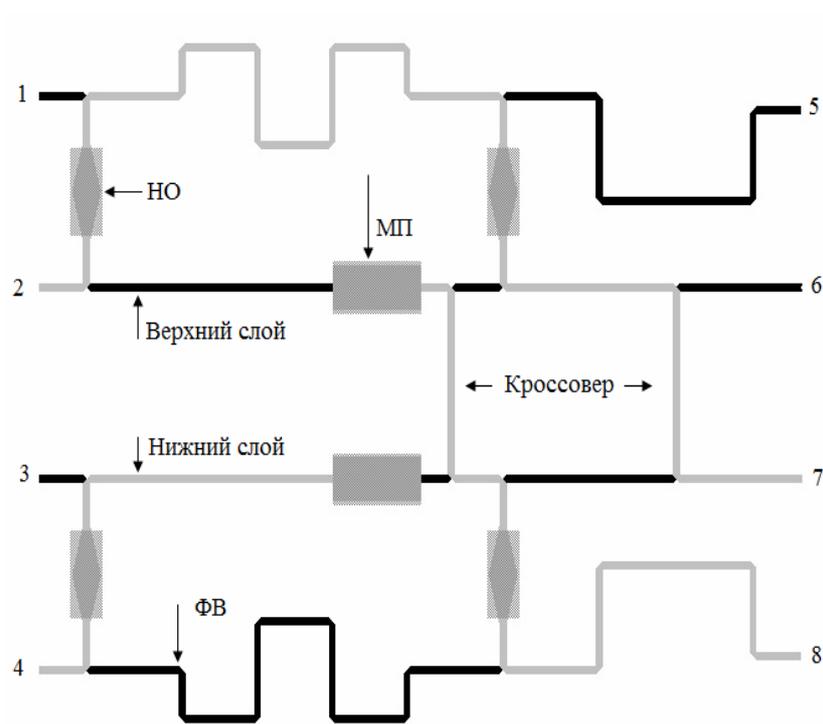


Рис. 6. Конфигурация полосковых проводников четырехлучевой матрицы Батлера

Рассмотрим результаты моделирования. На рис.7 изображены коэффициент отражения $S(1,1)$ и развязка между входными портами $S(2,1)$, $S(3,1)$, $S(4,1)$.

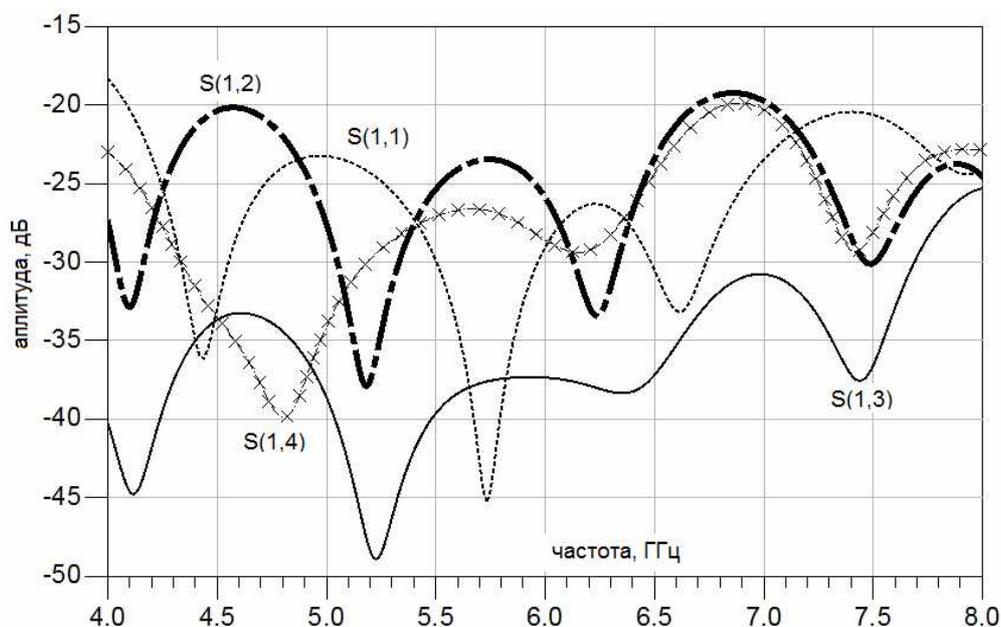


Рис. 7. Моделирование S-параметров для коэффициента отражения и развязки входа 1

Значения коэффициента отражения $S(1,1)$ не превышает -18 дБ, развязка между входами не хуже -19 дБ.

На рис.8 изображены амплитудные характеристики при возбуждении входа 2.

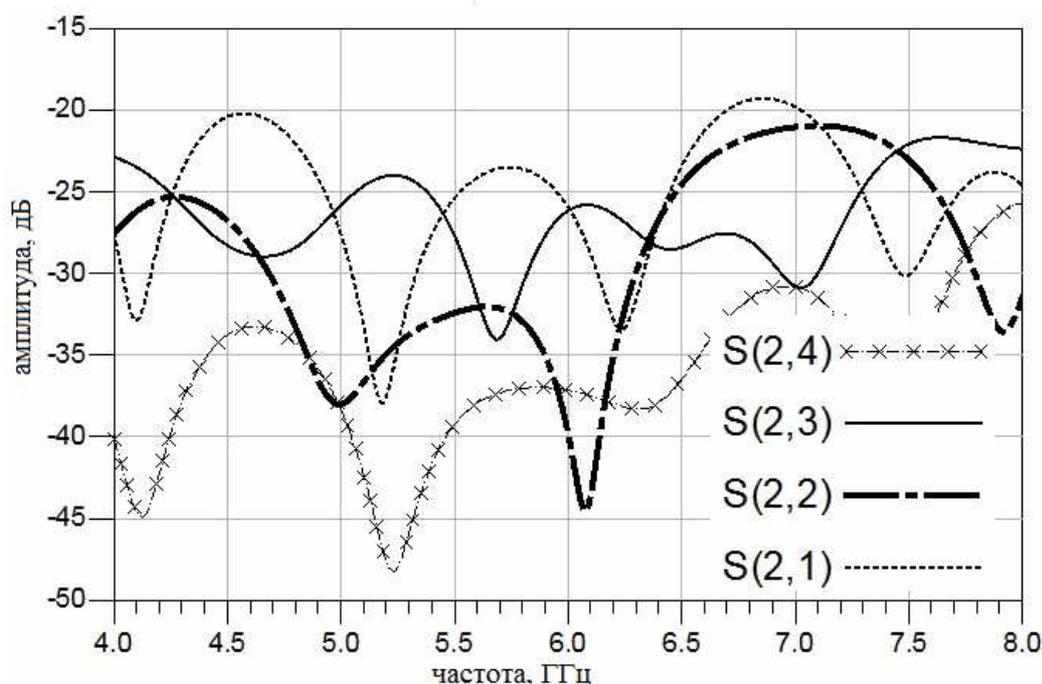


Рис. 8. Моделирование S-параметров для коэффициента отражения и развязки входа 2

Значения амплитудных характеристик идентичны.

На рис. 9 изображены переходные ослабления $S(1,5)$, $S(1,6)$, $S(1,7)$, $S(1,8)$ $S(2,5)$, $S(2,6)$, $S(2,7)$, $S(2,8)$.

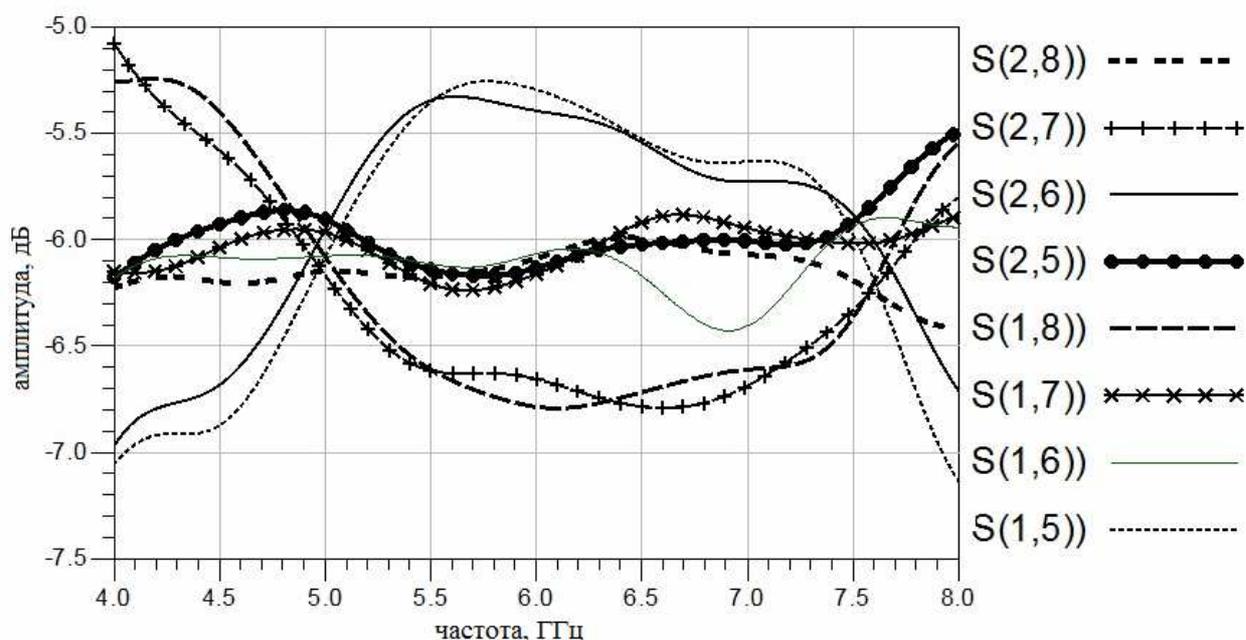


Рис. 9. Моделирование S-параметров переходного ослабления

Переходные ослабления на выходах А1—А4 составляют от $-5,1$ дБ до $-7,1$ дБ, они суммируются вследствие прохождения СВЧ сигнала через фазовращатель, кроссовер, МП и НО.

На рис. 10 изображены графики распределения амплитуд и фаз на выходах диаграммообразующей схемы (ДОС).

При подаче сигнала на входы получаем следующие распределения фаз, указанных в табл. 1.

Таблица 1

Фазовые распределения на выходах ДОС

Вход	Фаза (ϕ)		
m1	$\phi(S(6.1)) - \phi(S(5.1)) = -45^\circ$	$\phi(S(7.1)) - \phi(S(5.1)) = -90^\circ$	$\phi(S(8.1)) - \phi(S(5.1)) = -135^\circ$
m2	$\phi(S(5.2)) - \phi(S(6.2)) = -135^\circ$	$\phi(S(7.2)) - \phi(S(6.2)) = -225^\circ$	$\phi(S(8.2)) - \phi(S(6.2)) = -90^\circ$
m3	$\phi(S(5.3)) - \phi(S(7.3)) = -90^\circ$	$\phi(S(6.3)) - \phi(S(7.3)) = -225^\circ$	$\phi(S(8.3)) - \phi(S(7.3)) = -135^\circ$
m4	$\phi(S(5.4)) - \phi(S(8.4)) = -135^\circ$	$\phi(S(6.4)) - \phi(S(8.4)) = -90^\circ$	$\phi(S(7.4)) - \phi(S(8.4)) = -45^\circ$

Из табл. 2 видно, что модель четырёхлучевой матрицы Батлера обеспечивает разбаланс амплитуд выходных сигналов менее $1,7$ дБ, фазовую погрешность около 13° в заданном диапазоне частот 4 — 8 ГГц. Вносимые потери всей матрицы порядка $1,1$ дБ, изоляция не хуже -20 дБ.

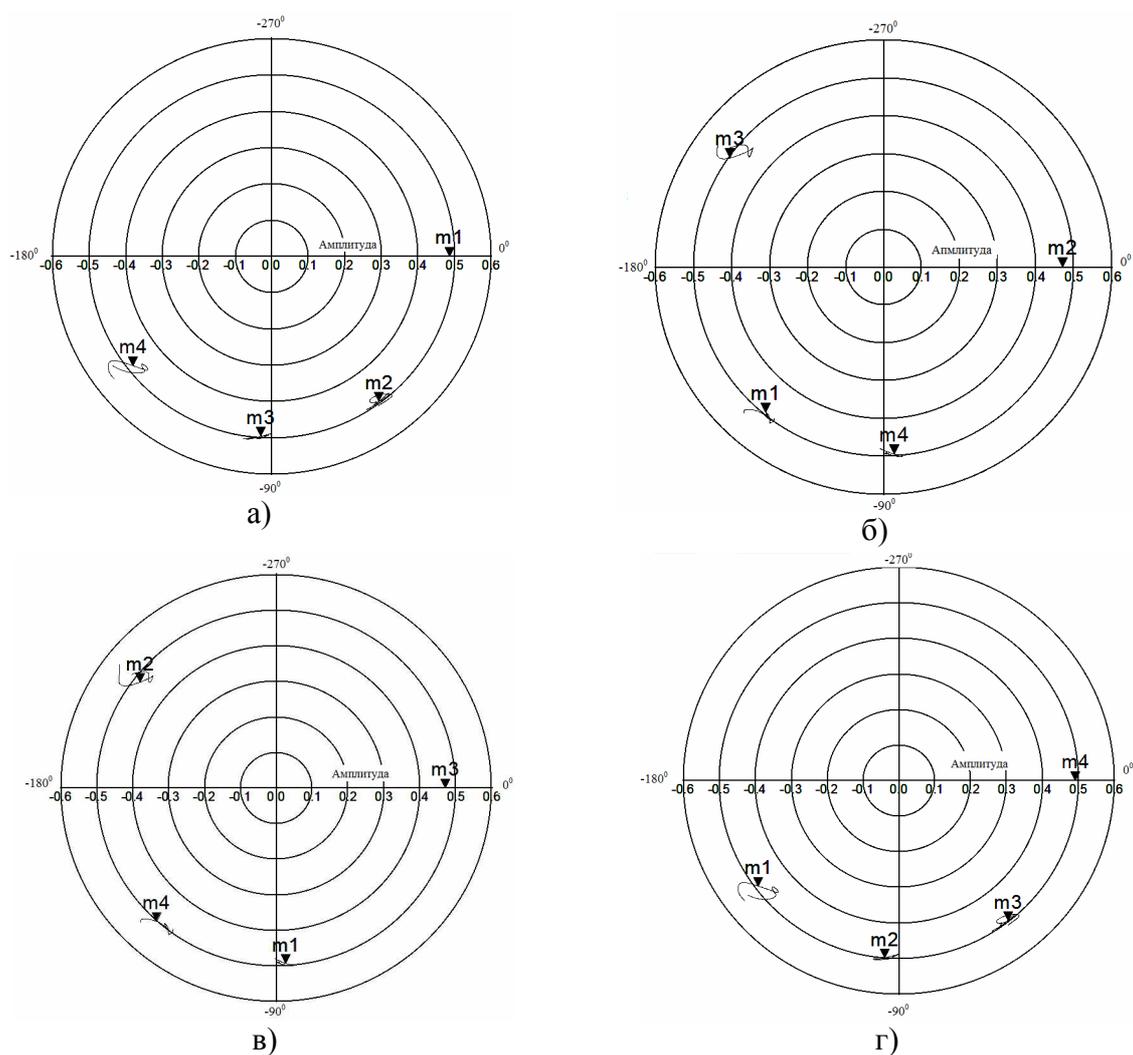


Рис. 10. Амплитудно-фазовое распределение:

- а — при подаче сигнала на вход 1;
- б — при подаче сигнала на вход 2;
- в — при подаче сигнала на вход 3;
- г — при подаче сигнала на вход 4

Таблица 2
 Параметры модели четырехлучевой матрицы Батлера диапазона 4—8 ГГц

Диапазон частот, ГГц	Число входов/ выходов	Вносимые потери, дБ	Амплитудный разбаланс, ± дБ	Фазовый разбаланс, ± градус	Развязка, дБ
4,0—8,0	4/4	1,1	1,7	13	-20

Модель четырёхлучевой матрицы Батлера для октавного диапазона частот 4—8 ГГц имеет высокие электрические характеристики, которые могут быть обеспечены при серийном производстве.

Дальнейшие исследования должны быть направлены на расширение полосы рабочих частот матриц Батлера и продвижение в высокочастотную область сантиметрового диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Butler J., Lowe R. Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas / *Electronic Design*.— 1961.— V. 9.—P. 170—173.
2. Denidni T.A., Djaiz A., Habib A.M. A new ultra-wideband beamforming for wireless communications in underground mines // *Progress In Electromagnetics Research M*.— Vol. 4, 1—21, 2008.
3. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии: учеб. пособие / Ю.Б. Нечаев, В.И. Николаев, Р.Н. Андреев, Н.Н. Винокурова ; под общ. ред. Ю.Б. Нечаева, В.И. Николаева. — Воронеж: ОАО Концерн «Созвездие», 2007.— 629 с.
4. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. / В. Фуско. — М.: Радио и связь, 1990. — 288 с.
5. Tanaka T., Tsunoda K., Aikawa M. Slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines and their applications // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*— Vol. 36, 1752—1757, Dec. 1988.
6. Theodorou A., Uzunoglu N. Transition properties of a vertical conductor connecting two microstrip lines at different planes // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*— Vol. 43, No. 5, 1162—1172, May 1995.
7. Chen C., Tsai M., Alexopoulos G. Optimization of aperture transitions for multiport microstrip circuits // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*— Vol. 44.—No. 12, 2457—2465, Dec. 1996.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Нечаев Юрий Борисович. Главный научный сотрудник. Доктор физико-математических наук, профессор.

ОАО «Концерн «Созвездие».

E-mail: vnn-61@mail.ru

Россия, 394006, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14. Тел. (4732) 356-911.

Макаров Евгений Сергеевич. Старший научный сотрудник ОАО «Концерн «Созвездие». Кандидат физико-математических наук.

ОАО «Концерн «Созвездие».

E-mail: makarov_es@mail.ru

Россия, 394006, Воронеж, ул. Плехановская, 14. Тел. (4732) 356-911.

Щетинин Никита Николаевич. Ассистент кафедры сетей связи и систем коммутации.

Международный институт компьютерных технологий (МИКТ).

E-mail: vuz@iict.ru

Россия, 394026, Воронеж, ул. Солнечная, 29 б. Тел. (4732)210-069.

Nechaev Yuri Borisovich. Doctor of sciences(physics), professor.

JSC "Concern "Sozvezdie".

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Plekhanovskaya str., 14. Tel. (4732)356-911.

Makarov Evgeny Sergeevich. Senior research employee.

JSC "Concern "Sozvezdie"

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Plekhanovskaya str., 14. Tel. (4732)356-911.

Shetinin Nikita Nikolayevich. Assistant of the chair of Communication Networks and Switching System.

International Institute of Computer Technologies.

Work address: Russia, 394026, Voronezh, Solnechnaya str., 29 b. Tel. (4732)210-069.

Ключевые слова к статье: матрица Батлера; микрополосковый щелевой направленный ответвитель; микрополосковый переход с щелевой связью; кроссовер.

Key words: Butler matrix; microstrip slot-coupled directional coupler; microstrip slot-coupled transition; crossovers.

УДК 621.396.67



Вестник Санкт-Петербургского университета МВД России

Адрес редакции: 198206, Санкт-Петербург, ул. Пилутова, д. 1.

Тел.: 730-26-96.

E-mail: vestnik@univermvd.ru

Свидетельство о регистрации №019232 от 28 сентября 1999 г.

Подписной индекс по каталогу «Роспечати» - 36631.

Приглашаем профессорско-преподавательский состав, адъюнктов, аспирантов и практических работников правоохранительных органов принять участие в опубликовании статей и научных трудов. Журнал входит в перечень, рекомендованный ВАК России для опубликования основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.



Д.А. Жайворонок,
кандидат технических
наук, доцент



О.С. Сладникова,
КМ УВД по Ханты-
Мансийскому АО — Югре



О.В. Четкин,
кандидат технических
наук, ВПО ФСИН России

КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ В ДВУХКОЛЬЦЕВЫХ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ЧАСТОТОЙ СРАВНЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА ПЕРВОГО КОЛЬЦА

COMPENSATION OF THE PARASITIC FREQUENCY MODULATION IN TWO-RING FREQUENCY-MODULATED SYNTHESIZER OF FREQUENCIES WITH FREQUENCY OF THE COMPARISON PULSED FREQUENCY-PHASE DETECTOR OF THE FIRST RING

Рассмотрен метод компенсации паразитной частотной модуляции в тандемном синтезаторе частот с двухточечной угловой модуляцией и дополнительным каналом авторегулирования. Описана структурная схема синтезатора, получены помеховые передаточные модуляционные функции и проведен анализ помеховых амплитудно-частотных характеристик в зависимости от параметров узлов синтезатора.

The method of compensation of parasitic frequency modulation in a tandem synthesizer of frequencies with the point-to-point angular modulation of the additional channel of autoregulation is considered. The synthesizer block diagram is described, transfer noise modulation functions are received and noise frequency-amplitude functions analysis depending on parameters of a synthesizer node is carried out.

Известно, что наилучшие результаты с точки зрения получения равномерной амплитудно-частотной модуляционной характеристики (АЧМХ) при высоком быстродействии имеют двухкольцевые синтезаторы частот с двухточечной угловой модуляцией методом ЧМ12 [1], при этом двухточечную модуляцию целесообразно осуществлять в кольце ИФАПЧ1, потому что в этом случае сигнал с фиксированной

частотой f_1 на выходе кольца ИФАПЧ1 будет являться опорным ЧМ-сигналом для кольца ИФАПЧ2 и это кольцо будет работать с частотно-модулированным опорным колебанием при модуляции методом ЧМ2.

Структурная схема тандемного частотно-модулированного цифрового синтезатора частот (ЧМЦСЧ), в котором модуляция осуществляется методом ЧМ12 в кольце ИФАПЧ1 и методом ЧМ2 в кольце ИФАПЧ2, изображена на рис. 1.

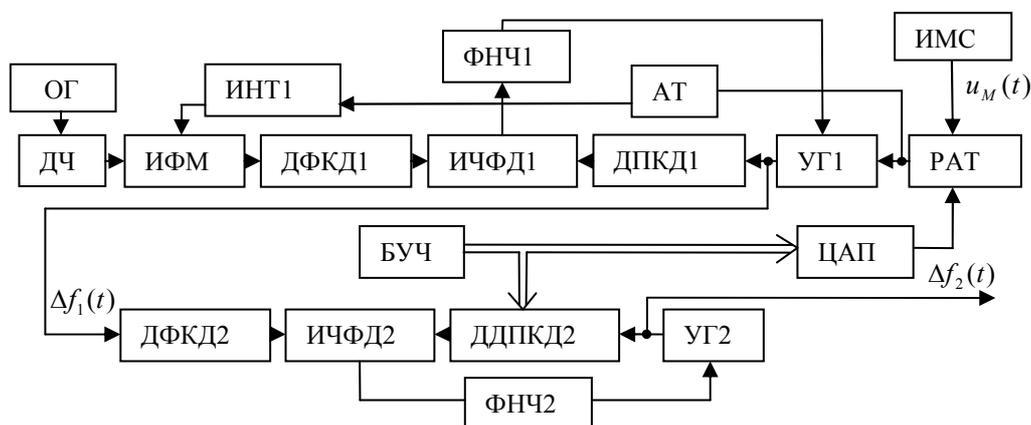


Рис. 1. Структурная схема тандемного ЧМЦСЧ с частотной модуляцией первого кольца ИФАПЧ1 методом ЧМ12 и второго кольца ИФАПЧ2 методом ЧМ2

На этом рисунке приняты следующие обозначения: УГ1, УГ2 — управляемые генераторы; ФНЧ1, ФНЧ2 — фильтры нижних частот; ОГ — опорный кварцевый генератор; ДЧ — дополнительный делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; РАТ — регулируемый аттенуатор; БУЧ — блок установки частоты; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; ДФКД1, ДФКД2 — делители частоты с фиксированным коэффициентом деления; ДПКД1 — делитель частоты с переменным коэффициентом деления; ДПКД2 — дробный делитель частоты с переменным коэффициентом деления; АТ — аттенуатор; ИМС — источник модулирующего сигнала; ИЧФД1, ИЧФД2 — импульсные частотно-фазовые детекторы; ИНТ1 — интегратор; ИФМ — импульсно-фазовый модулятор.

Подчеркнём, что в схеме, изображённой на рис. 1, ДЧ служит для того, чтобы обеспечить линейный режим модуляции ИФМ. В общем случае, в зависимости от соотношений выходных частот УГ1 и ОГ, он может отсутствовать.

В этом синтезаторе имеются помеховые напряжения на выходе ИЧФД1 с частотами, кратными частоте сравнения. Эти напряжения, пройдя через петлевые ФНЧ в цепях управления, производят ПЧМ УГ1 и УГ2 по их управляющим входам.

Необходимо отметить, что при узкополосной полезной частотной модуляции, а также при узкополосной ПЧМ дальнейший анализ режима двухточечной угловой модуляции в тандемных синтезаторах частот, а также анализ реакций синтезаторов на помеховые сигналы можно проводить отдельно с использованием принципа наложения (суперпозиции).

Как показывают исследования, разрешение противоречий высокого быстродействия ЧМЦСЧ и малого уровня ПЧМ с частотами, кратными частоте сравнения ИЧФД1 первого кольца ИФАПЧ1, можно осуществить с помощью принципа автокомпенсации возмущений, описанного применительно к системам фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в [2] с дополнительным каналом авторегулирования фазы.

При этом дополнительный канал авторегулирования фазы не оказывает никакого влияния на процессы, протекающие в кольце ФАПЧ, но позволяет значительно

улучшить фильтрацию помех на выходе устройства. Структурная схема, позволяющая осуществить указанную идею, изображена на рис. 2.

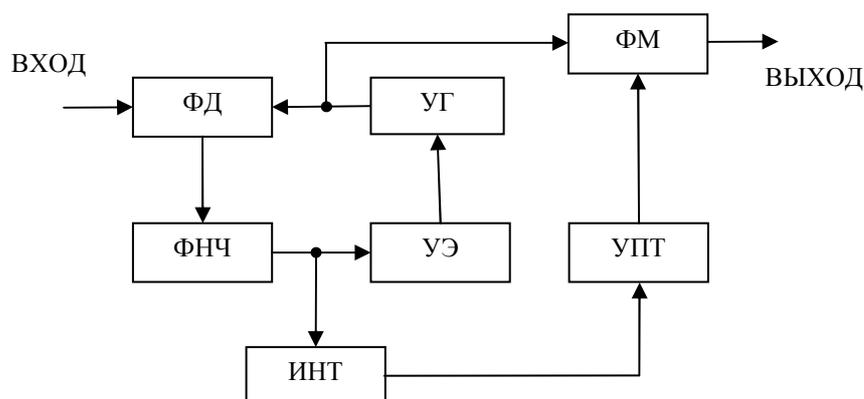


Рис. 2. Структурная схема канала автокомпенсации возмущений

Как видно, система состоит из обычной системы ФАПЧ, в которую входят фазовый детектор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ), управляемый элемент (УЭ), управляемый генератор (УГ), а также дополнительный канал авторегулирования фазы выходного сигнала и содержащий корректирующий четырехполюсник, т.е. интегратор (ИНТ), усилитель постоянного тока (УПТ) и фазовый модулятор (ФМ).

Если ФАПЧ находится в состоянии синхронизма, а опорный сигнал модулирован помеховым напряжением, то на входе УЭ появится некоторое переменное напряжение $u_{vэ}(t)$. Это напряжение вызовет ПЧМ УГ. Считая, что характеристика УЭ линейная, можно найти закон отклонения частоты УГ:

$$\Delta\omega_{vг}(t) = S_{vэ} \cdot u_{vэ}(t). \quad (1)$$

Автокомпенсация ПЧМ осуществляется следующим образом. Мгновенное напряжение УГ, имеющее девиацию частоты $\Delta\omega_{vг}(t)$, примет вид

$$u_{vг}(t) = U_{vг} \cos \left[\omega_{оп}t + \int_0^t \Delta\omega_{vг}(t)dt + \varphi \right]. \quad (2)$$

Интеграл в выражении (2) представляет собой закон отклонения фазы колебаний УГ, вызванного паразитным модулирующим напряжением.

Заменяя в (2) $\Delta\omega_{vг}(t)$ ее значением из (1), находим, что

$$\varphi_{\Delta\omega}(t) = S_{\Delta\omega} \int_0^t u_{\Delta\omega}(\tau)d\tau. \quad (3)$$

Таким образом, если ввести в (2) фазовый сдвиг $\varphi_{vг}(t)$ с обратным знаком, то можно осуществить автокомпенсацию ПЧМ.

Для полной компенсации ПЧМ необходимо использовать идеальный интегратор. Однако при этом в дополнительном канале автокомпенсации действия любого напряжения, в том числе и полезного напряжения подстройки, присутствующего на входе УЭ, на фазу и частоту выходного напряжения УГ будет настолько полной, что потеряется полезный эффект подстройки системы ФАПЧ.

В этом случае частота напряжения выходного сигнала УГ окажется равной его частоте при разомкнутой системе ФАПЧ. Поэтому для нормальной работы устройства

При частотной модуляции УГ1 полезным модулирующим сигналом $u_M(t)$ с выхода ИМС на выходе ДПКД1 будут иметь место короткие импульсы, которые промодулированы по фазе в соответствии с интегралом $u_M(t)$.

В опорном канале кольца ИФАПЧ1 частотная модуляция в ИФМ осуществляется косвенным методом, поэтому в ней введён ИНТ1.

Кроме того, девиация частоты сигнала на выходе ИФМ должна быть в $\frac{N_1}{R_1}$ раз меньше, чем на выходе УГ1. Это уменьшение девиации частоты достигается с помощью аттенюатора АТ с коэффициентом передачи κ_{AT} при заданной крутизне модуляционной характеристики ИФМ $S_{ИМ}$. В этом случае на выходе ИЧФД1 отсутствует напряжение модуляции.

Процесс компенсации ПЧМ, вызванной помеховым напряжением с частотами, кратными частоте сравнения ИЧФД1, для схем на рис. 4 может быть исследован с использованием структурной схемы, изображённой на рис. 5.

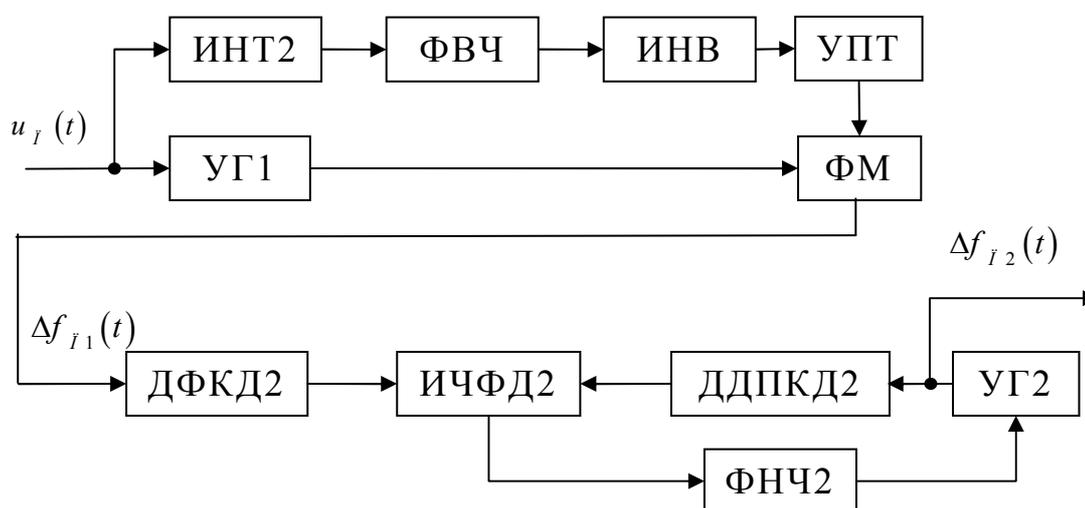


Рис. 5. Структурная схема тандемного синтезатора частот с двухточечной модуляцией ЧМ12, позволяющая исследовать режим компенсации ПЧМ, вызванной действием помехового напряжения $u_i(t)$

Это можно сделать по той причине, что помеховое напряжение $u_i(t)$ имеет частоты вне полосы синхронизации, поэтому опорной частотой в этом случае является частота УГ1, когерентная с частотой ОГ, а сам УГ1 подвержен помеховой модуляции напряжением $u_i(t)$ как отдельный опорный генератор.

Проведем исследование режима компенсации помех в виде ПЧМ на выходе синтезатора при воздействии $u_i(t)$ т.е. определим, как дополнительный канал автокомпенсации возмущений влияет на уровень ПЧМ выходного сигнала синтезатора.

Для нахождения помеховой передаточной модуляционной функции (ППМФ), отражающей реакцию синтезатора на воздействие помехового напряжения $u_i(t)$, составим эквивалентную операторную схему (рис. 6).

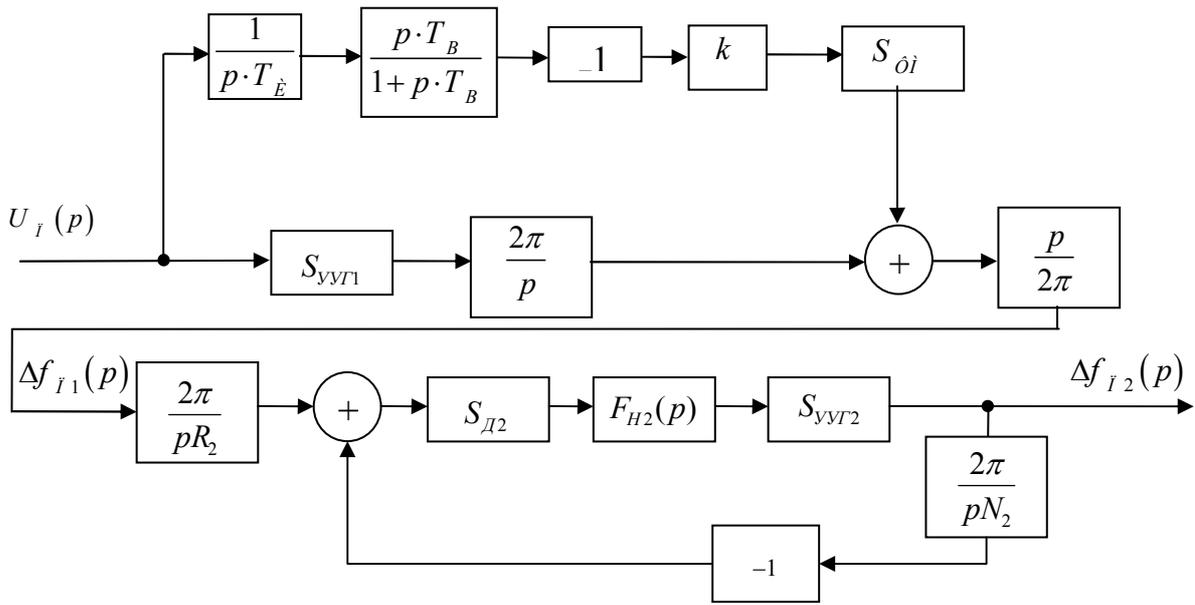


Рис. 6. Эквивалентная схема тандемного синтезатора частот, отражающая режим воздействия $u_i(t)$ на канал управления

На основании эквивалентной схемы ППМФ этого синтезатора частот равна

$$W_i(p) = W_{i11}(p) \cdot W_{i12}(p) = \frac{\Delta f_{i2}(p)}{U_i(p)}, \quad (4)$$

где $W_{i11}(p) = \frac{\Delta f_{i1}(p)}{U_i(p)}$; $W_{i12}(p) = \frac{\Delta f_{i2}(p)}{\Delta f_{i1}(p)}$, (5)

причём $W_{i11}(p)$ и $W_{i12}(p)$ — ППМФ соответственно первого и второго колец ИФАПЧ, включённых последовательно в схеме на рис. 5.

$$W_{i11}(p) = \left(S_{yvg1} \cdot \frac{2\pi}{p} - \kappa \cdot S_{\phi M} \cdot \frac{p \cdot T_B}{1 + p \cdot T_B} \cdot \frac{1}{p \cdot T_{II}} \right) \cdot \frac{p}{2\pi} =$$

$$= S_{yvg1} - \kappa \cdot S_{\phi M} \cdot \frac{p \cdot T_B}{1 + p \cdot T_B} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot T_{II}}, \quad (6)$$

где S_{yvg1} — крутизна характеристики управления УГ1 по управляющему входу; κ — коэффициент усиления УПТ; $S_{\phi M}$ — крутизна модуляционной характеристики ФМ; T_{II} — постоянная времени интегратора; T_B — постоянная времени ФВЧ.

Выражение для ППМФ второго кольца ИФАПЧ2 после преобразований будет иметь вид

$$W_{i12}^H(p) = \frac{N_2 / R_2}{1 + p \cdot T_2 \cdot \frac{1}{F_{H2}(p)}}, \quad (7)$$

где $T_2 = \frac{N_2}{2\pi \cdot S_{д2} \cdot S_{\text{УГ}2}}$ — постоянная времени кольца ИФАПЧ2.

Перемножив (6) с (7), используя в качестве ФНЧ2 интегрирующий фильтр с передаточной функцией $F_{H2}(p) = \frac{1}{1+p \cdot T_{H2}}$ и пронормировав полученное выражение на $S_{\text{УГ}1} \cdot \frac{N_2}{R_2}$, получим нормированную ППМФ тандемного ЧМЦСЧ по схеме рис. 5.

$$W_{II}^H(p) = (1 - \kappa \frac{S_{\Phi M}}{S_{\text{УГ}1}} \cdot \frac{p T_B}{1 + p T_B} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot T_H}) \cdot \frac{1}{1 + p \cdot T_2 + p^2 \cdot T_2 \cdot T_{H2}} \quad (8)$$

Введём коэффициент регулирования цепи автокомпенсации

$$N_D = \kappa \cdot \frac{S_{\delta i}}{S_{\delta \delta i}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot T_{\dot{e}}}$$

В этом случае выражение (8) можно записать в виде

$$W_I^i(p) = (1 - N_P \frac{\delta \dot{O}_A}{1 + \delta \dot{O}_A}) \cdot \frac{1}{1 + p \cdot T_2 + p^2 \cdot T_2 \cdot T_{i2}} \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что при отсутствии цепи автокомпенсации, т.е. при $N_P=0$,

$$W_I^i(p) = \frac{1}{1 + p \cdot T_2 + p^2 \cdot T_2 \cdot T_{i2}} \quad (10)$$

следовательно, ПЧМ синтезатора с частотами, попадающими в полосу пропускания ФНЧ2, не ослабляются.

Заменяя в (9) p на $j\Omega$ с учётом $\Omega = 2\pi \cdot F$ и находя модули этих выражений, получим выражения для нормированной помеховой амплитудно-частотной характеристики (ПАЧХ)

$$A_{II}^H(F) = \sqrt{\frac{1 - N_P \frac{4\pi^2 \cdot F^2 \cdot T_B^2}{1 + 4\pi^2 \cdot F^2 \cdot T_B^2}}{1 + 4\pi^2 \cdot F^2 \cdot T_2^2 + 4\pi^2 \cdot F^2 \cdot T_2 \cdot T_{H2}}} \quad (11)$$

Рассчитаем $A_{II}^H(F)$ при фиксированных значениях $\dot{O}_2 = 2 \cdot 10^{-6} \tilde{n}$, $\dot{O}_A = 0,16 \cdot 10^{-3} \tilde{n}$, $\dot{O}_{i2} = 0,16 \cdot 10^{-5} \tilde{n}$, для различных значений N_P . График $A_{II}^H(F)$ при

$N_p = 0$ изображён на рис.7,а, при $N_p = 0.8$ — на рис. 7,б, при $N_p = 1.3$ — на рис. 7,в и при $N_p = 1$ — на рис. 7,г.

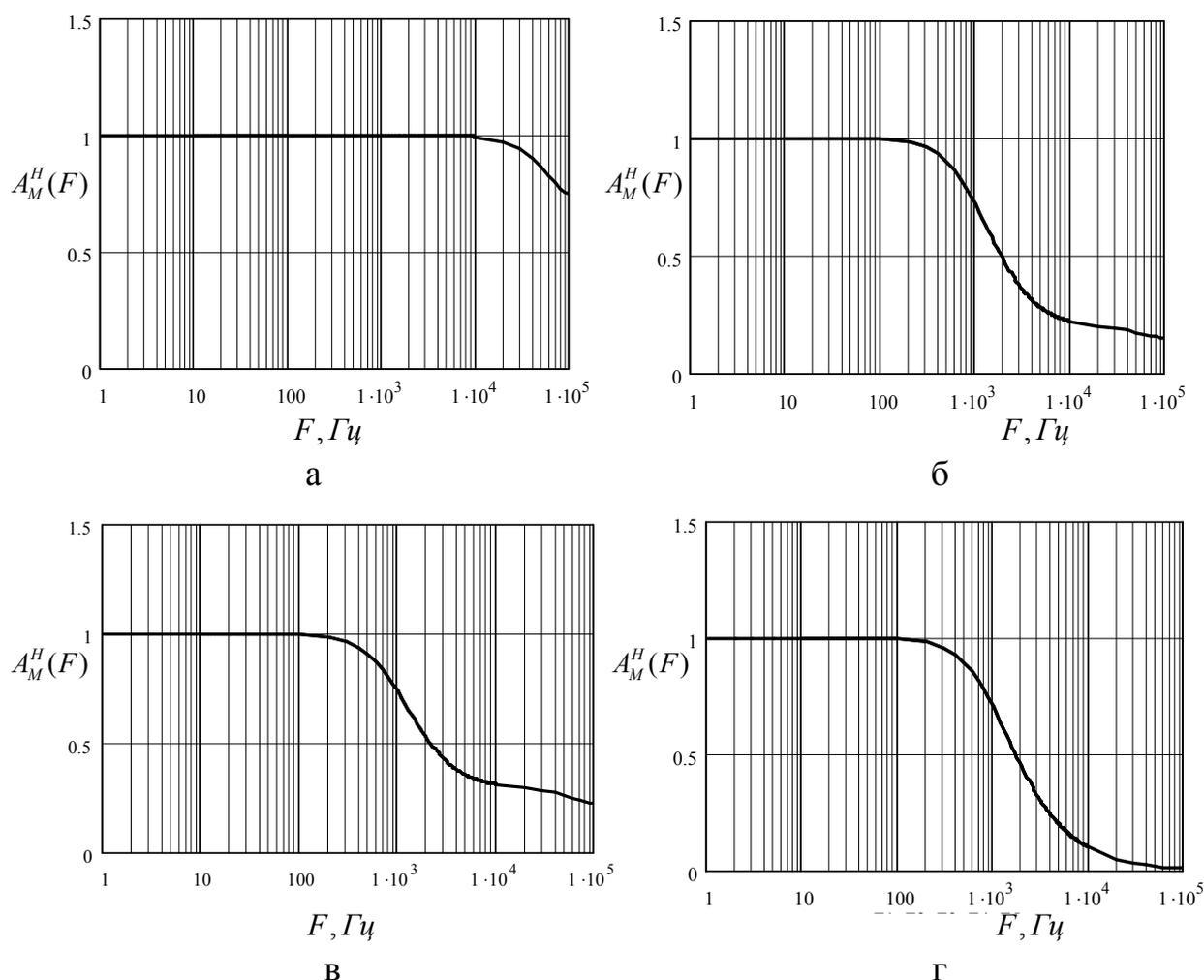


Рис. 7. Помеховые амплитудно-частотные характеристики при различных значениях коэффициента регулирования

Из графиков на рис. 7 видно, что дополнительный канал автокомпенсации по возмущению представляет собой ФНЧ для помехового напряжения, которое воздействует на канал управления с частотами, кратными частоте сравнения ИЧФД1. При $N_p = 1$ можно добиться существенного ослабления влияния помехового напряжения на спектр выходного сигнала тандемного ЧМЦСЧ, использующего метод ЧМ12.

Таким образом, предложенные в работе структурные схемы синтезаторов для компенсации частотных искажений и ПЧМ позволяют осуществить разрешение противоречий высокого быстродействия ЧМЦСЧ и малого уровня ПЧМ с частотами, кратными частоте сравнения ИЧФД1 первого кольца ИФАПЧ1, с помощью принципа автокомпенсации возмущений, при этом дополнительный канал авторегулирования фазы не оказывает никакого влияния на процессы, протекающие в кольце ФАПЧ, но дает возможность значительно улучшить фильтрацию помех на выходе устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Четкин О.В., Хохлов Н.С. Частотные характеристики тандемных цифровых синтезаторов частот с угловой модуляцией управляемого и опорного генераторов // Вестник Воронежского государственного технического университета. — 2009. — Том 5. — №4. — С. 72—75.
2. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. — М.: Связь, 1972. — 448с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Жайворонок Денис Александрович. Доцент кафедры ТКС. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 476-485.

Сластникова Ольга Сергеевна. Старший оперуполномоченный КМ УВД по Ханты-Мансийскому АО — Югре.

Россия, 628000, г. Ханты-Мансийск, ул. Ленина, 55. Тел. (4346) 739-8810.

Чёткин Олег Викторович. Старший преподаватель кафедры ТКОС. Кандидат технических наук.

ФГОУ ВПО ФСИН России.

E-mail: olegnetpro@rambler.ru

Россия, 394000, г. Воронеж, ул. Иркутская, 1а. Тел. (4732) 224-168.

Zhayvoronok Denis Alexandrovich. Assistant professor of Telecommunication Systems chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 476-485.

Slastnikova Olga Sergeevna. The senior authorized KM of the Department of Internal Affairs on Khants-Mansies autonomous region — Jugra.

Work address: Russia, 628000, Khantymansiysk, Lenin str., 55. Tel. (4346) 739-8810.

Chyotkin Oleg Victorovich. Senior lecturer of the chair of Technical Complexes of Security. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of FSIN of Russia.

Work address: Russia, 394000, Voronezh, Irkutskaya str., 1a. Tel. (4732) 224-168.

Ключевые слова к статье: тандемный синтезатор частот; угловая модуляция; паразитная частотная модуляция; канал автокомпенсации.

Key words: tandem synthesizer of frequency; angular modulation; parasitic frequency modulation; autocompensation channel.

УДК 621.396.42

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ



С.В. Бухарин,
*доктор технических наук, профессор,
Воронежская государственная
технологическая академия*



А.А. Темнышов

АНАЛОГИЯ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ

ANALOGY OF ALGORITHMS OF THE ADAPTIVE PHASED ANTENNA LATTICES AND EXPERT SYSTEMS

Установлена аналогия между структурными каркасами алгоритмов АЛС фазированных антенных решеток и экспертных систем. Сопоставлены между собой основные понятия и функции блоков алгоритмов и установлено их сходство.

The analogy between structural skeletons of algorithms adaptive linear adder of the phased antenna lattices and expert systems is established. The basic concepts and functions of blocks of algorithms are compared among themselves and their similarity is established.

В связи с постоянным совершенствованием адаптивных фазированных антенных решеток (ФАР) возникает необходимость в обеспечении эффективного подавления векторов помех, параметры которых частично известны, при условии полного сохранения информации о полезном сигнале. Совершенно аналогично, в теории экспертных систем возникает задача: при условии сохранения полезной информации о векторах оценок компетентных экспертов необходимо подавить или исключить векторы оценок экспертов, противоречащие оценкам остальной группы.

Следовательно, сделаем предположение о том, что такую задачу можно решить аналогично тому, как это эффективно осуществлено в теории адаптивных ФАР.

Для этого рассмотрим обобщенную модель адаптивного линейного сумматора (рис.1), где комплексный показатель определяет структуру алгоритма вычисления комплексного показателя качества J . На рисунке двойными стрелками обозначены векторы оценки количественных и качественных признаков. Пунктирной линией обведен линейный сумматор, реализующий вычисления составляющих показателя качества согласно формулам

$$f_1(\bar{x}_{кол}) = \hat{V}_{кол} \sum_j V_{j,кол} x_{j,кол}; \quad f_2(\bar{x}_{кач}) = \sum_j V_{j,кач} \bar{x}_{j,кач}; \quad f_3(P) = \frac{V_P}{P}.$$

Символом θ обозначен коммутатор, осуществляющий взвешенное суммирование результатов оценки количественных и качественных признаков согласно управляющим воздействиям блока адаптации. Внизу рисунка представлены еще три блока:

- 1) блок формирования весовых коэффициентов количественных признаков;
- 2) блок формирования весовых коэффициентов качественных признаков;
- 3) блок задания выбранной функции цены.

Для построения структурного каркаса адаптивного линейного сумматора алгоритма экспертной системы рассмотрим вначале линейный сумматор, обозначенный на рис.1 пунктирными линиями. Для исследования структуры введем упрощенную нотацию элементов структуры, модифицировав обозначения работы [1], обозначим любые однотипные элементы системы без какой-либо детализации их описания следующими символами: H — стационарный инерционный блок; K — нестационарный безынерционный блок; θ — коммутатор; Z — нелинейное звено; T — блок временной задержки. Символами $[\cdot]_N$ обозначим параллельное соединение N однотипных блоков, а символами $(\cdot)_L$ — последовательное соединение L блоков. Место приложения входных воздействий (сигналов) обозначим стрелкой \downarrow , место приложения помех — символом \Downarrow . Варьируемый в пределах рассматриваемой задачи элемент обозначим символом \approx или \sim , а если необходимо подчеркнуть случайность его вариации — символом \approx^p . Цепь обратной связи обозначим символом \Leftarrow , причем над стрелкой при необходимости могут быть приведены предложенные условные обозначения блоков этой цепи.

Тогда его структурный каркас имеет вид

$$\sum_{лс,э} = \downarrow [\tilde{K} \Downarrow KN\theta K]_{N+1} \theta. \quad (1)$$

Проведем ряд модификаций структурного каркаса, следуя правилам эквивалентных преобразований, изложенным в работе [1].

1. В формуле (1) символами $[\dots]_{N+1}$ обозначено наличие $N + 1$ параллельных ветвей обработки информации, где $N = N_{кол} + N_{кач}$ — общая сумма сумм количественных и качественных признаков объекта.

Величина $N + 1$ означает наличие еще одной ветви, учитывающей в комплексном показателе качества функцию цены.

Без ограничения общности мы можем переобозначить количество параллельных ветвей, записав (1) в следующем виде:

$$\sum_{лс,э} = \downarrow [\tilde{K} \downarrow KN\theta K]_N \theta \quad (2)$$

2. Двойная стрелка в последнем выражении обозначает воздействие $n_{ин,j}$ — нормально распределенных ошибок экспертов относительно идеального наблюдателя (усредненных ошибок всех экспертов при оценивании j -го признака). Учитывая линейность операции \tilde{K} и нормальность случайных величин ошибок, можно пересчитать их действие ко входу системы:

$$\sum_{лс,э} = \downarrow\downarrow [\tilde{K}KN\theta K]_N \theta \quad (3)$$

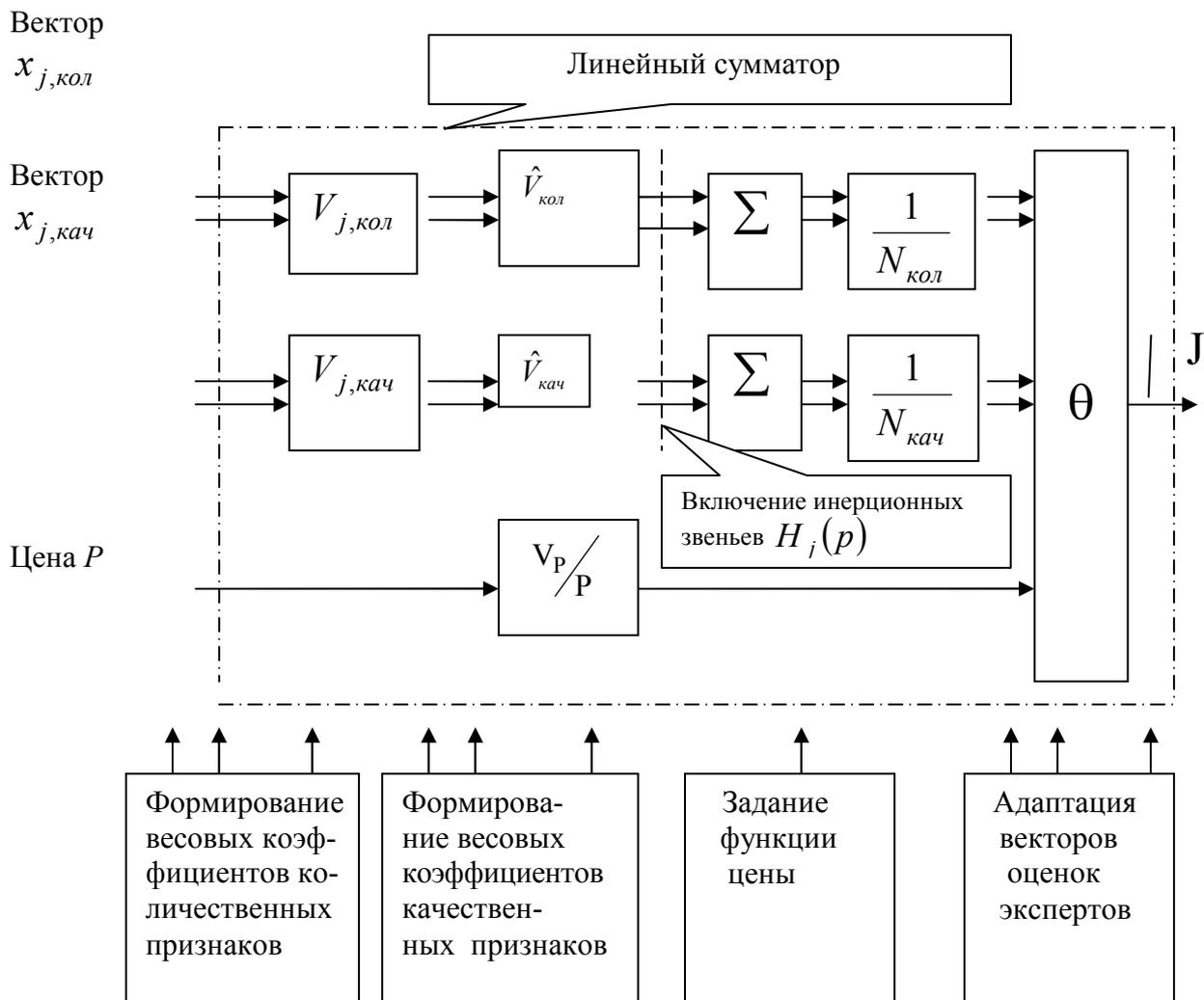


Рис. 1. Модель адаптивного линейного сумматора формирования комплексного показателя качества экспертной системы

3. Во многих практических случаях можно не учитывать инерционность ветвей АЛС: в теории адаптивных ФАР сигналы на каждый вход сумматора приходят с одного направления, поэтому частотные свойства канала передачи можно учитывать не «внутри», а на выходе сумматора; в теории экспертных систем зачастую можно считать, что время запаздывания оценок эксперта намного меньше, чем общее время

обработки результатов экспертизы. Тогда оператор H в формуле (3) можно опустить:

$$\sum_{\text{ЛС,Э}} = \Downarrow\Downarrow [\tilde{K}K\theta K]_N \theta . \quad (4)$$

4. Операторы θ и K можно поменять местами, поскольку последний не зависит от номера канала, а зависит лишь от общего числа признаков объекта, т.е.

$$\sum_{\text{ЛС,Э}} = \Downarrow\Downarrow [\tilde{K}KK\theta]_N \theta . \quad (5)$$

5. Операторы структурного каркаса означают лишь вид преобразования информации без его конкретных характеристик и параметров. Поэтому смежные операторы одного типа можно объединять согласно правилам эквивалентных преобразований каркаса [1]. Объединим последовательно следующие операторы KK , а также операторы $\theta\theta$:

$$\sum_{\text{ЛС,Э}} = \Downarrow\Downarrow [\tilde{K}K]_N \theta . \quad (6)$$

Можно убедиться, что после выполненных эквивалентных преобразований структурный каркас алгоритма экспертной системы $\sum_{\text{ЛС,Э}}$ практически совпадает со структурным каркасом $\sum_{\hat{\Delta}\Delta}$ фазированной антенной решетки, несмотря на то, что информационные процессы в этих приложениях совершенно различны.

Сравним между собой полученные структурные каркасы алгоритмов фазированных антенных решеток (ФАР) [2,3]

$$\Sigma_{\text{ФАР}} = \Downarrow\Downarrow \left[\begin{array}{c} \tilde{K} \ K \\ \phantom{\tilde{K}} \ \end{array} \right]_N \theta \quad (7)$$

и структурный каркас экспертной системы, который после проведенных в эквивалентных преобразований (2) — (6) принял аналогичный вид:

$$\sum_{\text{ЛС,Э}} = \Downarrow\Downarrow [\tilde{K}K]_N \theta . \quad (8)$$

Разумеется, речь идет только об общей структуре алгоритмов. Сравнимые системы имеют совершенно различную физическую природу, и их конкретные характеристики (частотные характеристики каналов, передаточные функции экспертов при использовании моделей человек-оператор, скорости и законы изменения параметров варьируемых звеньев \tilde{K} и т.д.) могут очень сильно различаться.

Формулы (7), (8) описывают только линейные сумматоры, не затрагивая механизма адаптации. Для сравниваемых систем этот механизм различен. Для ФАР воздействия, управляющие весовыми коэффициентами, формируются на основе выходного сигнала линейного сумматора. Используя оператор обратной связи \Leftarrow , каркас алгоритма адаптивного процессора ФАР символически можно записать в следующем виде:

$$\Sigma_{\text{ФАР}} = \Downarrow\Downarrow \left[\begin{array}{c} \tilde{K} \ K \\ \phantom{\tilde{K}} \ \end{array} \right]_N \theta . \quad (9)$$

$\uparrow \text{---} \Leftarrow$

Адаптация экспертных систем осуществляется иначе. Действительно, предварительная обработка векторов оценок экспертов, их нормировка и корреляционный анализ осуществляются ранее, до окончательного суммирования [1, 4]. Таким образом, структурный каркас АЛС экспертной системы примет вид, отличающийся от (9):

$$\sum_{\text{лс,э}} = \downarrow\downarrow \left[\begin{array}{c} \tilde{K}K \\ \uparrow \downarrow \end{array} \right]_N \theta . \quad (10)$$

Итак, несмотря на различную физическую природу, ФАР и экспертные системы теоретически могут рассматриваться с единых позиций, поскольку имеют фактически одинаковую структуру алгоритмов линейных сумматоров (7), (8). Однако алгоритмы адаптации существенно различаются (см. формулы (9), (10)), поскольку сигналы обратной связи получаются на различных этапах обработки информации.

Остановимся далее на схеме адаптивных линейных сумматоров реальных ФАР [2,3]. Во многих случаях при синтезе АЛС удается разделить пространственную и временную обработку, и тогда упрощенная схема линейного эквидистантного АЛС принимает вид, показанный на рис. 2, где α и β — углы, характеризующие направление на источники полезного сигнала и помехи соответственно; $s_i(t, \alpha)$ и $q_i(t, \beta)$ — сигнал и помеха на i -м элементе АЛС; w_i — элементы вектора весовых коэффициентов:

$$\vec{W}_L = (w_1, \dots, w_N)^T, \quad (11)$$

определяющего, в основном, диаграмму направленности АЛС; $R_i(t)$ — весовые функции, определяемые обратной корреляционной матрицей помех; $w_p(t)$ — весовая функция временной обработки.

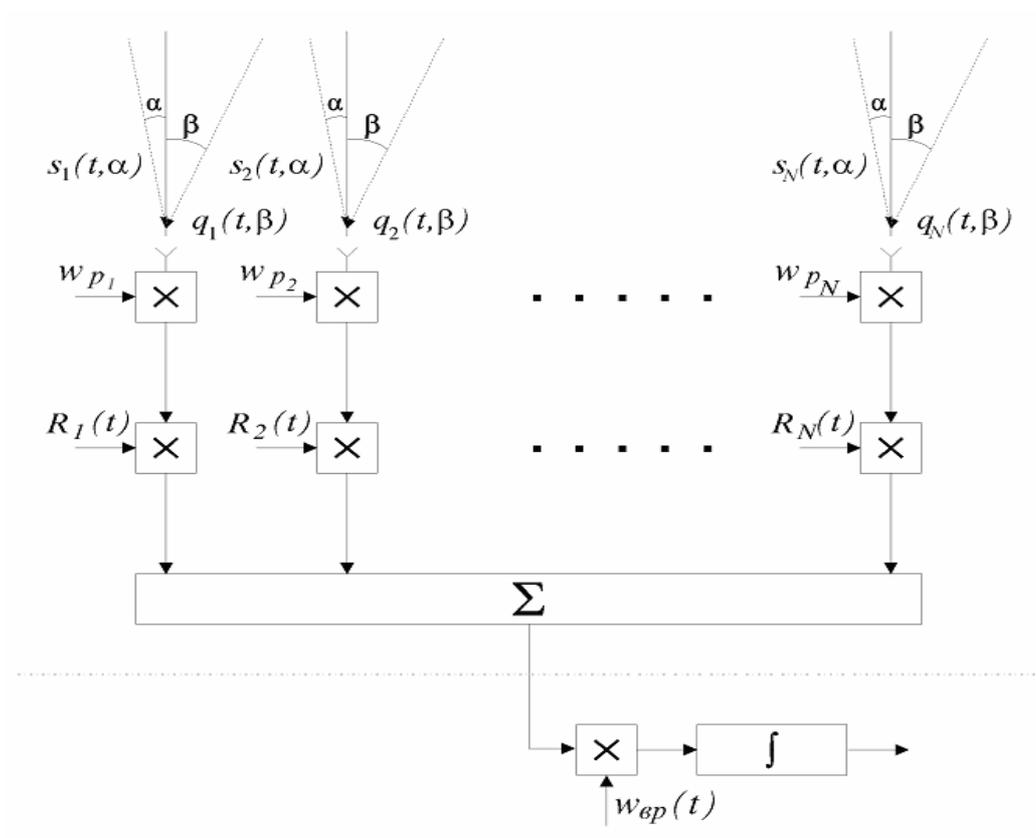


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема линейного сумматора ФАР

Кроме помехи, структурно близкой полезному сигналу, с направления, характеризуемого углом β , предполагается наличие аддитивной помехи типа белого шума. Следует заметить, что рассмотрение подобной схемы не ограничивает общности ре-

зультатов, поскольку дальнейшее их обобщение на случай многих источников помех не вызывает принципиальных затруднений. Рассматриваемая схема является М-моделью со структурным каркасом вида

$$\Sigma_{\Phi AP} = \downarrow\downarrow \left[\tilde{K}K \right]_N \theta KH, \quad (12)$$

дополненной по сравнению со схемой (7) двумя блоками алгоритма KH с учетом использования вместо идеального интегратора \int реальной интегрирующей цепи с передаточной функцией $H(p)$.

Исходя из проведенных исследований, можно произвести сравнение между собой моделей ФАР и экспертных систем (таблица).

Таким образом, установлено, что структурные каркасы линейных сумматоров ФАР и экспертных систем практически совпадают. Каркасы адаптивных сумматоров (9) и (10) совпадают с точностью до этапа образования обратной связи, а также по результатам сравнения можно с уверенностью сказать, что близкими оказываются и основные понятия этих систем.

Сравнение адаптивных ФАР и экспертных систем

Сравниваемые понятия	Адаптивные ФАР	Экспертные системы
Входные сигналы	Сигналы на входных элементах антенной решетки	Сигналы количественных и качественных признаков объекта
Количество параллельных каналов	N	N
Флуктуационная помеха	Нормально распределенный белый шум	Нормально распределенная ошибка оценки
Структурно заданные помехи	Векторы оценок нежелательных помех	Векторы оценок нежелательных экспертов
Нестационарные операторы \tilde{K}	Весовые коэффициенты нестационарных модуляторов настройки антенны	Весовые коэффициенты нестационарных модуляторов, настраиваемые по оценкам экспертов
Постоянные множители K	Постоянные весовые множители в каналах суммирования	Постоянные весовые множители в каналах суммирования
Выходной коммутатор θ	Выходной сумматор оценок сигналов по каналам	Выходной сумматор оценок признаков по экспертам
Способ адаптации	Доказана эффективность метода L-проблемы моментов	Предполагается эффективность метода L-проблемы моментов

ЛИТЕРАТУРА

1. Бухарин С.В., Рудалев В.Г. Методы и приложения теории нестационарных систем: монография.— Воронеж: Изд-во Воронежского госуниверситета, 1992.— 119 с.
2. Рыжков А.В., Темнышов А.А. Построение математической модели процессора адаптивной антенной решетки для анализа эффективности обработки сигналов // Теория и техника радиосвязи. — 2008. — Вып. 3. — С. 79—81.
3. Рыжков А.В., Темнышов А.А. Эффективность алгоритма адаптивного линейного сумматора // Теория и техника радиосвязи. — 2008. — Вып. 2. — С. 73—76.
4. Бабкин С.А. Оценка характеристик радиотехнических устройств с использованием экспертно-статистических методов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Воронеж, 2009. — 16 с.
5. Современная теория систем управления / под ред. К.Т. Леондеса. — М.: Наука, 1970. — 512 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Бухарин Сергей Васильевич. Профессор кафедры информационных систем в математическом моделировании и управлении. Доктор технических наук, профессор. Воронежская государственная технологическая академия.
E-mail: svbuharin@mail.ru
Россия, 394036, г. Воронеж, проспект Революции, 19. Тел. (4732) 554-267.

Темнышов Андрей Александрович. Старший инженер-программист отдела информационно-технического обеспечения учебного процесса. Воронежский институт МВД России.
E-mail: temnyshov@vimvd.ru
Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 623-250.

Bukharin Sergey Vasilyevich. Professor of chair of Information Systems in Mathematical Modelling and Management. Doctor of technical sciences, professor.
Work address: Russia, 394036, Voronezh, Prospect of Revolution, 19. Tel. (4732) 554-267.

Temnyshov Andrey Alexandrovich. The senior programming engineer of department of Information-Technical Maintenance of Educational Process.
Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 623-250.

Ключевые слова: адаптивный линейный сумматор; структурный каркас; фазированная антенная решетка; экспертная система.

Key words: adaptive linear adder; structural skeleton; phased antenna lattice; expert system.

УДК 363.397



В.В. Меньших,
доктор физико-математических наук,
профессор



С.А. Телкова,
кандидат педагогических наук,
доцент

ТЕХНОЛОГИЯ МОДУЛЬНОГО ПОСТРОЕНИЯ УЧЕБНЫХ КУРСОВ ИЗУЧЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ДИСЦИПЛИН В ВУЗАХ МВД РОССИИ

TECHNOLOGY OF MODULAR CONSTRUCTION OF MATHEMATICAL TRAINING COURSES IN HIGHER EDUCATIONAL INSTITUTIONS OF THE MINISTRY OF THE INTERIOR OF RUSSIA

Рассматривается технология модульного построения учебных курсов изучения математических дисциплин в рамках модульно-рейтинговой технологии обучения.

Technology of modular construction of mathematical training courses of mathematic academic subjects is considered from the viewpoint of modular-rating training technology.

В настоящее время особое внимание уделяется повышению качества математического образования как фундамента дальнейшей подготовки квалифицированных специалистов — сотрудников ОВД. Это обусловлено, в том числе, реализацией положений Болонской декларации, вхождением России в единое европейское образовательное пространство [1], что влечет за собой внедрение прогрессивных технологий обучения, одной из которых является модульно-рейтинговая технология обучения.

Модульно-рейтинговая технология обучения предполагает модульное обучение и рейтинговую систему оценки знаний обучаемых [2].

При модульном обучении реализуется способ организации учебного процесса на основе модульного построения содержания и структуры обучения.

Основным понятием теории модульного обучения является модуль. В педагогической литературе существуют различные подходы к определению модуля.

Зарубежные исследователи под модулем понимают:

- автономную, независимую единицу в спланированном ряде видов учебной деятельности, предназначенную помочь студенту достичь некоторых четко определенных целей [3];

- учебный пакет, охватывающий концептуальную единицу учебного материала и предписанных учащимся действий [4];

- обучающий замкнутый комплекс, в состав которого входят педагог, обучаемые, учебный материал и средства, помогающие обучающему и преподавателю реализовать индивидуализированный подход, обеспечить их взаимодействие [5].

По мнению отечественных исследователей, модуль представляет собой:

- интеграцию различных видов и форм обучения, подчиненных общей теме учебного курса или актуальной научно-технической проблеме [6];

- блок информации, включающий в себя логически завершённую единицу учебного материала, целевую программу действий и методическое руководство, обеспечивающее достижение поставленных дидактических целей [7];

- организационно-методическую междисциплинарную структуру учебного материала, предусматривающую структурирование информации с позиций логики познавательной деятельности [8];

- объем учебного материала, благодаря которому обеспечивается первичное приобретение некоторых теоретических и практических навыков для выполнения какой-либо конкретной работы [9].

Анализ приведенных определений модуля и опыт преподавания математических дисциплин в вузах показывает, что для их изучения целесообразно рассматривать модуль как комплекс, включающий учебное содержание и технологию овладения им в рамках одной учебной дисциплины, обеспечивающий формирование соответствующих профессиональных компетенций.

Модульный подход к обучению математическим дисциплинам предполагает модульное построение учебных курсов, которое основывается на нормативных документах (государственных образовательных стандартах высшего профессионального образования, учебных планах и примерных программах учебных дисциплин) и дидактических принципах модульного обучения [6]:

- принцип модульности — использование модулей как основного средства усвоения обучаемыми дозы учебной информации о предлагаемой профессиональной деятельности;

- принципы структуризации и проблемности обеспечивают иерархию дидактических целей, последовательность и целостность изложения, логическую завершенность и автономность модулей, проблемность содержания, наглядность представления модуля;

- принцип динамичности обеспечивает свободное изменение содержания модулей;

- принцип реализации обратной связи требует, чтобы процесс усвоения знаний был управляемым и существовала возможность его корректировки и контроля.

Дисциплины математического цикла читаются в течение нескольких семестров (от одного до четырех); каждый заканчивается экзаменом или зачетом. Поэтому в курсе их изучения структурно выделяются отдельные разделы, по одному на семестр обучения, которые разбиваются на подразделы, соизмеримые по времени и сложности их изучения.

Проведенный анализ опыта преподавания математических дисциплин позволил предложить следующие уровни представления модульных учебных курсов:

макроуровень, на котором осуществляются:

- определение цели и основных задач дисциплины;

- формулирование требований к уровню освоения содержания дисциплины;

- определение места учебного курса в профессиональной подготовке специалиста;

мезоуровень, на котором происходит:

- выделение разделов учебного курса, определение целей и задач их изучения, а также профессиональных компетенций;

- отбор содержания каждого раздела и подраздела с учетом внутри- и междисциплинарных связей, практической направленности;
- определение последовательности изучения разделов и подразделов учебного курса; *микроуровень*, на котором разрабатываются отдельные модули каждого раздела учебного курса.

Модульное построение учебного курса изучения математических дисциплин предполагает его структурирование на дисциплинарные модули — организационно выделенные части учебного курса, завершающиеся экзаменом или зачетом (контрольным модулем) и включающие в себя тематические модули, модуль самостоятельной работы и поощрительный модуль. Для дисциплинарного модуля определяются цели и задачи его изучения, а также профессиональные компетенции.

В каждом дисциплинарном модуле выделяют несколько тематических модулей — организационно-методических структур учебного курса, имеющих относительно самостоятельное значение и включающих в себя дидактические цели и логически завершенную часть учебного курса (раздел).

Подготовка к аттестации по математическим дисциплинам трудоемка, и ее частое проведение создавало бы препятствия обучаемым при изучении других дисциплин. С другой стороны, изучаемый материал в течение семестра столь объемный, что сдать его полностью с должным качеством проблематично.

Поэтому целесообразно проводить одну промежуточную аттестацию и, следовательно, выделять в каждом дисциплинарном модуле два тематических модуля, заканчивающихся итоговым занятием — коллоквиумом. Это позволяет перераспределить время итогового контроля на итоговые занятия по каждому тематическому модулю с возможностью частичной или полной передачи учебного материала в конце изучения всего дисциплинарного модуля.

По тематическому модулю проводят следующие виды работ:

- устные и письменные опросы по темам;
- решение практических заданий;
- решение домашних заданий;
- виды работ, определяемые преподавателем.

Контрольный модуль включает набор контрольно-оценочных материалов и рекомендации по оценке качества обучения. В его состав входят:

- входной контроль — выявление базовых знаний обучаемых из школьного курса математики, остаточных знаний по ранее изученным дисциплинарным модулям, которые необходимы для успешного освоения данного дисциплинарного модуля;
- рубежный контроль осуществляется по результатам итогового занятия по первому тематическому модулю или отражает результаты текущей успеваемости;
- промежуточный (итоговый) контроль, который проводится в форме экзамена (зачета). Этот вид контроля может реализовываться в распределенном виде в форме итогового занятия (коллоквиума) в конце каждого тематического модуля.

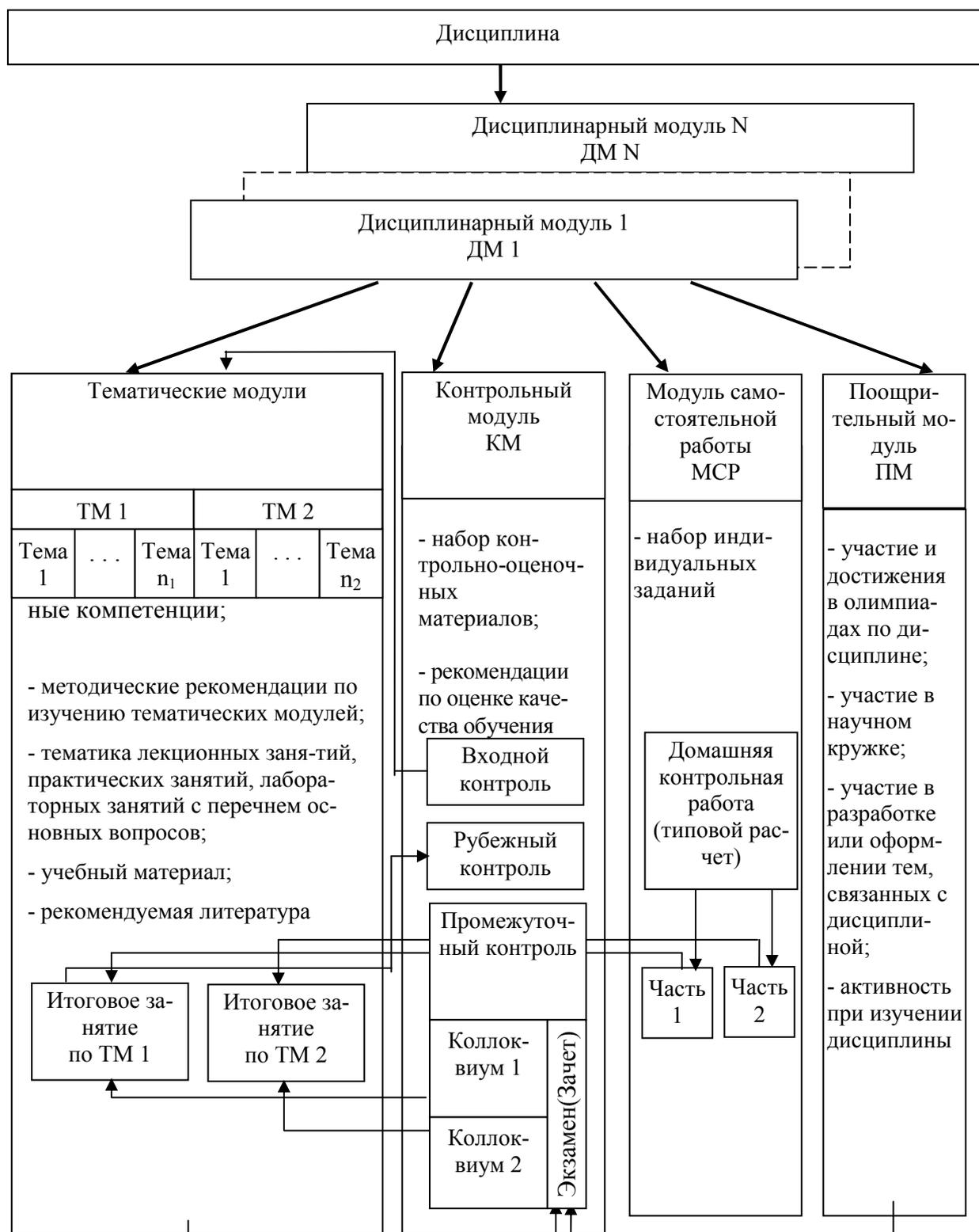
Модуль самостоятельной работы содержит домашнюю контрольную работу, представляющую собой традиционный типовой расчет. Домашняя контрольная работа разбита на части, соответствующие материалу тематических модулей.

Каждому обучаемому в начале семестра выдается индивидуальный вариант заданий сразу по всем тематическим модулям и с указанием сроков сдачи. Он выполняется в рамках самостоятельной работы на самоподготовке. При этом обучаемые могут консультироваться с преподавателем по появившимся в ходе решения вопросам.

В поощрительном модуле учитываются:

- участие и достижения в олимпиадах по дисциплине;
- участие в научном кружке;
- участие в разработке или оформлении тем, связанных с изучаемой дисциплиной;
- активность при изучении дисциплины.

Структура модульного учебного курса представлена на рисунке.



Наглядное представление раздела «Алгебра и аналитическая геометрия» дисциплинарного модуля 1 по специальности 210403.65 — Защищенные системы связи в рамках модульного учебного курса показано в таблице.

Дисциплинарный модуль ДМ 1

№ темы	Название темы	Всего часов	Ауд.	В том числе			Самостоятельная работа
				лекции	практ. занятия	лаб. занятия	
Тематический модуль 1 «Алгебра»							
Входной контроль							
1	Матрицы	6	4	2	2		2
2	Определители	6	4	2	2		2
3	Системы линейных уравнений	12	10	4	6		2
4	Векторная алгебра	10	8	4	4		2
5	Комплексные числа	6	4	2	2		2
6	Многочлены	6	4	2	2		2
7	Векторные пространства и линейные операторы	6	4	2	2		2
	Часть 1 домашней контрольной работы (типового расчета)	10					10
	Итоговое занятие по тематическому модулю 1 «Алгебра»	8	4		4		4
Тематический модуль 2 «Аналитическая геометрия»							
Входной контроль							
1	Прямая на плоскости	8	6	2	4		2
2	Кривые второго порядка	10	8	4	4		2
3	Прямая и плоскость в пространстве	10	8	4	4		2
4	Поверхности второго порядка	6	4	2	2		2
	Часть 2 домашней контрольной работы (типового расчета)	10					10
	Итоговое занятие по тематическому модулю 2 «Аналитическая геометрия»	8	4		4		4
	Поощрительный модуль						
	Экзамен						
	Итого:	122	72	30	42		50

Модульное обучение неразрывно связано с рейтинговой системой оценки знаний обучаемых. Рейтинговая система оценки знаний основана на индивидуальном накоплении оценок каждого вида работы в дисциплинарном модуле в рейтинговых баллах. Она строится на регулярной работе обучаемых в течение всего семестра и на систематическом контроле полученных ими знаний.

Тематический модуль включает несколько тем, на освоение каждой из которых может отводиться одно и более занятий в зависимости от сложности темы. Текущая ус-

певаемость, оцениваемая баллами, должна отражать результаты изучения отдельных тем тематических модулей. Это связано с тем, что быстрота усвоения материала индивидуальна для каждого обучаемого.

В модульно-рейтинговой технологии допускается возможность оценки знаний обучаемых без экзаменов или специально проведенного зачета. Особенностью реализации модульно-рейтинговой технологии при преподавании математических дисциплин является то, что данное условие выполняется в случае успешной сдачи материала каждого тематического модуля на итоговых занятиях. Возможность быть аттестованным без экзамена, то есть по результатам итоговых занятий тематических модулей, является дополнительным стимулом для обучаемых к ритмичной, напряженной и планомерной работе в течение семестра. Обучаемым дается возможность повысить рейтинг на экзамене или зачете.

Предложенная структура может быть использована при модульном построении не только математических, но и других учебных дисциплин.

ЛИТЕРАТУРА

1. О реализации положений Болонской декларации в системе высшего профессионального образования Российской Федерации: приказ Министерства образования и науки РФ от 15 февраля 2005 г. № 40 // Бюл. Министерства образования РФ. Высш. и сред. проф. образование. — 2005. — № 4. — С. 21—27.
2. Примерное положение об организации учебного процесса в высшем учебном заведении с использованием системы зачетных единиц: Приложение к письму Минобразования России от 9 марта 2004 г. № 15-55-357 ин/15.
3. Goldschmid M. Modular Instruction in Higher Education // Higher Education. — 1972. — N 2. — P. 15—32.
4. Russel J.D. Modular Instruction // A Guide to the Design, Solution, Utilization & Evaluation of Modular Materials. Minneapolis, Minnesota: Burgess Publishing Company, 1974. — 164 p.
5. Owens G. The Module in «Universities Quarterly» / G. Owens // Universities Quarterly, Higher education and society. — 1975. Vol. 25, N 1. — P. 20—27.
6. Гареев В.М., Куликов С.И., Дурко Е.М. Принципы модульного обучения // Вестник высшей школы. — 1987. — № 8. — С. 30—33.
7. Юцявичене П.А. Теория и практика модульного обучения. — Каунас: Швиеса, 1989. — 271 с.
8. Карпов В.В., Катханов М.Н. Инвариантная модель интенсивной технологии обучения при многоступенчатой подготовке в вузе.— М.: Исследовательский центр проблем качества подготовки специалистов, 1992. — 141 с.
9. Батышев С.Я. Блочно-модульное обучение.— М.: Транс-сервис, 1997.— 225 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Меньших Валерий Владимирович. Начальник кафедры высшей математики. Доктор физико-математических наук, профессор.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: menshikh@vmail.ru.

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 623-397.

Телкова Светлана Анатольевна. Доцент кафедры высшей математики. Кандидат педагогических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: tsa76@inbox.ru.

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 623-397.

Menshikh Valery Vladimirovich. The head of the chair of High Mathematics. Doctor of physical and mathematical sciences, professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 623-397.

Telkova Svetlana Anatolyevna. Assistant professor of the chair of High Mathematics. Candidate of sciences (pedagogics), assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 623-397.

Ключевые слова к статье: модульно-рейтинговая технология обучения; дисциплинарный модуль; тематический модуль; контрольный модуль; модуль самостоятельной работы; поощрительный модуль.

Key words: modular-rating training technology; academic subject module; thematic module; control module; self-study module; incentive module.

УДК 378



А.В. Данеев,
доктор технических наук,
профессор, ВСИ МВД
России



А.А. Воробьев,
доктор технических наук,
старший научный сотрудник,
НПО «Орион»



Д.М. Лебедев,
НПО «Орион»

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРЕТИКО-ИГРОВЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

APPLICATION OF THEORETICAL GAME MODELS FOR INVESTIGATION OF FUNCTIONING QUALITY OF COMPLEX ORGANIZING TECHNICAL SYSTEMS

Рассмотрены общие подходы для исследования качества функционирования сложных организационно-технических систем на основе применения моделей многошаговых игр с полной и неполной информацией. Разработаны рекомендации по практическому применению теоретико-игровых моделей в процессе выявления уязвимых мест сложных систем и формирования решений по организации защиты обрабатываемой в них информации.

General approaches on investigation of functioning quality of complex organizing technical systems using application models of multi-step games with whole and non-whole information are considered. There are formulated recommendations about practical applications of game-theoretical models in the process investigation process of weak sides of complex systems and about forming decisions for organization defense of information.

Широкое внедрение информационных технологий во все сферы жизнедеятельности экономически развитых государств и сопутствующая ему повсеместная интеграция средств вычислительной техники определили существенную зависимость важнейших процессов в экономической, политической, промышленной, военной, социальной деятельности от качества функционирования сложных организационно-технических систем (СОТС). Современные СОТС широко используются также в существующей информационной инфраструктуре Российской Федерации и в значительной степени влияют на обеспечение жизнедеятельности и формирование условий для дальнейшего развития государства. В зависимости от реализации конкретных информационных технологий СОТС представляют собой достаточно жестко определенную совокупность

программных, аппаратных и организационных (информационных, математических, лингвистических и других) средств и включают:

- информационные ресурсы, содержащие информацию, необходимую для реализации тех или иных основных процессов;
- средства и системы информатизации (сети и системы), программные средства (операционные системы, системы управления базами данных и др.), автоматизированные системы управления, системы связи и передачи данных, осуществляющие прием, обработку, хранение и передачу информации, их информативные физические поля;
- технические средства и системы, обрабатывающие информацию, а также сами помещения, предназначенные для обработки такой информации;
- персонал, обеспечивающий деятельность СОТС;
- систему нормативно-технических документов, регламентирующих применение и функционирование сложных систем.

В то же время прогрессирующее усложнение СОТС, резко повышая возможности реализации основных государственных процессов, одновременно определяет их уязвимость от воздействия неблагоприятных факторов (НФ) самой различной природы. Для любой компоненты (ресурса) СОТС имеют место угрозы воздействия НФ, приводящих к нарушению штатного режима функционирования системы, а также нарушению конфиденциальности, целостности и доступности информации. В свою очередь, эти угрозы можно классифицировать на случайные и преднамеренные. Случайная (непреднамеренная) угроза имеет случайный характер появления. В отличие от этого преднамеренная угроза характеризуется скрытым, целенаправленным характером появления (инициализации) и, как правило, имеет средства маскировки в физической или информационно-программной среде. Основными НФ случайной природы являются:

- собственно факторы, вызванные природными бедствиями и катастрофами (пожары, наводнения и т. п.);
- сбои и отказы технических и программных средств, происходящие без участия персонала, обеспечивающего деятельность СОТС («надёжные» сбои и отказы).

Проявление НФ случайной природы, как правило, приводит к нарушению функционирования технических и программных средств сложных систем или к потере информации. При этом в большинстве практических ситуаций возможно оперативное восстановление работоспособности СОТС. При возникновении НФ случайной природы не происходит преднамеренного хищения информации, циркулирующей в сложных системах, с целью её дальнейшего незаконного использования. В связи с этим возникающий ущерб является относительно небольшим и не приводит к последствиям, угрожающим жизнедеятельности государства.

Неблагоприятные факторы целенаправленного характера связаны с умышленной злонамеренной деятельностью обслуживающего персонала СОТС и лиц, не являющихся пользователями сложных систем (например, при реализации удаленного несанкционированного доступа). Реализация целенаправленных НФ способна привести к необратимым процессам в политической, экономической, промышленной, военной, социальной, экологической и других сферах деятельности государства. Хотя методы осуществления преднамеренных воздействий на СОТС достаточно хорошо известны, число способов их реализации неуклонно возрастает. Появляются специализированные инструментальные средства, обеспечивающие достаточно высокие оперативность и эффективность воздействий. Это, в свою очередь, значительно снижает требования к квалификации «злоумышленника» и, следовательно, является предпосылкой существенного роста количества несанкционированных воздействий на СОТС. В дальнейшем увеличение номенклатуры используемых программных и аппаратных платформ, интеграция

достаточно разнородных вычислительных средств также может привести к росту числа неблагоприятных (информационных) воздействий на СОТС.

В связи с этим практически значимой становится задача обеспечения требуемого качества функционирования СОТС как при целенаправленном (умышленном) воздействии НФ, так и при проявлении природных НФ. Однако существенная разнородность архитектур современных СОТС, определяемая их целевым назначением, обусловила также многообразие применяемых аппаратных и программных средств, территориально распределенных на больших расстояниях и объединенных посредством коммуникационного оборудования. Данное обстоятельство существенно усложняет создание единых методических решений по обеспечению требуемого качества функционирования таких систем и определило выбор в качестве объекта исследования СОТС.

С позиций системного подхода, требуемое качество функционирования сложных систем должно обеспечиваться за счет синтеза и практического применения соответствующих алгоритмов управления. Построение этих алгоритмов, в свою очередь, основано на формализации процессов функционирования СОТС в условиях воздействия НФ. Используемые для описания таких процессов аналитические модели должны учитывать связность воздействия НФ на сложную систему, а также неполноту информации о целях и возможностях участников конфликта.

В общем случае при условии конечности (в фиксированный момент времени) множества НФ возможно исследование качества функционирования СОТС с применением моделей, построенных на основе математических методов теории игр, теории графов, теории конечных автоматов с памятью, теории множеств, теории нейронных сетей и других. Для разработки достаточно универсальных и наглядных моделей, описывающих динамические конфликтные ситуации, наиболее целесообразным считается использование методов теории позиционных (для процессов с дискретным временем) или дифференциальных (если процесс является непрерывным во времени) игр, позволяющих исследовать общее правило нахождения оптимального решения [1, 2]. При этом задача нахождения целевого функционала, однозначно определяющего функции выигрыша участников конфликта, выходит за рамки моделирования и является самостоятельной задачей.

Рассмотрим в терминах теории позиционных (конечношаговых) игр общую идею построения моделей исследования защищенности СОТС при условии неполноты информации о последовательности реализации НФ. Пусть игра задана древовидным графом

$$G=(O, F),$$

где O — конечное множество вершин; F — отображение, ставящее в соответствие каждой точке $o \in O$ подмножество $F_o \in O$.

Для двух игроков («Защита» и «Нападение») множество вершин O разбивается на множества очередности первого и второго игрока O^1 и O^2 соответственно, причем $O^1 \cup O^2 = O$, $O^1 \cap O^2 = \emptyset$. Функции $P1(O)$ и $P2(O)$ являются функциями выигрыша. В ходе конфликта реализуется некоторая последовательность $o_k \in O$, определяющая путь в древовидном графе G , исходящий из начальной позиции o_0 и достигающий одной из окончательных позиций, для которых $F_{o_k} = \emptyset$.

При полной информации о стратегиях поведения участников конфликта каждая сторона при совершении выбора в позиции $o_k \in O^1$ ($o_{k+1} \in O^2$) уже знает эту позицию o_k (или o_{k+1}), что позволяет восстановить все предшествующие позиции [2]. Определим стратегию первого игрока как однозначное отображение ρ_1' , которое каждой вершине $o_k \in O^1$ ставит в соответствие некоторую вершину $o_{k+1} \in O^2$. Множество всех возможных стратегий первого игрока обозначим ρ_1 , второго — ρ_2 . Упорядоченный набор (ρ_1', ρ_2') ,

где $\rho_1' \in \rho_1, \rho_2' \in \rho_2$, называется ситуацией в игре. Любая ситуация (ρ_1', ρ_2') однозначно определяет выигрыши в окончательных позициях $P1(O)$ и $P2(O)$.

В качестве примера рассмотрим следующую ситуацию (рис. 1). Пусть игрок 1 обеспечивает требуемое качество функционирования СОТС, а игрок 2 реализует множество НФ. Допустим, подыгра $\Gamma_{[11]}$ означает установку пароля, $\Gamma_{[21]}$ и $\Gamma_{[22]}$ — попытку подбора пароля, $\Gamma_{[12]}, \Gamma_{[13]}$ — использование методов обнаружения подбора пароля, $\Gamma_{[23]}, \Gamma_{[24]}, \Gamma_{[25]}$ и $\Gamma_{[26]}$ — попытку изменения прав доступа. На графе игры наличие действия (средства) обозначим символом «+». Уже в таком упрощенном виде первый игрок имеет $2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$ стратегий, а второй — $2^6 = 64$ стратегии. Нормализация игры позволяет свести ее к биматричной размерностью $8 \cdot 64$.

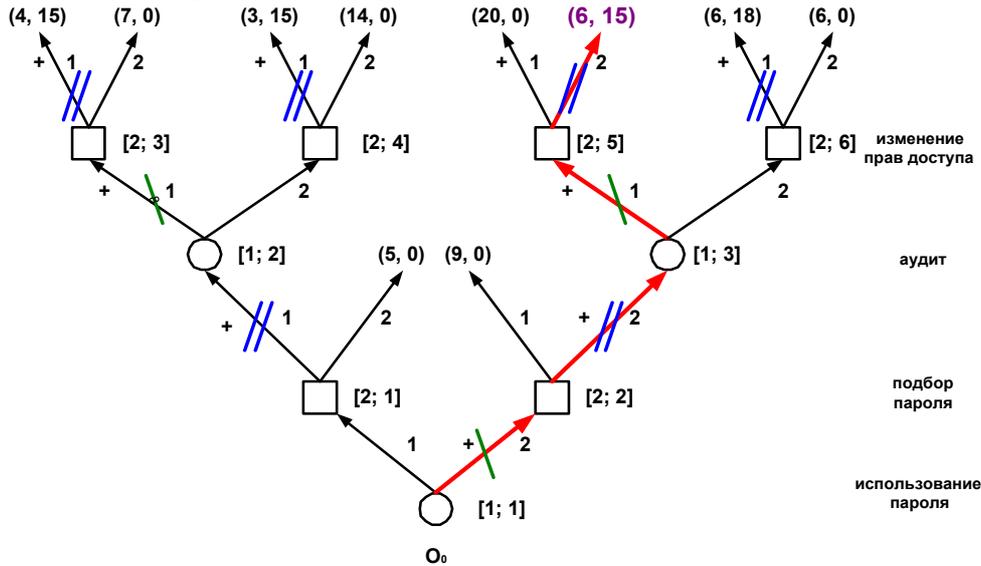


Рис. 1. Древовидный граф, описывающий конфликт «оборона — нападение» при известной последовательности реализации НФ

Для анализа игры применяется рекурсивная процедура построения абсолютного равновесия по Нэшу. При условии максимальной недоброжелательности сторон, соответствующем минимаксному критерию, первый игрок в $\Gamma_{[13]}$ выберет первую стратегию с исходом $P_1'(2.5) = 6$ и $P_2'(2.5) = 15$. Решением игровой ситуации являются чистые стратегии сторон

$$\rho_1^{*}(\cdot) = (2, 1, 1), \quad \rho_2^{*}(\cdot) = (1, 2, 1, 1, 2, 1)$$

с выигрышем

$$P1(\cdot) = 6;$$

$$P2(\cdot) = 15.$$

Таким образом, исследование конфликта с использованием теоретико-игровой модели с полной информацией показывает (для данной функции выигрыша), что при отсутствии оперативного реагирования по факту выявления подбора пароля (сравнительно малый выигрыш первой стороны) первому игроку целесообразно использовать парольную защиту и применять методы контроля использования средств подбора пароля в СОТС. Второму игроку выгодна реализация НФ, в частности в связи с низкой оперативностью ответных действий.

В практически значимых ситуациях конфликт типа «оборона — нападение» имеет гораздо более сложную природу. Это обусловлено, прежде всего, отсутствием достоверной информации о факте применения одной из сторон той или иной стратегии в известной

вершине в заданный момент времени. В таком случае форма задания множества стратегий будет иной, определяющей конечношаговую игру с неполной информацией.

Пусть для рассмотренного ранее примера (см. рис. 1) стороны не имеют оперативной информации о результатах аудита. Подыгры $\Gamma_{[12]}$ и $\Gamma_{[13]}$ будут объединены в одно информационное множество (рис. 2), что означает факт их неразличимости. Размерность биматричной игры в этом случае уменьшится и составит 4×64 . Это означает, что уменьшение информированности игроков о ситуациях в игре облегчает процесс принятия решения.

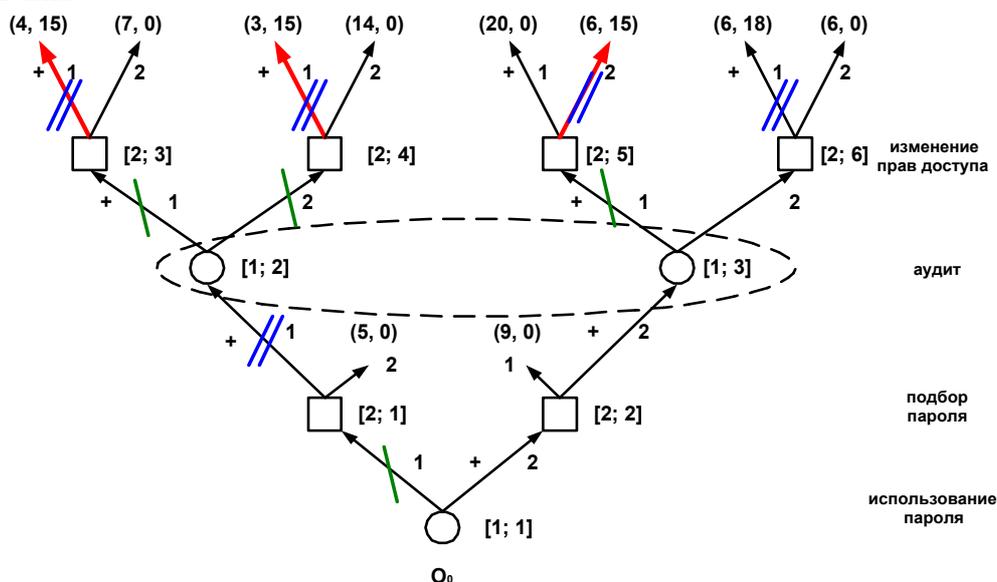


Рис. 2. Изменение информационных множеств при условии неполноты информации о последовательности реализации НФ

Неоднозначность положения игрока в информационном множестве позволяет априорно рассчитать необходимую стратегию поведения в игре с неполной информацией. Такая стратегия поведения будет интерпретироваться как вероятность выбора альтернативы в каждом информационном множестве.

Для примера проведем анализ рассмотренной конфликтной ситуации на основе сведения ее к биматричной игре. Первый игрок делает первый ход, во время которого он может выбрать одну из двух стратегий. На третьем ходу первый игрок, не зная своего состояния в информационном множестве, может выбрать также только одну из двух стратегий (№1 и №2). Пусть запись $I[m_1, m_2]$ означает, что первый игрок выбрал на третьем ходу стратегию m_1 при условии выбора на первом ходу стратегии m_2 . Всего первый игрок имеет 4 стратегии:

- $I[1, 1]$ — « $m_1=m_2$ »;
- $I[1, 2]$ — « $m_1 \neq m_2$ »;
- $I[2, 1]$ — « $m_1=1$ »;
- $I[2, 2]$ — « $m_1=2$ ».

Пусть запись $II[n_1, n_2]$ означает, что второй игрок на втором ходу выбрал стратегию n_1 при условии выбора первым игроком на первом ходу стратегии n_2 . На втором ходу второй игрок имеет 4 стратегии:

- $II[1, 1]$ — « $n_1=n_2$ »;
- $II[1, 2]$ — « $n_1 \neq n_2$ »;
- $II[2, 1]$ — « $n_1=1$ »;

$\Pi[2, 1]$ — « $n_1=2$ ».

Обозначим записью $\Pi(n_1, [n_2, n_3, n_4])$ состояние, когда второй игрок на четвертом ходу выбрал стратегию n_1 при выполнении условий:

первый игрок на первом ходу выбрал стратегию n_2 ;

второй игрок на втором ходу выбрал стратегию n_3 ;

первый игрок на третьем ходу выбрал стратегию n_4 .

Тогда к четвертому ходу второй игрок имеет 9 стратегий:

$\Pi(1, [1, 1, 1])$ — « $n_1=n_4$ при $n_2=n_3=1$ »;

$\Pi(2, [1, 1, 1])$ — « $n_1 \neq n_4$ при $n_2=n_3=1$ »;

$\Pi(1, [1, 1, 2])$ — « $n_1=1$ при $n_2=n_3=1$ »;

$\Pi(2, [1, 1, 2])$ — « $n_1=2$ при $n_2=n_3=1$ »;

$\Pi[1, 2]$ — условие для двухходовой ситуации;

$\Pi(1, [2, 2, 1])$ — « $n_1=n_4$ при $n_2=n_3=2$ »;

$\Pi(2, [2, 2, 1])$ — « $n_1 \neq n_4$ при $n_2=n_3=2$ »;

$\Pi(1, [2, 2, 2])$ — « $n_1=1$ при $n_2=n_3=2$ »;

$\Pi(2, [2, 2, 2])$ — « $n_1=2$ при $n_2=n_3=2$ ».

Описывающая конфликт биматричная игра представлена в таблице.

Решением игры в смешанных стратегиях является следующее:

$\rho_1^1(0,225)=(1, 1)$; $\rho_1^2(0,275)=(1, 2)$; $\rho_1^3(0,5)=(2, 1)$; $\rho_2(\cdot)=(1, 2, 1, 1, 2, 1)$,

с выигрышем

$P1(\cdot)=4,725$; $P2(\cdot)=15$.

Форма задания биматричной игры, описывающей конфликт «оборона—нападение» с неполной информацией

		Сторона «Защита»			
		$\Pi[1, 1]$	$\Pi[1, 2]$	$\Pi[2, 1]$	$\Pi[2, 2]$
Сторона «Нападение»	$\Pi(1, [1, 1, 1])$	4, 15	14, 0	4, 15	14, 0
	$\Pi(2, [1, 1, 1])$	7, 0	3, 15	7, 0	3, 15
	$\Pi(1, [1, 1, 2])$	4, 15	3, 15	4, 15	3, 15
	$\Pi(2, [1, 1, 2])$	7, 0	14, 0	7, 0	14, 0
	$\Pi[1, 2]$	5, 0	9, 0	5, 0	9, 0
	$\Pi(1, [2, 2, 1])$	6, 0	20, 0	20, 0	6, 0
	$\Pi(2, [2, 2, 1])$	6, 18	6, 15	6, 15	6, 18
	$\Pi(1, [2, 2, 2])$	6, 18	20, 0	20, 0	6, 18
	$\Pi(2, [2, 2, 2])$	6, 0	6, 15	6, 15	6, 0

Таким образом, исход игры с неполной информацией оказывается менее благоприятным при снижении уровня информированности игрока (ранее первая сторона имела выигрыш $P1(\cdot)=6$).

В целом представленные в статье теоретико-игровые модели предназначены для исследования качества функционирования СОТС в случаях рассмотрения НФ как совокупности зависимых воздействий с известной (с полной информацией) или с неизвестной (с неполной информацией) последовательностью реализации. При этом в первом случае отсутствие оценочных значений «промежуточных» вершин древовидного графа определяет неоднозначность решения (парадокс Эрроу). В отличие от этого при использовании теоретико-игровых моделей с неполной информацией неоднозначность положения игрока в информационном множестве, включающем несколько позиций, позволяет заранее (до выполнения последовательности тех или иных ходов в игре) указать необходимую

стратегию поведения. Достаточно очевидно, что сокрытие своих стратегий поведения от другого игрока и получение дополнительной информации о его возможностях приводят к гарантированному улучшению исхода конфликтной ситуации. Комбинированное практическое применение разработанных авторами моделей позволяет прогнозировать сценарии воздействия НФ на сложную систему, выявлять наиболее опасные из них и принимать рациональные решения о предотвращении воздействий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Берзин Е.А. Оптимальное распределение ресурсов и элементы синтеза систем. — М.: Советское радио, 1974. — 304 с.
2. Теория игр: учебное пособие для университетов / Л.А. Петросян [и др.]. — М.: Высшая школа, Книжный дом «Университет», 1998. — 304 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Данеев Алексей Васильевич. Начальник учебного отдела. Доктор технических наук, профессор.

Восточно-Сибирский институт МВД России.

Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 110. Тел. (3952) 410-112.

Воробьев Альберт Анатольевич. Ведущий научный сотрудник. Доктор технических наук, старший научный сотрудник.

Открытое акционерное общество «Научно-производственная организация «Орион».

Россия, 143090, Московская область, г. Краснознаменск, ул. Октябрьская, 7.

Лебедев Денис Михайлович. Научный сотрудник.

Открытое акционерное общество «Научно-производственная организация «Орион».

Россия, 143090, Московская область, г. Краснознаменск, ул. Октябрьская, 7.

Daneev Aleksey Vasilievich. The chief of the scholastic division. Doctor of technical sciences, professor.

East-Siberian Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 664074, Irkutsk, Lermontov str., 110. Tel. (3952) 410-112.

Vorobiev Albert Anatolievich. The main scientific employee.

Open join-stock company "Research-and-production organization "Orion". Doctor of technical sciences.

Work address: Russia, 143090, Moscow region, Krasnoznamensk, Ocyabrskaya str., 7.

Lebedev Denis Mikhaylovich. The scientific employee.

Open join-stock company "Research-and-production organization "Orion".

Work address: Russia, 143090, Moscow region, Krasnoznamensk, Ocyabrskaya str., 7.

Ключевые слова к статье: сложные организационно-технические системы; программные средства; неблагоприятные факторы; игры с неполной информацией.

Key words: complex organizing-technical systems; software programs; disadvantage factors; games with incomplete information.

УДК 519.83



В. В. Подколзин,
*Кубанский государственный
университет*



В. О. Осипян,
*доктор физико-математических наук,
профессор, Кубанский государственный
университет*

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРХНЕЙ ГРАНИЦЫ ЧИСЛА ВХОДОВ ДЛЯ РЮКЗАЧНЫХ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

ABOUT ONE METHOD OF DEFINITION OF THE UPPER LIMIT OF NUMBER OF INPUTS FOR KNAPSACK SYSTEMS OF PROTECTION OF THE INFORMATION

Рассматриваются вопросы определения верхней границы числа решений входов рюкзачных систем защиты информации. Определены критерии инъективности рюкзачных систем, а также метод вычисления максимального количества решений для заданного входа для неинъективных рюкзачных систем.

Questions of definition of the upper limit of number of decisions of inputs of knapsack systems of protection of the information are considered. Criteria of injective knapsack systems and the method of calculation of a maximum quantity of decisions for the given input for not injective knapsack systems are determined.

Как известно [1—3], криптостойкость рюкзачных систем защиты информации (РСЗИ) на основе заданного рюкзака зависит от первоначального способа кодирования элементарных сообщений и процедуры последующего шифрования открытого текста. Подчеркнём, что при этом моделировании систем защиты информации с открытым ключом и с рюкзаком, обладающим заранее заданными свойствами, особое место занимает задача определения верхней границы числа входов для РСЗИ.

Пусть $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ — рюкзачный вектор размерности n ($n \geq 3$) из n различных натуральных компонентов a_i , $i=1, \dots, n$ (здесь $1, \dots, n$ — отрезок натуральных чисел от 1 до n); (A, v) — вход задачи о рюкзаке, где v — также некоторое натуральное число; $Z_p=\{0, 1, 2, \dots, p-1\}$ — множество коэффициентов повторений компонентов входа. Рюкзачный вектор $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ назовём с повторениями или без повторений, если его элементы повторяются или нет — соответственно. Для простоты изложения будем считать, что значения

компонентов рюкзачного вектора расположены в неубывающем порядке своих значений. При этом коэффициенты повторов для компонентов рюкзака и входа (A, v) можно взять совершенно различными способами из заданных двух целочисленных положительных массивов.

Рассмотрим сначала рюкзачные векторы без повторов. В дальнейшем рюкзачный вектор A будем называть рюкзаком A .

Определение 1. Два рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ размерностей n и m соответственно назовем несовпадающими, если в одном из них существует компонент, не содержащийся в другом.

Например: $A=(1, 2, 4, 5)$, $B=(2, 3, 5, 6)$ — несовпадающие рюкзаки.

Из определения 1, в частности, следует, что два рюкзака различной размерности являются несовпадающими. Так, $A=(1, 2, 4, 5)$, $B=(1, 2, 4, 5, 6)$ — несовпадающие рюкзаки.

Определение 2. Два рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ размерностей n и m соответственно назовем различными, если всякий компонент A не содержится в B .

Например: $A=(1, 4, 2)$, $B=(3, 8, 9, 6)$ — различные рюкзаки.

Очевидно, что если всякий компонент A не содержится в B , то и всякий компонент B не содержится в A .

Определение 3. Два несовпадающих рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ размерностей n и m соответственно назовем совместимыми в Z_p , если существует ненулевое значение v , которое может быть выражено в обоих рюкзаках с коэффициентами компонентов из Z_p , т.е. допустимы входы (A, v) и (B, v) , в противном случае — несовместимыми.

Другими словами, уравнения

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i a_i = v, \quad (\alpha_i \in Z_p, i = 1..n), \quad (1)$$

$$\sum_{j=1}^m \beta_j b_j = v, \quad (\beta_j \in Z_p, j = 1..m) \quad (2)$$

относительно переменных $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ и $(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m)$ соответственно имеют ненулевые решения.

Например, рюкзаки $A=(1, 3, 5, 26)$ и $B=(11, 27, 94)$ совместимы в Z_4 , т.к. число $v=38$ выражается в каждом из них как: $2*1+0*3+2*5+1*26=38$ и $1*11+1*27+0*94=38$.

Таким образом, для двух несовпадающих совместимых в Z_p рюкзаков $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ существуют два вектора: $(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ размерности n и $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m)$ размерности m такие, что выполняется равенство

$$\sum_{i=1}^n \delta_i a_i = \sum_{j=1}^m \sigma_j b_j = v, \quad (3)$$

при условии:

$$\delta_i \in Z_p, i = 1..n \text{ и } \sigma_j \in Z_p, j = 1, \dots, m. \quad (4)$$

Определение 4. Рюкзак $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ размерности n является подрюкзаком $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ размерности m ($n \leq m$) тогда и только тогда, когда всякий компонент A является компонентом B .

Если A — подрюкзак B , то будем обозначать $A < B$.

Например: Если $A=(1, 4, 2)$ и $B=(3, 1, 8, 4, 2, 9, 6)$, то $A < B$.

Утверждение 1. Для рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ размерности n , все компоненты которого различны ($\forall i, j \ a_i \neq a_j, i \neq j$), уравнение (1) может иметь более одного решения то-

гда и только тогда, когда существуют два различных совместимых в Z_p рюкзака B и C таких, что $B \prec A$ и $C \prec A$.

Доказательство.

1. Пусть для уравнения (1) рюкзака A существует два ненулевых набора значений коэффициентов α_i размерности n $(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n)$, т.ч.

$$\sum_{i=1}^n \delta_i a_i = \sum_{j=1}^n \sigma_j a_j = v, \text{ причем } (\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n) \neq (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n).$$

Тогда в левой и правой частях равенства $\sum_{i=1}^n \delta_i a_i = \sum_{j=1}^n \sigma_j a_j$, приведя подобные члены, получим:

$$\sum_{i=1}^n \bar{\delta}_i a_i = \sum_{j=1}^n \bar{\sigma}_j a_j. \tag{5}$$

Определим вектор $B = (\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n)$ на основе левой части (5) как компоненты a_i рюкзака A , коэффициенты $\bar{\delta}_i$ которых отличны от нуля. Аналогично определим $C = (\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n)$ на основе правой части (5) как компоненты a_j рюкзака A , коэффициенты $\bar{\sigma}_i$ которых отличны от нуля.

Тогда $\sum_{i=1}^n \bar{\delta}_i a_i = \sum_{i=1}^n \bar{\sigma}_j a_j$, из чего следует, что B и C образуют два различных совместимых в Z_p рюкзака таких, что $B \prec A$ и $C \prec A$.

2. Пусть существуют два различных совместимых в Z_p рюкзака $B = (\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n)$ и $C = (\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n)$ и $B \prec A$ и $C \prec A$. Тогда найдется такое v , что имеет место (A, v) и (B, v) , и, следовательно, существуют два различных ненулевых набора $(\bar{\delta}_1, \bar{\delta}_2, \dots, \bar{\delta}_n)$ и $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \dots, \bar{\sigma}_n)$ таких, что $\sum_{i=1}^n \bar{\delta}_i a_i = \sum_{j=1}^n \bar{\sigma}_j a_j = v$.

Определим наборы $(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n)$ следующим образом:

$$\delta_i = \begin{cases} \bar{\delta}_j, \text{ если } \exists j (\bar{a}_j = a_i) \\ 0, \text{ если иначе} \end{cases}$$

$$\sigma_i = \begin{cases} \bar{\sigma}_j, \text{ если } \exists j (\bar{a}_j = a_i) \\ 0, \text{ если иначе} \end{cases}$$

$$\text{Тогда } \sum_{i=1}^n \delta_i a_i = \sum_{j=1}^n \bar{\delta}_i a_i = \sum_{i=1}^n \bar{\sigma}_j a_j = \sum_{j=1}^n \sigma_j a_j = v,$$

т.е. нашлись два различных ненулевых набора $(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n)$ значений коэффициентов α_i размерности n , являющиеся решением уравнения (1) для числа v .

Следствие: Обобщенно сверхрастущий рюкзак является инъективным.

Рассмотрим два различных совместимых в Z_p рюкзака $A = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B = (b_1, b_2, \dots, b_m)$. Для каждой пары $(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m)$ значений наборов коэффициентов переменных $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ и $(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m)$, удовлетворяющих (3) при условии (4) найдем максимум $\mu = \max \{ \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n, \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m \}$. Среди полученных значений μ выберем наименьшее, которое обозначим $\mu(A, B)$.

Назовем значение

$$\|(A, B)\| = [P/\mu(A, B)] + 1. \quad (6)$$

коэффициентом подмены для двух различных совместимых в Z_p рюкзаков $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$. Значение $\|(A, B)\|$ определяет наибольшее возможное значение количества выражений v в Z_p для рюкзаков A и B при их совместном использовании.

Например, для рюкзаков $A=(2, 65529)$ и $B=(9216, 47101)$ в Z_7 имеет место

$$2 \cdot 2 + 65529 = 2 \cdot 9216 + 47101.$$

$$\|(A, B)\| = [7/\max(2, 2, 1)] + 1 = 4,$$

что подтверждается при $v = 196599 = 6 \cdot 2 + 3 \cdot 65529 = (4 \cdot 2 + 2 \cdot 65529) + (2 \cdot 9216 + 47101) = (2 \cdot 2 + 65529) + (4 \cdot 9216 + 2 \cdot 47101) = 6 \cdot 9216 + 3 \cdot 47101$.

Определение 5. Пара рюкзаков (A, B) , $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$, упо-

рядочена по возрастанию, если

$$\begin{cases} a_1 < b_1 \\ a_i < b_i \ \& \ a_j = b_j, \ j = 1..i-1 \\ a_i = b_i, \ i = 1..n, \ n \leq m \end{cases}$$

Если пара рюкзаков (A, B) упорядочена, то этот факт будем обозначать как $A \leq B$.

Например: Если $A=(1, 4, 2)$ и $B=(1, 8, 3, 9, 6)$, то $A \leq B$.

Определение 6. Пара рюкзаков (A, B) , $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $B=(b_1, b_2, \dots, b_m)$ упорядочена по убыванию, если $B \leq A$.

Утверждение 2. Пусть для рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ размерности n , все компоненты которого различны ($\forall i, j \ a_i \neq a_j, \ i \neq j$), множество $\Lambda = \{(B_k, C_k)\}$ образует множество пар различных совместимых в Z_p рюкзаков B_k и C_k таких, что $B_k \prec A$, $C_k \prec A$ и $B_k \leq C_k$. Тогда рюкзак A инъективен $\Leftrightarrow \Lambda = \emptyset$; для рюкзака A уравнение (1) имеет решений не более

$$\text{чем } \prod_{i=1}^{|\Lambda|} \|(B_i, C_i)\|.$$

Доказательство:

1. Следует непосредственно из Утверждения 1.

2. Пусть $B=(\overline{a_1}, \overline{a_2}, \dots, \overline{a_n})$ и $C=(\overline{\overline{a_1}}, \overline{\overline{a_2}}, \dots, \overline{\overline{a_n}})$ — два различных совместимых рюкзака, т.ч. $B \prec A$, $C \prec A$ и $B_k \leq C_k$. Тогда существуют два различных ненулевых набора

$$(\overline{\delta_1}, \overline{\delta_2}, \dots, \overline{\delta_n}) \text{ и } (\overline{\sigma_1}, \overline{\sigma_2}, \dots, \overline{\sigma_n}) \text{ таких, что } \sum_{i=1}^n \overline{\delta_i} \overline{a_i} = \sum_{j=1}^n \overline{\sigma_j} \overline{a_j}.$$

$$\text{Найдется число } v, \text{ т.ч. } \sum_{l=1}^n \overline{\sigma_l} \overline{a_l} = \sum_{i=1}^n \overline{\delta_i} \overline{a_i} + \gamma \sum_{j=1}^n \overline{\delta_j} \overline{a_j} = v.$$

И следовательно,

$$\sum_{l=1}^n \overline{\sigma_l} \overline{a_l} = \sum_{i=1}^n \overline{\delta_i} \overline{a_i} + \alpha \sum_{j=1}^n \overline{\delta_j} \overline{a_j} + \beta \sum_{k=1}^n \overline{\sigma_k} \overline{a_k} = v, \quad \alpha + \beta = \gamma. \quad (7)$$

Из (7) следует, что количество различных решений уравнения (1) зависит от количества различных пар значений (α, β) , удовлетворяющих (7). Количество вышеуказанных пар не превышает $\|(B, C)\|$.

Аналогичными рассуждениями можно показать, что для каждого элемента (B_k, C_k) множества Λ , количество различных решений не превышает $\|(B_k, C_k)\|$, а следовательно, если все элементы множества Λ входят в (7), то общее количество решений не превышает $\prod_{i=1}^{|\Lambda|} \|(B_i, C_i)\|$.

Например, рассмотрим рюкзак $A = (2, 9216, 47101, 65529, 744425, 9553512, 30940912)$. Для данного рюкзака при $P = 7$ имеем

$\Lambda = \{(B_1=(47101, 744425, 9553512), C_1=(30940912)), (B_2=(2, 65529), C_2=(9216, 47101))\}$, так как $47101+3*744425+3*9553512 = 30940912, 2*2+65529 = 2*9216+47101$.

Тогда

$$\|(B_1, C_1)\| = [7/\max(1,3,3,1)]+1 = 3,$$

$$\|(B_2, C_2)\| = [7/\max(2,2,1)]+1 = 4.$$

Следовательно, количество решений уравнения (1) не превышает 12. Действительно, наибольшее количество решений уравнения (1) для предложенного рюкзака достигается для $v=62078423$ при следующих коэффициентах:

$(6, 0, 0, 3, 6, 6, 0), (4, 2, 1, 2, 6, 6, 0), (2, 4, 2, 1, 6, 6, 0), (0, 6, 3, 0, 6, 6, 0),$
 $(6, 0, 0, 3, 3, 3, 1), (4, 2, 1, 2, 3, 3, 1), (2, 4, 2, 1, 3, 3, 1), (0, 6, 3, 0, 3, 3, 1),$
 $(6, 0, 0, 3, 0, 0, 2), (4, 2, 1, 2, 0, 0, 2), (2, 4, 2, 1, 0, 0, 2), (0, 6, 3, 0, 0, 0, 2).$

Перейдем к рассмотрению рюкзаков, в которых имеются повторяющиеся элементы. Очевидно, что в этом случае количество решений увеличится за счет взаимных перестановок коэффициентов повторяющихся элементов. Пусть рюкзак A имеет m повторяющихся компонентов $a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{im}$, тогда перестановка значений коэффициентов $\alpha_{i1}, \alpha_{i2}, \dots, \alpha_{im}$ уравнения (1) при данных компонентах определяет другое решение уравнения.

Определим верхнюю границу количества различных решений для уравнения (1) при условии, что все компоненты рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_m)$ равны между собой. Количество значений целочисленной функции $f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) = \sum_{i=1}^m \alpha_i a_i = a \sum_{i=1}^m \alpha_i$,

$(\alpha_i \in Z_p, i = 1..m)$ определяется только $\sum_{i=1}^m \alpha_i$, поэтому далее будем рассматривать

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) = \sum_{i=1}^m \alpha_i, (\alpha_i \in Z_p, i = 1..m).$$

$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ отображает все элементы множества n -ичных наборов P_p^m в значения из отрезка $[0, m*(p-1)]$, причем данное отображение является сюръективным. Количество решений уравнения

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) = S \tag{8}$$

определяется разложением числа S на не более чем m сомножителей, меньших p , и их распределением по α_i .

Например, при $S=5, p=5, m=5$ имеем:

Наборы значений коэффициентов разложения числа 5

Разложение на сомножители	Наборы значений $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_5)$
4+1	(4,1,0,0,0) (4,0,1,0,0) (4,0,0,1,0) (4,0,0,0,1) (1,4,0,0,0) (0,4,1,0,0) (0,4,0,1,0) (0,4,0,0,1) (1,0,4,0,0) (0,1,4,0,0) (0,0,4,1,0) (0,0,4,0,1) (1,0,0,4,0) (0,1,0,4,0) (0,0,1,4,0) (0,0,0,4,1) (1,0,0,0,4) (0,1,0,0,4) (0,0,1,0,4) (0,0,0,1,4)
3+2	(3,2,0,0,0) (3,0,2,0,0) (3,0,0,2,0) (3,0,0,0,2) (2,3,0,0,0) (0,3,2,0,0) (0,3,0,2,0) (0,3,0,0,2) (2,0,3,0,0) (0,2,3,0,0) (0,0,3,2,0) (0,0,3,0,2) (2,0,0,3,0) (0,2,0,3,0) (0,0,2,3,0) (0,0,0,3,2) (2,0,0,0,3) (0,2,0,0,3) (0,0,2,0,3) (0,0,0,2,3)
3+1+1	(3,1,1,0,0) (3,1,0,1,0) (3,1,0,0,1) (3,0,1,1,0) (3,0,1,0,1) (3,0,0,1,1) (1,3,1,0,0) (1,3,0,1,0) (1,3,0,0,1) (0,3,1,1,0) (0,3,1,0,1) (0,3,0,1,1) (1,1,3,0,0) (1,0,3,1,0) (1,0,3,0,1) (0,1,3,1,0) (0,1,3,0,1) (0,0,3,1,1) (1,1,0,3,0) (1,0,1,3,0) (1,0,0,3,1) (0,1,1,3,0) (0,1,0,3,1) (0,0,1,3,1) (1,1,0,0,3) (1,0,1,0,3) (1,0,0,1,3) (0,1,1,0,3) (0,1,0,1,3) (0,0,1,1,3)
2+2+1	(1,2,2,0,0) (1,2,0,2,0) (1,2,0,0,2) (1,0,2,2,0) (1,0,2,0,2) (1,0,0,2,2) (2,1,2,0,0) (2,1,0,2,0) (2,1,0,0,2) (0,1,2,2,0) (0,1,2,0,2) (0,1,0,2,2) (2,2,1,0,0) (2,0,1,2,0) (2,0,1,0,2) (0,2,1,2,0) (0,2,1,0,2) (0,0,1,2,2) (2,2,0,1,0) (2,0,2,1,0) (2,0,0,1,2) (0,2,2,1,0) (0,2,0,1,2) (0,0,2,1,2) (2,2,0,0,1) (2,0,2,0,1) (2,0,0,2,1) (0,2,2,0,1) (0,2,0,2,1) (0,0,2,2,1)
2+1+1+1	(0,2,1,1,1) (0,1,2,1,1) (0,1,1,2,1) (0,1,1,1,2) (2,0,1,1,1) (1,0,2,1,1) (1,0,1,2,1) (1,0,1,1,2) (2,1,0,1,1) (1,2,0,1,1) (1,1,0,2,1) (1,1,0,1,2) (2,1,1,0,1) (1,2,1,0,1) (1,1,2,0,1) (1,1,1,0,2) (2,1,1,1,0) (1,2,1,1,0) (1,1,2,1,0) (1,1,1,2,0)
1+1+1+1+1	(1,1,1,1,1)

Определим значение $C_p(m,S)$, которое равно количеству различных решений уравнения (8) от m переменных $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$. Значение $C_p(m,S)$ определяется рекуррентным соотношением

$$C_p(m,S) = C_p(m-1,S) + C_p(m-1,S-1) + C_p(m-1,S-2) + \dots + C_p(m-1,S-(p-1)). \quad (9)$$

Вычисление $C_p(m,S)$ можно получить посредством p -арифметического треугольника на основе формулы (9), в котором $(S+1)$ -е число в $(m+1)$ -й строке соответствует искомому значению [4].

Из (9) следует, что $C_p(m,S_1) \leq C_p(m,S_2)$ если $0 \leq S_1 \leq S_2 \leq \left\lceil \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rceil$ или $\left\lceil \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rceil \leq S_1 \leq S_2 \leq m^*(p-1)$. Таким образом, $C_p(m,S)$ достигает своего максимума в точке $S = \left\lceil \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rceil$.

Найдем значение $C_p(m, \left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor)$. Обозначим через t_k количество слагаемых в разложении $\left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor$, равных k . Таким образом, общее количество нулей, единиц, двоек и т.д. равно m , а сумма всех слагаемых равна $\left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor$:

$$\begin{aligned} t_0+t_1+t_2+\dots+t_{p-1} &= m \\ 0*t_0+1*t_1+2*t_2+\dots+(p-1)*t_{p-1} &= \left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor \end{aligned}$$

Тогда для каждого разложения количество различных вариантов определения значения переменных $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ равно $\frac{m!}{t_0!t_1!t_2!\dots t_{p-1}!}$. А общее количество решений

уравнения (8) при $S = \left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor$ задается формулой

$$C_p(m, \left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor) = \sum_{\substack{t_0+t_1+\dots+t_{p-1}=m \\ t_1+2t_2+\dots+(p-1)t_{p-1}=\left\lfloor \frac{m(p-1)}{2} \right\rfloor}} \frac{m!}{t_0!t_1!\dots t_{p-1}!} \quad (10)$$

Воспользовавшись формулой бинома Ньютона [4] можно получить другое представление $C_p(m, S)$:

$$C_p(m, S) = \sum_{k=0}^{\lfloor S/p \rfloor} (-1)^k C_m^k C_{m-1+S-kp}^{m-1} \quad (11)$$

Следовательно:

$$C_p(m, \left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor) = \sum_{k=0}^{\left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2^*p} \right\rfloor} (-1)^k C_m^k C_{m-1+\left\lfloor \frac{m^*(p-1)}{2} \right\rfloor - kp}^{m-1} \quad (12)$$

Утверждение 3. Пусть для рюкзака $A=(a_1, a_2, \dots, a_n)$ размерности n , все компоненты которого различны, множество $\Lambda = \{(B_k, C_k)\}$ образует множество пар различных совместимых в Z_p рюкзаков B_k и C_k таких, что $B_k \prec A$, $C_k \prec A$ и $B_k \leq C_k$. Кроме того, рюкзак A имеет r различных повторяющихся компонентов, причем первый из них повторяется m_1 раз, второй — m_2 , i -й — m_i . Тогда рюкзак A инъективен $\Leftrightarrow \Lambda = \emptyset$ & $r=0$; для рюкзака A уравнение (1) имеет решений не более чем

$$\prod_{i=1}^{|\Lambda|} \|(B_i, C_i)\| \prod_{j=1}^r \left(\sum_{k=0}^{\left\lfloor \frac{m_j^*(p-1)}{2^*p} \right\rfloor} (-1)^k C_{m_j}^k C_{m_j-1+\left\lfloor \frac{m_j^*(p-1)}{2} \right\rfloor - kp}^{m_j-1} \right) \quad (13)$$

Причем верхняя граница достижима только в случае, когда элементы Λ не пересекаются, а повторяющиеся компоненты A не входят ни в один из подрюкзаков, составляющих пары Λ .

В частности, если $\Lambda = \emptyset$, $r=1$, $m_1=n$ и воспользоваться формулой (10), то (13) примет вид, описанный в [5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Саломаа А.А. Криптография с открытым ключом. — М.: Мир, 1995. — 320 с.
2. Осипян В.О. Разработка методов построения систем передачи и защиты информации. — Краснодар, 2003. — 180с.
3. Коблиц Н.А. Курс теории чисел и криптографии. — М.: ТВП, 2001. — 260 с.
4. Виленкин Н.Я. Популярная комбинаторика. — М.: Наука, 1975. — 208с.
5. Ролдугин П.В. Верхняя оценка числа решений обобщенной задачи о рюкзаке // Тезисы VII Всероссийского симпозиума по прикладной и промышленной математике и XIII Всероссийской школы-коллоквиума по стохастическим методам.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Подколзин Вадим Владиславович. Старший преподаватель кафедры информационных технологий.

Кубанский государственный университет.

E-mail: vvp_35@mail.ru

Россия, 350000, Краснодар, ул. Ставропольская, 149.

Осипян Валерий Осипович. Профессор кафедры информационных технологий. Доктор физико-математических наук, профессор.

Кубанский государственный университет.

E-mail: rrwo@mail.ru

Россия, 350000, Краснодар, ул. Ставропольская, 149.

Podkolzin Vadim Vladislavovich. Senior lecturer of chair of Information Technologies.

Kuban State University.

Work address: Russia, 350000, Krasnodar, Stavropolskaya str., 149 .

Osipyany Valery Osipovich. Professor of chair of Information Technologies. Doctor of physical and mathematical sciences, professor.

Kuban State University.

Work address: Russia, 350000, Krasnodar, Stavropolskaya str., 149 .

Ключевые слова: криптографическая стойкость; возрастающий рюкзачный вектор; сверхрастущий вектор; вариация; инъективный вектор; совместимость рюкзачных векторов; количество решений.

Key words: cryptographic firmness; an increasing knapsack's vector; a supergrowing vector; a variation; an injective vector; compatibility of knapsack's vectors; quantity of decisions.

УДК 519.72 (075.8)



О.В. Пьянков,
кандидат технических наук, доцент

АЛГОРИТМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ОБЪЕКТОВ С УЧЕТОМ ИХ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

OBJECTS CLUSTERING ALGORITHM TAKING INTO ACCOUNT THEIR DISTRIBUTION

Предлагается алгоритм кластеризации объектов, обладающих несколькими числовыми характеристиками. В рассматриваемом алгоритме кластеризация осуществляется на основе распределения объектов по числовым осям, соответствующих характеристик.

The objects clustering algorithm possessing several numerical characteristics is developed. In considered algorithm it is carried out on the basis of distribution of objects on the numerical axes corresponding to characteristics.

Введение.

При решении многих задач анализа для уменьшения вычислительной сложности может потребоваться объединение исследуемых объектов в кластеры, при этом сравниваются не все имеющиеся объекты, а только характерные представители кластеров. Под кластером при этом понимается множество объектов, в некотором смысле *близких* друг к другу [1]. А объекты из разных кластеров в этом же смысле будут *далеки*. Существующие методы кластеризации используют различные метрики для определения степени близости объектов, но зачастую выбор одной из них определяется субъективно и зависит от лица, принимающего решение. Одним из методов кластеризации многомерных объектов, не основанным на специальных метриках, является использование дивизимных процедур, использующих понятие связности непосредственно в многомерном пространстве [2]. Однако недостатком этого метода является многовариантность разбиения объектов, т.е. возможность получить разные количества кластеров для одного и того же набора исследуемых объектов. Таким образом, необходим алгоритм, включающий в себя некоторый критерий, оптимизирующий процесс кластеризации, но сохраняющий достоинства дивизимных процедур.

Алгоритм.

Рассмотрим алгоритм разбиения объектов на кластеры, не включающий специальных метрик, но использующий критерий разбиения, предлагаемый ниже.

Пусть $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ — множество объектов x_i , каждый из которых описывается набором параметров $P_i = \{p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{im}\}$, где $\forall i \in \{1, \dots, n\} \wedge j \in \{1, \dots, m\}: p_{ij} \in R$.

Поскольку X находится в m -мерном пространстве, то можно получить множество его проекций: $Pr = \{pr_1X, pr_2X, \dots, pr_mX\}$, где $pr_jX = \{p_{1j}, p_{2j}, \dots, p_{nj}\}$.

В алгоритме предполагается последовательное рассмотрение объектов по каждому параметру p_{ij} . Диапазон изменения параметра делится на несколько интервалов k , подсчитываются n_i — количества объектов, находящихся в каждом из полученных интервалов. Рассчитывается сумма абсолютных разностей $\sum_l |n_l - n_{l+1}|$ (данная величина

показывает, насколько сильно отличаются между собой интервалы по количеству объектов, принадлежащих им), которая делится на k , а полученный результат S_k запоминается. Однако для снижения размерности требуется получать такое значение числа кластеров k_{opt} , описывающих структуру исследуемых объектов, которое бы обладало наименьшим значением. В дальнейшем происходит изменение числа интервалов и рассчитывается новое значение S_{k+1} . Из рассчитанных значений S_i выбирается максимальное, оно будет определять число интервалов k_{opt} , для которого средняя разность между распределением объектов по интервалам будет максимальной. После рассмотрения объектов по всем j параметрам образование кластеров происходит путем нахождения пересечений множеств объектов, принадлежащих разным интервалам параметров.

Таким образом, алгоритм кластеризации будет состоять из следующих шагов:

1. Определим максимальное и минимальное значения координат pr_jX :

$$\max_j = \max(pr_jX), \min_j = \min(pr_jX).$$

2. Разобьём интервал (\min_j, \max_j) на k интервалов одинаковой ширины

$$d = \frac{\max(j) - \min(j)}{k};$$

$$\{(\min_j, \min_j + d \cdot 1); (\min_j + d, \min_j + d \cdot 2); \dots; (\min_j + d \cdot (k-1), \max_j)\}.$$

3. Произведем подсчет количества элементов, j -я координата которых принадлежит интервалу. Получим набор чисел, показывающий распределение объектов x по интервалам $N_j = (n_{1j}, n_{2j}, \dots, n_{kj})$, где n_{sj} показывает количество объектов x_i , j -й параметр которых удовлетворяет следующим условиям:

$$\begin{cases} \min_j + d \cdot s \leq p_{ij} < \min_j + d \cdot (s+1), & \text{если } s \in \{0, 2, \dots, k_j - 2\} \\ \min_j + d \cdot (s-1) \leq p_{ij} \leq \min_j + d \cdot s = \max_j, & \text{если } s = k_j. \end{cases}$$

4. Найдем сумму разностей между количествами объектов в соседних интервалах:

$$SR_j = \sum_{r=1}^{k-1} |n_{rj} - n_{(r+1)j}|.$$

Разделим величину SR_j на количество интервалов k_j :

$$S_{kj} = \frac{SR_j}{k_j}.$$

Тогда критерий выбора оптимального значения k_j :

$$k_{opt,j} = k_j : S_{opt,kj} = \max\{S_{1j}, S_{2j}, \dots, S_{qj}\}.$$

Поскольку S_{kj} с ростом k_j уменьшается, то можно предположить, что значения k_j не будут большими, а, следовательно, можно ограничить итерационную процедуру получения S_{kj} малым значением q .

5. Определив оптимальное значение $k_{opt,j}$, найдем наилучшее в смысле выбранного критерия разбиение интервала $(\min j, \max j)$ на $k_{opt,j}$ интервалов, а соответствующее распределение объектов X по данным интервалам даст наилучшее их разбиение:

$$R_j^{opt} = \{X_{1j}, X_{2j}, \dots, X_{k_{opt,j}j}\},$$

где X_{ij} — подмножество элементов множества X , для которых выполняется условие

$$\begin{cases} \min j + d_{opt,j} \cdot i \leq pr_j X_{ij} < \min j + d_{opt,j} \cdot (i+1), & \text{если } i \in \{0, 2, \dots, k_{opt,j} - 2\} \\ \min j + d_{opt,j} \cdot (i-1) \leq pr_j X_{ij} \leq \min j + d_{opt,j} \cdot i = \max j, & \text{если } i = k_{opt,j}, \end{cases}$$

где $d_{opt,j} = \frac{\max j - \min j}{k_{opt,j}}$, причем

$$X_{1j} \cup X_{2j} \cup \dots \cup X_{k_{opt,j}j} = X,$$

$$X_{1j} \cap X_{2j} \cap \dots \cap X_{k_{opt,j}j} = \emptyset.$$

6. Используя шаги 1 — 5 для каждого $j \in \{1, \dots, m\}$, можно найти соответствующие наилучшие разбиения $R^{opt} = \{R_1^{opt}, R_2^{opt}, \dots, R_j^{opt}, \dots, R_m^{opt}\}$, тогда для разбиения объектов на кластеры необходимо найти все пересечения соответствующих подмножеств $X_{ij} \subseteq R_j^{opt}$.

Пример работы алгоритма.

Рассмотрим работу предложенного алгоритма на примере кластеризации объектов x_i с двумя параметрами p_1 и p_2 , представленными в табл. 1 и на рис. 1. Генерация значений параметров произведена случайным образом в интервале $[-10, 90]$.

Таблица 1

Рассматриваемые объекты

x_i	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}	x_{11}	x_{12}	x_{13}	x_{14}	x_{15}
p_1	12	23	1	32	33	45	12	67	-3	2	0	34	4	11	45
p_2	32	3	90	-5	45	12	0	-5	3	6	7	23	55	1	-6

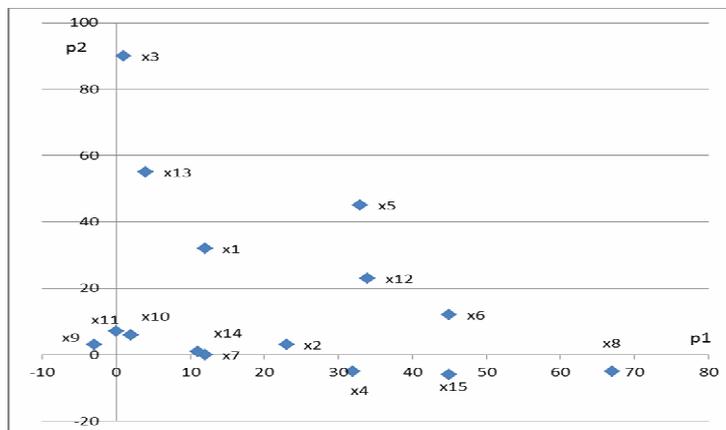
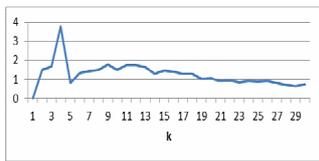
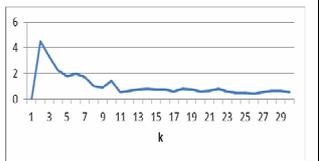


Рис. 1. Представление объектов на плоскости

С помощью табличного процессора MS Excel отдельные шаги рассматриваемого алгоритма были реализованы в виде макросов на языке программирования MS Visual Basic. В табл. 2 указаны результаты выполнения отдельных шагов алгоритма для каждого параметра p_i .

Таблица 2

Результаты выполнения шагов алгоритма

Номер шага	Рассчитываемое значение	Параметр p_j	
		j=1	j=2
1	$\max_j =$ $\min_j =$	67 -3	90 -6
4	$q =$ Распределение S_{kj} $k_{opt,j} =$ $S_{opt,kj} =$	30  4 3,75	30  2 4,5
5	$d_{opt,j} =$ $X_{1j} =$ $X_{2j} =$ $X_{3j} =$ $X_{4j} =$	17,5 ($x_1, x_3, x_7, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{13},$ x_{14}) (x_2) ($x_4, x_5, x_6, x_{12}, x_{15}$) (x_8)	48 ($x_1, x_2, x_4, x_6, x_7, x_8,$ $x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{14},$ x_{15}) (x_3, x_5, x_{13}) - -
6	$X_{11} \cap X_{12} =$ $X_{11} \cap X_{22} =$ $X_{21} \cap X_{12} =$ $X_{21} \cap X_{22} =$ $X_{31} \cap X_{12} =$ $X_{31} \cap X_{22} =$ $X_{41} \cap X_{12} =$ $X_{41} \cap X_{22} =$	($x_1, x_7, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{14}$) (x_3, x_{13}) (x_2) \emptyset (x_4, x_6, x_{12}, x_{15}) (x_5) (x_8) \emptyset	

На последнем шаге работы алгоритма в результате пересечений множеств X_{ij} , соответствующих оптимальным разбиениям по каждому параметру, было получено 6 кластеров, содержащих объекты из рассматриваемого множества X , и 2 кластера, не содержащих элементов. На рис. 2 представлены результаты работы рассматриваемого алгоритма кластеризации.

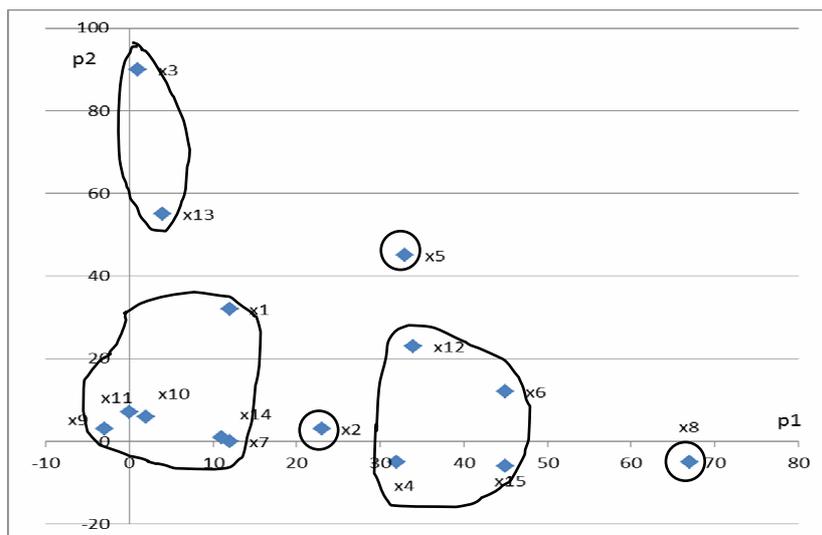


Рис. 2. Распределение объектов по 6 кластерам

Сравнение алгоритма.

Объекты, представленные в табл. 1, были разбиты на кластеры с помощью алгоритма, предложенного в [2] и реализованного в виде программы для ЭВМ [3]. Результаты работы программного средства показали, что объекты могут быть разбиты на 7, 9, 11, 12, 13, 14 и 15 кластеров. На рис. 3 представлены варианты разбиения объектов на кластеры.

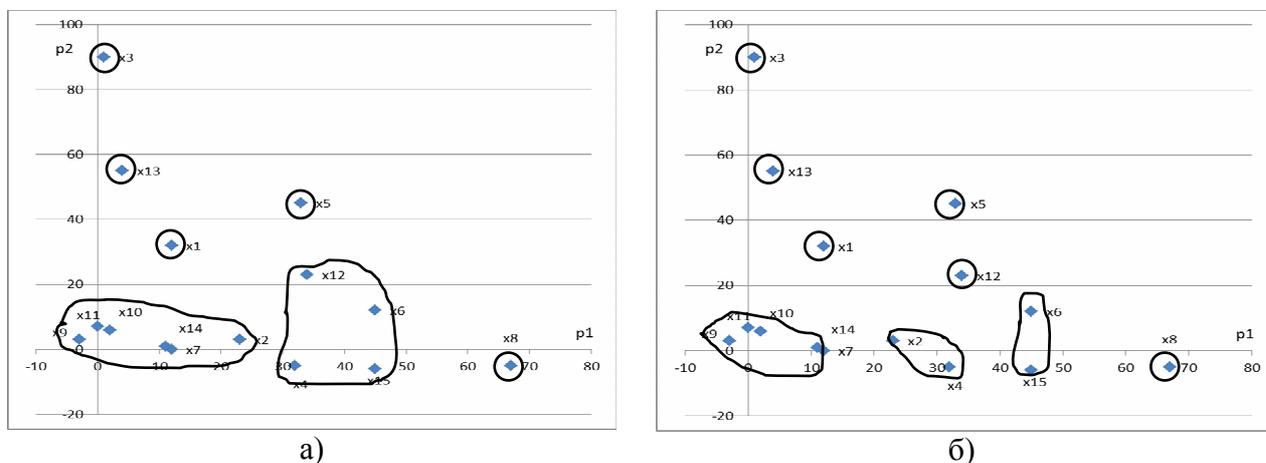


Рис. 3. Распределение объектов по 7 кластерам (а) и по 9 кластерам (б)

Дальнейшее увеличение числа кластеров приводит к уменьшению количества объектов, содержащихся в отдельном кластере, и, следовательно, не позволяет значительно уменьшить размерность решаемых задач. Сравнение результатов разбиения на 6 и 7 кластеров показывает некоторую идентичность результатов в отношении *далеких* друг от друга объектов x_3 , x_5 , x_8 , они выделены в отдельные кластеры. Некоторое различие проявляется при распределении объектов, близких к друг другу, что объясняется разностью подходов к процедуре кластеризации.

Заключение.

Предлагаемый алгоритм кластеризации, обладая одним несомненным достоинством (наличие критерия разбиения), тем не менее, не лишен и некоторых недостатков, связанных как с возрастанием числа кластеров при росте количества рассматриваемых параметров или увеличении числа их градации, так и с некоторыми вычислительными трудностями, связанными с определением оптимального числа интервалов k_{opt} . Поэтому необходимо сравнение результатов работы нескольких алгоритмов кластеризации, что позволяет в общем случае проводить анализ схожести (различия) исследуемых объектов и уменьшать размерность решаемых задач.

Стоит добавить, что окончательное решение о целесообразности использования указанных разбиений нужно принимать с учетом предметной области решаемых задач, но в любом случае, на взгляд автора, необходимо ориентироваться, в первую очередь, на минимальное количество кластеров, может быть, и с некоторой потерей естественности разбиения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мандель И.Д. Кластерный анализ. — М.: Финансы и статистика, 1988. — 176 с.
2. Классификация методов защиты информации на основе кластерного анализа / В.В. Меньших, М.В. Питолин, О.В. Пьянков, И.В. Щербакова. — Воронеж: Вестник ВГТУ. — Том 5. — №6. — 2009. — С. 203—205.
3. Кластерный анализ методов защиты информации / О.В. Пьянков, И.В. Щербакова. — Государственный информационный фонд неопубликованных документов ФГНУ «Центр информационных технологий и систем органов исполнительной власти» №50200901023 от 20.10.2009.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Пьянков Олег Викторович. Старший преподаватель кафедры ТКС. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: pyankovov@vimvd.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8-904-210-34-19.

Ryankov Oleg Victorovich. Senior lecturer of the Telecommunication Systems chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-904-210-34-19.

Ключевые слова: кластерный анализ, алгоритм.

Key words: cluster analysis, algorithm.

УДК 519.7



А.Н. Перегудов,
кандидат технических наук



А.В. Калач,
кандидат химических наук, доцент,
Воронежский институт ГПС МЧС России

**МОДЕЛИРОВАНИЕ И СОЗДАНИЕ
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ГАЗОАНАЛИЗАТОРА, СПОСОБНОГО
ФУНКЦИОНИРОВАТЬ В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОТЫ
И ПРОТИВОРЕЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИИ**

**MODELLING AND CREATION
OF THE INTELLECTUAL GAS ANALYZER CAPABLE
TO FUNCTION IN THE CONDITIONS OF INCOMPLETENESS
AND DISCREPANCY OF THE INFORMATION**

На основании использования нейросетевых методов хемометрики проведено моделирование интеллектуального мультисенсорного газоанализатора типа «электронный нос». Полученные результаты позволили создать действующий прототип системы, способный функционировать в условиях неполноты и противоречивости данных.

On the basis of use neural methods of chemometric modelling of intellectual multi-touch gas analyzer of type «electronic nose» is spent. The received results have allowed to create operating prototype of the system, capable to function in the conditions of incompleteness and discrepancy of the data.

В последние годы, благодаря достижениям микроэлектроники и мультисенсорных систем, стало очевидным, что решение проблемы моделирования органов обоняния вполне возможно с использованием параллельной микропроцессорной обработки сигналов, поступающих от системы сенсоров, получивших название «электронный нос» [1]. Анализ работы модели заключался в выполнении серии экспериментов, в результате которых происходит процесс самонастройки на поступающие от рецепторных нейронов сигналы. В итоге накапливалась информация об анализируемом веществе.

На основе этого сделана попытка создать систему, работающую по принципу системы обоняния. В качестве обонятельных рецепторов системы типа «электронный нос»

выбраны пьезосенсоры. Этот выбор обусловлен тем, что пьезокварцевые резонаторы применяются для решения различных аналитических задач, таких, например, как оценка вклада в суммарный сигнал отдельного вещества или гомолога. В работе применялись пьезокварцевые резонаторы (пьезосенсоры) АТ-среза с номинальной частотой 8 МГц.

Пьезокварцевый резонатор представляет собой пластину, изготовленную из монокристалла пьезокварца с нанесенными с двух сторон металлическими электродами.

$$\vec{Y}(X) = \vec{f}_i \left[\vec{X}, \sum_{i=1}^n x_i \omega_i \right].$$

Начальные условия: $\vec{f}_i(0) = \vec{f}_i^0$, \vec{f}_i^0 — начальное значение функции активации нейронов, где первый множитель — функция активации; \vec{X} — матрица характеристик значений частотных сигналов, взвешенная сумма входных сигналов.

Сигналы пьезосенсоров, зависящие от их чувствительности и концентрации анализируемого вещества, группируются системой сбора и передачи информации во второй подсистеме модели. Для многоканальной регистрации сигналов пьезосенсоров в системе типа «электронный нос» и последующей передачи полученных данных в персональный компьютер была использована программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) фирмы Altera. Такое решение позволило создать малогабаритную высокоинтегрированную систему сбора данных с гибкой структурой, поддерживающую функцию внутрисхемного программирования [2].

Блок-схема системы типа «электронный нос» представлена на рис. 1.

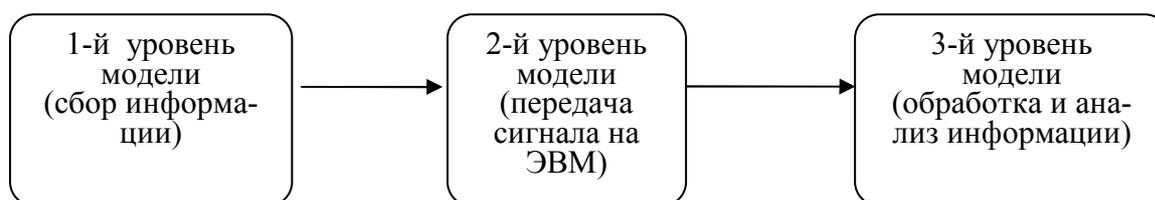


Рис.1. Блок-схема системы типа «электронный нос»

Выходной сигнал «электронного носа» обрабатывается в третьей подсистеме модели, которая располагается уже в ПК. Третья подсистема модели в системе типа «электронный нос» представлена многослойной нейронной сетью, способной обучаться по методу обратного распространения ошибки (back propagation). Элементами такой сети являются нейроны, которые в зависимости от суммарного воздействия входных сигналов могут возбуждаться или тормозиться. В результате этого процесса формируется конкретный выходной сигнал. Каждый сигнал, поступающий по дендритам нервной клетки, характеризуется возбуждающей или тормозящей способностью, то есть обладает некоторым отрицательным или положительным весом. При достижении нейроном определенного порогового значения уровня возбуждения происходит его активация и по аксону передается сигнал другим элементам сети, которые образуют взаимосвязанный последовательный ряд слоев.

Суммарный сигнал системы типа «электронный нос» включает набор следующих трех параметров: максимальный частотный сигнал пьезосенсора за время анализа Δf_{\max} (сигнал пьезосенсора к анализируемой пробе), время достижения τ_{\max} величины сигнала сенсора Δf_{\max} , площадь $S_{\Delta f}$ фигуры, ограниченной функцией $\Delta f = \xi(\tau)$ и осями $O\Delta f$ и $O\tau$.

Для формирования важнейших качеств предлагаемой информационной системы — настраиваемость на определенное вещество и его идентификация в условиях возможной неполноты и противоречивости данных — было принято решение включить в состав газоанализатора нейронную сеть [3].

Это объясняется тем, что нейронная сеть представляет собой совокупность взаимосвязанных нейронов (полная аналогия с третьей подсистемой модели); процесс обучения нейронной сети, т.е. выбор оптимального набора весовых коэффициентов для идентификации определенного компонента, соответствует процессу настройки; способность нейронной сети компенсировать неполноту и противоречивость входной информации. Все это позволяет внедрить технологию интеллектуальных методов обработки информации в процесс газового анализа с целью увеличения его эффективности.

После формирования суммарного сигнала анализатора типа «электронный нос» создается база данных, в которую заносится информация о химической природе вещества и концентрации. На основе полученной информации формируется входной сигнал для слоя основных нейронов.

Для анализа газовой смеси использована полносвязная искусственная нейронная сеть (ИНС), состоящая из нескольких слоев нейронов, причем каждый нейрон слоя i связан с каждым нейроном слоя $i+1$. Архитектура разработанной нами нейронной сети представлена на рис. 2.

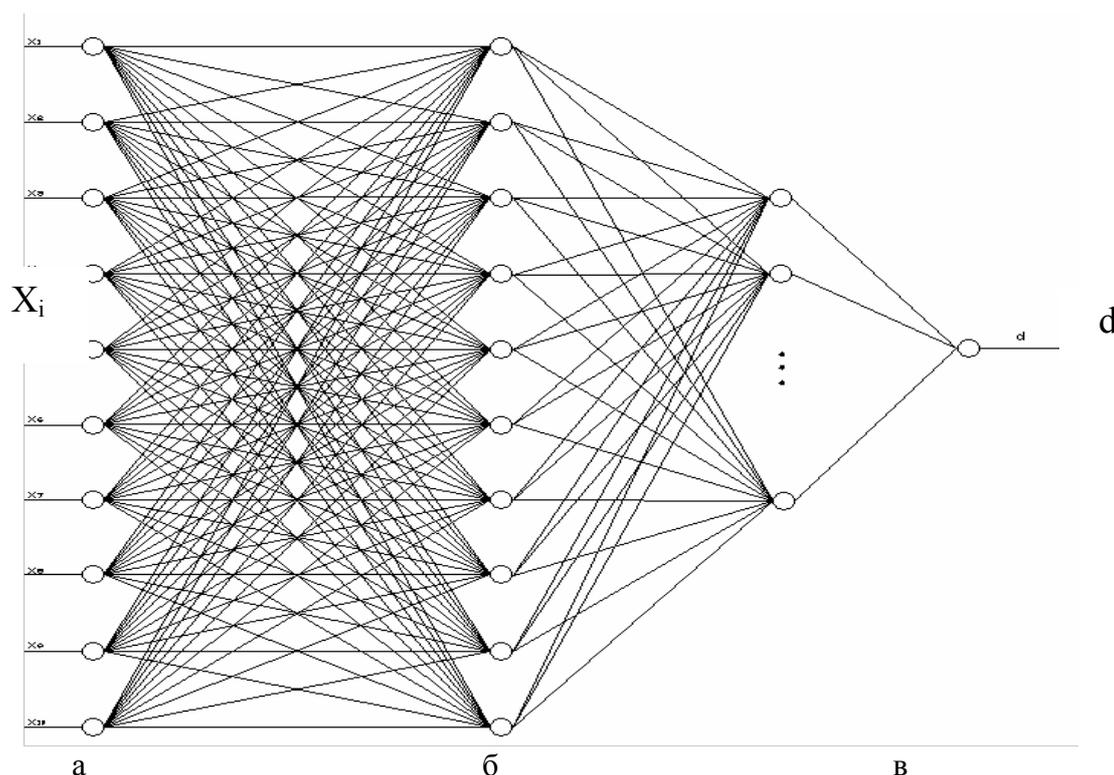


Рис. 2. Архитектура разработанной нейронной сети:
а — входной слой; б — промежуточные (скрытые) слои; в — выходной слой

В качестве входных данных нейросети выступает вектор значений частотных сигналов, полученных от пьезосенсоров, а также момент времени, в который был получен этот вектор. Таким образом, для анализа газовой среды на вход искусственных нейронных сетей подается матрица значений сигналов системы:

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} t_1 & x_{11} & x_{1j} & x_{1m} \\ t_i & x_{i1} & x_{ij} & x_{im} \\ t_n & x_{n1} & x_{nj} & x_{nm} \end{bmatrix}, i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где \bar{X} — матрица характеристик значений частотных сигналов, полученная в результате проведения опыта; t_i — момент времени, в который произошло формирование очередного вектора частотных сигналов, с; X_{ij} — значение частотного сигнала j -го сенсора в i -й момент времени, $i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}$, n — количество сенсоров, m — продолжительность проведения опыта.

Обучение проведено с точностью $\pm 0,002$. После упрощения и оптимизации топологии ИНС получена трехслойная однонаправленная сеть, состоящая из 22 нейронов. Число циклов обучения — 7006. Время обучения составляло 3 мин. Поставленная задача была решена с использованием всех входных параметров, наиболее значимые из которых учитывают число CH_2 -групп в молекуле кислоты. Задача решается с большей точностью, если обучающая выборка включает в себя физико-химические характеристики кислот и сорбентов. Полученные результаты позволили осуществить структурно-параметрическую оптимизацию системы. В табл. 1 приведены результаты тестирования ИНС.

Таблица 1

Результаты тестирования ИНС

Кислота	Сорбент	Значения коэффициента распределения				
		нормированные		натуральные		
		дано	прогноз	дано	прогноз	Ошибка, %
Уксусная	ПЭГ-500	-0,920	-0,8612	410	415	1,2
Пропионовая	ПЭГ-1000	-0,208	-0,2367	155	152	1,9
Бутановая	ПЭГ-2000	0,849	0,8835	300	303	1,0

По результатам тестирования системы установлено, что простейший метод градиентного спуска очень неэффективен в случае, когда производные по различным весам сильно отличаются. Простейшим методом ликвидации данного недостатка является введение момента μ , когда влияние градиента на изменение весов изменяется со временем. Дополнительным преимуществом введения момента является способность алгоритма преодолевать мелкие локальные минимумы.

При компьютерной идентификации веществ был установлен критерий идентификации с учетом воспроизводимости и селективности определений. Выбор этого критерия d проводили с использованием вероятностного подхода: при однократном определении пробы критерий d следует выбирать так, чтобы вероятность ложного обнаружения токсиканта (a) и вероятность ошибочной идентификации токсиканта (b) не превышали допустимый уровень. Вероятность пропуска сигнала оценивали с помощью функций Лапласа (Φ):

$$b = 1 - 2\Phi\left(\frac{d}{\sigma}\right).$$

По этой формуле можно рассчитать числовые значения b для некоторых d , выраженных в единицах стандартного отклонения.

Для оценки величины a применяли уравнение

$$\alpha = 1 - \Phi\left(\frac{\Delta_1 - d}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\Delta_2 - d}{\sigma}\right). \quad (2)$$

При этом $\Delta_i = |(t_Y - t_X)|$.

На рис. 3 приведен алгоритм обучения нейросети.

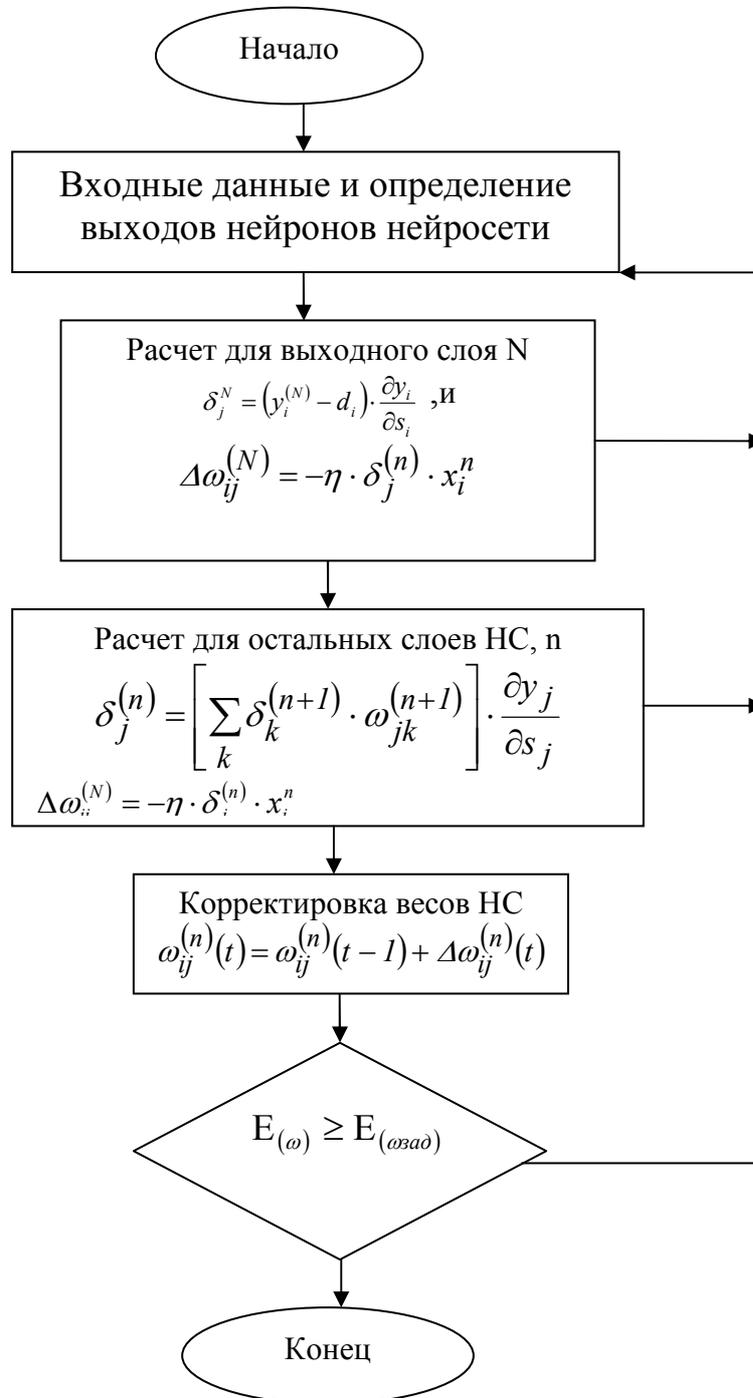


Рис. 3. Алгоритм обучения разработанной нейросети

Проведенные исследования позволяют предложить алгоритм аналитического контроля органических токсикантов с использованием газоанализатора (рис. 4)

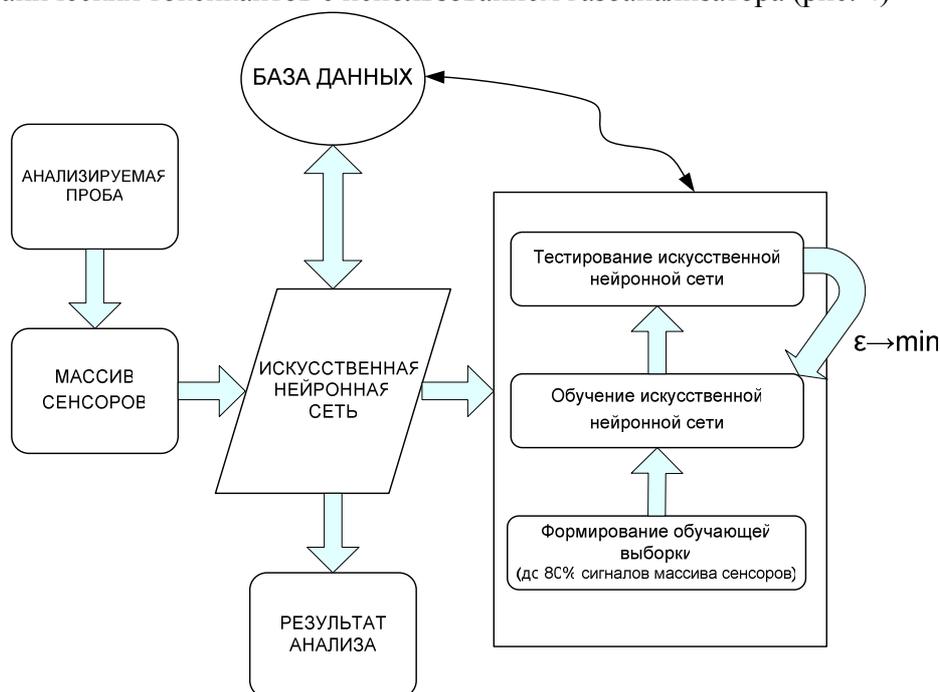


Рис. 4. Схема организации анализа токсикантов с использованием поверхностно модифицированных пьезорезонаторов

В табл. 2 приведены данные о результатах определения некоторых токсикантов разработанной информационно-поисковой системой.

Таблица 2

Результаты определения некоторых токсикантов разработанной информационно-поисковой системой ($d=0,5, \sigma=0,01$)

Токсиканты	Δf , Гц	Δf_x , Гц	Δ_1	Δ_2	a	b	P*
Гексан	650	655	5	10	0	0,32	0,68
Гептан	565	585	10	8	0,044	0,54	0,42
Октан	435	450	3	5	0,014	0,23	0,77
Нонан	320	335	5	5	0	0,21	0,79

* $P=1-a-b$ — частота правильного прогноза.

На основании проведенных исследований предложена информационная система, обеспечивающая работу мультисенсорного газоанализатора типа «электронный нос» (рис. 5).

Созданная система «электронный нос» апробирована при анализе многокомпонентной смеси углеводородов и их нитропроизводных. Система была также опробована для анализа смеси фенола и формальдегида, имитирующих газы выбросы строительных конструкций, в аналитической лаборатории кафедры физики и химии Воронежского архитектурно-строительного университета. Разработанное программное сред-

ство и структурно-параметрическая модель, представленные в данной статье, внедрены в практическую деятельность ООО «Луч» (г. Воронеж).

В результате настройки и оптимизации параметров ИНС средняя относительная погрешность обучения составила менее 5%. Максимальные погрешности получены при малых содержаниях углеводов в смеси и не превышают 8%.

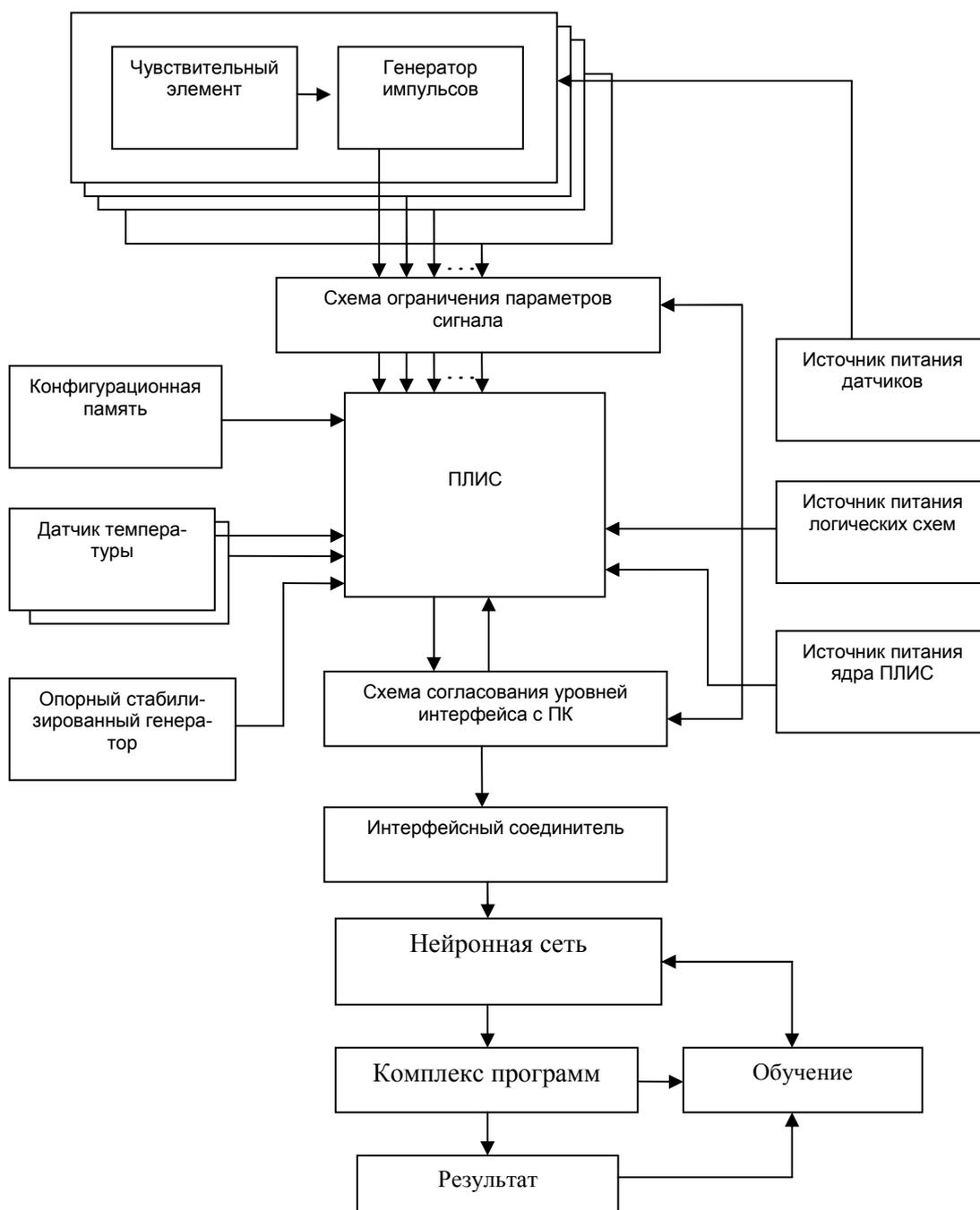


Рис. 5. Структурная схема взаимосвязи основных модулей информационной системы

При этом диапазоны варьирования управляющих параметров обучения ИНС: коэффициенты активации $-0,5—1$; обучения $0,2—0,75$; инерции $-0—0,5$; количество циклов обучения $-2000—17500$. Время обучения сети составляло не более 3 мин. Разработанные методики отличаются простотой и высокой чувствительностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воронков Г.С. Сенсорная система как нейронная семиотическая модель адекватной среды // Сравнительная физиология высшей нервной деятельности человека и животных. — М.: Наука, 1990. — С. 21 — 25.
2. Привалов А.А., Руфитский М.В. Особенности проектирования РЭС с применением ПЛИС // Перспективные технологии в средствах передачи информации. — С. 120.
3. Воронков Г. С. Модельный подход как новая парадигма в теории связи в сенсорных системах // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 16: Биология. 1993. — Вып. 1. С. 3—10.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Перегудов Александр Николаевич. Преподаватель кафедры физики. Кандидат технических наук.

Воронежский институт МВД России.

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732)476-472.

Калач Андрей Владимирович. Начальник кафедры естественнонаучных дисциплин. Кандидат химических наук, доцент.

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Воронежский институт Министерства Российской Федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий».

Россия, 394052, Воронеж, ул. Краснознаменная, 231. Тел. (4732)421-263.

Peregudov Alexander Nikolayevich. Lecturer of chair of Physics. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732)476-472.

Kalach Andrey Vladimirovich.

The chief of Natural Sciences chair. Candidate of chemical sciences, assistant professor.

Federal State Educational Institution of Higher Vocational Educational Institute of the Ministry of Russian Federation on Duties of Civil Defence, Extraordinary Situations and Liquidation of Consequences of Natural Calamity.

Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 231. Tel. (4732)421-263.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть; распознавание образов; математическая модель.

Key words: artificial neural network; pattern recognition; mathematical model.

УДК 004.891.3:543



О.Ю. Лавлинская,
*кандидат технических наук,
Воронежский институт высоких
технологий*



Т.В. Курченкова,
*кандидат технических наук,
Воронежский институт высоких
технологий*

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРНЫХ СВЯЗЕЙ МЕЖДУ ОБЪЕКТАМИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ЭКСПЕРТИЗЫ

MODELLING OF STRUCTURAL COMMUNICATIONS BETWEEN OBJECTS OF DIFFICULT SYSTEMS WITH USE OF METHODS OF ANALYTICAL EXAMINATION

Рассматриваются различные подходы к моделированию трудноформализуемых систем. Предложен алгоритм построения иерархии на основе метода аналитической экспертизы, метода Харари, экспертного выбора на базе экстраполяции экспертных оценок.

Various approaches to modelling of difficultly formalizable systems are considered. Algorithm of construction of hierarchy on the basis of a method of analytical examination, a method of Harari, an expert choice on the basis of extrapolation of expert estimations is suggested.

К трудноформализуемым системам относятся искусственные системы, в которых человек выступает в качестве самого элемента системы и звена принятия решения, что вносит серьезную долю субъективизма и неопределенности в процедуру формализации. Избавиться от неопределенности и обеспечить структурно-параметрическое моделирование таких систем позволяет целая группа методов, к которым относятся методы эволюционного моделирования, нечеткие методы и экспертные методы.

Основная цель структурно-параметрического моделирования сводится к построению иерархии системы, выявлению уровней подчиненности и определению количественной меры выявленной иерархической подчиненности.

Такие модели и их исследование актуальны в сложных социально-экономических системах, например моделирование корпоративных организационно-управляющих систем, политических систем, образовательных систем, где важно определение структурной иерархической предпочтительности. Построение структурно-параметрических имитационных моделей позволяет, например, провести анализ структуры на предмет оптимальности связей и оценить степень информационного управляющего воздействия для получения оптимального результата управления.

Рассмотрим использование алгоритма построения иерархии на основе метода аналитической экспертизы, метода Харари и других матричных и графовых методов структурной оценки для выявления иерархической зависимости элементов системы и количественной оценки меры иерархической зависимости.

Аналитическая экспертиза основывается на выявлении математической зависимости между сравниваемыми объектами на основе экспертных оценок предпочтительности в рассматриваемой паре [4].

Сравнивая объекты, эксперт отвечает на один вопрос:

Является ли элемент d_i предпочтительным по отношению к d_j .

Для разных систем понятие предпочтительности носит различный субъективный отпечаток. Например, для построения системы учебного плана для образовательного процесса предпочтительной будет дисциплина, которая должна изучаться в начале процесса обучения и быть опорной для другой сравниваемой дисциплины. Для сложной политической системы предпочтение элементов имеет заданную структуру, но сила иерархической зависимости может быть оценена в соответствии с предлагаемым алгоритмом

Результатом ответов на все вопросы для всех возможных комбинаций элементов, которые рассматриваются экспертами, является матрица полного парного сравнения размерностью $N \times N$, где N — количество сравниваемых элементов системы.

Таким образом, имеется множество объектов сравнения — $D = \{D_1, \dots, D_n\}$ и массив $R = (R^1, R^2, \dots, R^m)$ парных сравнений его элементов по предпочтительности, где R^p ($p=1, m$) — матрица парных сравнений размерности $n \times n$, элемент которой r_{ij}^p при $i \neq j$ выражает в некоторой шкале результат сравнения объектов D_i и D_j — p -м экспертом. Диагональные элементы r_{ij}^p не соответствуют никаким сравнениям и определяются некоторым соглашением.

В результате проведения экспертизы необходимо получить полную матрицу предпочтений. Массив R назовем полным, если полны все матрицы R^1, \dots, R^m . Числа n и m называются параметрами массива R .

Поскольку эксперты осуществляют неколичественные парные сравнения, то элементы матрицы R^p можно определять следующим образом [6].

$$r_{ij}^p = \begin{cases} 1, & \text{если при } p\text{-й экспертизе } D_i \text{ считается опорной по отношению к } D_j, \\ -1, & \text{если при } p\text{-й экспертизе } D_j \text{ считается опорной по отношению к } D_i, \\ 0, & \text{если при } p\text{-й экспертизе } D_j \text{ и } D_i \text{ являются равноценными.} \end{cases} \quad (1)$$

Получив полную матрицу, необходимо осуществить ряд математических операций над данным массивом размерностью $n \times m$, которые позволят сделать определенные выводы о характере зависимости между всеми рассматриваемыми объектами.

Предлагается использовать технологическую цепочку математических операций для выявления характера зависимости:

Шаг 1. Свертка массива R до состояния матрицы размерностью $n \times n$.

Каждому объекту D_i ставится в соответствие его «строчная сумма» в массиве R :

$$s_{ij} = \sum_{p=1}^m r_{ij} \quad i, j = \overline{1..n}, \quad (2)$$

где m — количество экспертных оценок; n — количество рассматриваемых объектов.

Поскольку каждый эксперт проводит оценку в соответствии с условием выбора (формула 1), то значение s_{ij} будет представлять собой сумму нулей, если эксперт выдвинул заключение о нейтральности объектов; единиц, если эксперт выдвинул заключение о приоритете i -го объекта по отношению к j -му объекту; и единиц со знаком минус, если эксперт выдвинул заключение о приоритете j -го объекта по отношению к i -му объекту.

Таким образом, s_{ij} будет равно какому-либо натуральному числу с положительным или отрицательным знаком, либо 0.

Если большее число экспертов (в соответствии с методом большинства), согласно [6], выбирает единицу, то заменяем положительную сумму единицей, аналогично отрицательную сумму заменяем минус единицей.

Следовательно, после подсчета строчных сумм, согласно формуле (2), получим матрицу D размерностью $n \times n$, где $r_{ij} = s_{ij}$.

Получается полная кососимметрическая матрица D размерностью $n \times n$.

Шаг 2. Приведение полученной матрицы D к каноническому виду. Канонический вид матрицы соответствует всем ограничениям для матрицы упорядочения [4]:

$$1) r_{ij} = +1; 0; -1; \quad (3)$$

$$2) r_{ij} = -r_{ji};$$

$$3) \text{ если } r_{ij} \geq 0 \text{ и } r_{jk} \geq 0, \text{ то } r_{ik} \geq 0, \text{ причем } r_{ik} = 0 \text{ только, если } r_{ij} = r_{jk} = 0.$$

Данная математическая операция позволяет выявить транзитивное замыкание, которое показывает, что имеется нарушение условия транзитивности, т.е. возникает ситуация, когда $r_{ij} \geq 0$ и $r_{jk} \geq 0$, а $r_{ik} \leq 0$. Такое состояние матрицы соответствует ситуации, когда эксперты, проводя парное сравнение объектов, замыкают логическую взаимосвязь. Например, элемент 1 является опорным для 2, элемент 2 является опорным для 3, но элемент 3 является опорным для 1. Наличие транзитивного замыкания говорит о несогласованности экспертизы. Следовательно, эксперты должны повторно рассмотреть замкнутые транзитивные цепочки и изменить значение логической взаимосвязи.

Матрица в каноническом виде является математической моделью логической взаимосвязи объектов.

Шаг 3. Определение элементов матрицы D , которые не имеют элементов выше их по предпочтению, а также элементов матрицы, которые не являются предпочтительными по отношению к другим элементам. Удобно применить метод графового представления матрицы упорядочений с обозначением связи между элементами. Представив каждый элемент матрицы вершиной графа D_i , где $i = \overline{1..n}$, а отношение предпочтения r_{ij} в виде связи определенной направленности для $\forall i = \overline{1..n}$ и r_{ij} , определим суммы вида:

$$\pi_o(d_i) = \sum_{j=1}^n r_{ij}, \quad \pi_b(d_i) = \sum_{j=1}^n r_{ji}. \quad (4)$$

Эти суммы в теории графов называются полустепенью исхода и полустепенью захода вершины D_i [2]. Величина $\pi_o(d_i)$ определяет число дуг, выходящих из вершины D_i , $\pi_b(d_i)$ — число дуг, входящих в вершину D_i .

Равенство суммы $\pi_o(d_i)$ нулю ($\pi_o(d_i) = 0$) служит признаком выделения элементов D_i (конечных объектов), действие которых не оказывает дальнейшего влияния на формирование отношения логической связности, а значение $\pi_o(d_i) > 0$ определяет число объектов на которые D_i оказывает влияние при формировании отношения логической связности.

Равенство же суммы $\pi_b(d_i)$ нулю ($\pi_b(d_i) = 0$) служит признаком выделения элементов D_i (базовых объектов), действие которых оказывает влияние на формирование отношения логической связности, а значение $\pi_b(d_i) > 0$ определяет число объектов, которые оказывают влияние на D_i при формировании отношения логической связности.

Если $\pi_o(d_i) = \pi_b(d_i) = 0$, то вершина является изолированной. Наличие изолированных вершин свидетельствует о наличии нейтральных объектов.

При таком подходе число характеризует важность объекта S_i в формировании отношений логической связи между элементами множества D . В результате проведенного анализа выявленные базовые, конечные и нейтральные объекты получают соответствующий статус, который необходимо запомнить. Для определения меры статуса воспользуемся методом Харари, который можно применять после формирования логических цепочек и построения иерархии зависимости элементов. Метод подробно описан в [1].

Шаг 4. Выявление логических цепочек объектов по схеме

Базовая \Rightarrow промежуточная $\Rightarrow \dots \Rightarrow$ конечная

Для построения множества логических цепочек необходимо проследить взаимосвязь между элементами на основе формирования и запоминания транзитивной цепочки при анализе матриц D и D^{st} .

Сканируется матрица D^{st} . Выбирается элемент, соответствующий базовому элементу, и тождественная этому элементу строка матрицы D . Далее следует поиск $r_{ij}=1$ и переход по столбцу к элементу главной диагонали, после чего вновь определяется $r_{ij}=1$. Поиск продолжается до нахождения элемента, имеющего статус конечного объекта. Поиск логической цепочки представлен на рис. 1. Из рисунка видно, что для базового элемента $d1$ логическая цепочка имеет следующий вид: $d_1 \Rightarrow d_2 \Rightarrow d_4 \Rightarrow d_5$. Для определения максимальной длины определяется ранг последнего объекта в рассматриваемой транзитивной цепочке, и, если этот ранг соответствует конечному объекту, то логическая цепочка максимальна по длине.

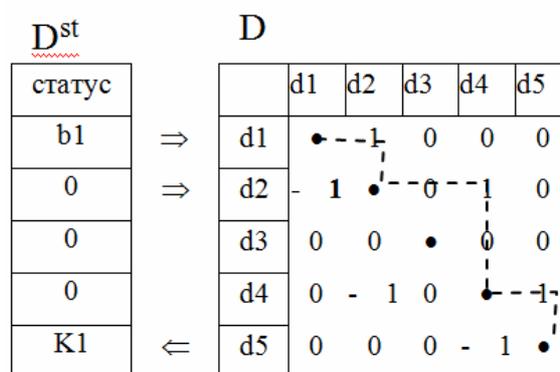


Рис. 1. Поиск логических цепочек в матрице объектов на основе свойства транзитивности элементов матрицы

В результате перебора всех возможных случаев транзитивности формируется множество логических цепочек, которые имеют началом базовый элемент и длина их различается, а максимальная длина возможна тогда, когда окончанием логической цепочки является конечный элемент.

Для множества получившихся логических цепочек, имеющих одинаковый исход и одно и то же окончание, выбирается логическая цепочка, имеющая наибольшее количество элементов, участвующих во взаимосвязи. Пояснить данное утверждение можно с помощью рис. 2.

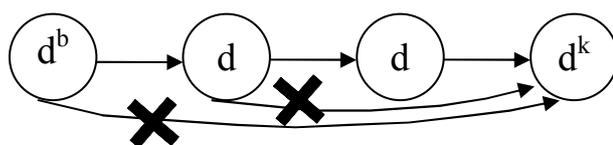


Рис. 2. Выбор логической цепочки

В результате проведенного расчета получаем иерархию логической зависимости, количество вершин, которые не имеют входа, равную числу базовых элементов. В иерархии рассчитаем уровень расположения элемента, как наиболее близкий к вершине во всех возможных логических цепочках.

Возможен случай, когда мы имеем одну вершину иерархии и сложное ветвление иерархической зависимости.

Задача оптимального управления такими системами, как правило, сводится к определению меры оптимального воздействия в однокритериальных задачах оптимизации.

В численных схемах многокритериальной оптимизации большинство моделей работают с множеством данных большой размерности, причем его мощность существенно возрастает на итерациях поиска. Обычно применяются различные модели, позволяющие отбрасывать части решений и контролировать размерность этого множества. Алгоритмы, реализующие выбор лучших на множестве предложенных решений рассмотрены в [3]. Там же рассмотрена их эффективность и применимость для различных областей решений. Рассмотрим алгоритм экспертного выбора на базе экстраполяции экспертных оценок, состоящий из следующих шагов: 1 — генерирование выборки $Y^{(i)} \subset X_{\text{Нед}}^{(i)}$ решений; 2 — опрос лица, принимающего решение, с целью получения информации о его предпочтениях; 3 — синтез механизма выбора $M_3^{(i)}$ на основе полученной информации; 4 — построение структуры на $X_{\text{Нед}}^{(i)}$ решений и получение выбора $X^{*(i)} \subset X_{\text{Нед}}^{(i)}$. Здесь $X_{\text{Нед}}^{(i)}$ — множество недоминируемых решений, $X^{*(i)}$ — множество решений после процедуры отсева на i -й итерации.

Таким образом на каждой i -й итерации поиска решения происходит последовательное преобразование (сужение) множества $X_{\text{Нед}}^{(i)}$ предложенных вариантов решений.

$$X_{\text{Нед}}^{(i)} \xrightarrow{\text{синтез и применение } M_3^{(i)}} X^{*(i)}.$$

Синтез $M_3^{(i)}$ на каждой итерации включает шаги 1,2,3 обозначенного выше алгоритма. Применение — шаг 4.

В [3] предлагается использовать алгоритм экспертного выбора на базе экстраполяции экспертных оценок на всех итерациях поиска. Привлечение экспертов обеспечивает принятие адекватных решений по получению выбора на множестве недоминируемых решений, однако число итераций поиска обычно велико, поэтому целесообразно сократить количество шагов алгоритма с привлечением экспертов, которое должно происходить по мере возникновения такой необходимости [5]. На итерациях, где необходимости привлечения экспертов не возникнет, будет выполнен только последний шаг алгоритма экспертного выбора на базе экстраполяции экспертных оценок: построение структуры на множестве $X_{\text{Нед}}^{(i)}$ решений и получение выбора при помощи уже синтезированного на предыдущих итерациях $M_3^{(i)}$.

Данный подход позволяет существенно сократить время поиска решения, поскольку позволяет на итерациях поиска исключить шаги 1,2,3 алгоритма. Последовательное преобразование множества $X_{\text{Нед}}^{(i)}$ предложенных вариантов решений выглядит следующим образом:

$$X_{\text{Нед}}^{(i)} \xrightarrow{\text{применение } M_3^{(i)}} X^{*(i)}.$$

Возникает проблема определения необходимости привлечения экспертов. Для ее решения необходимо оценивать верхнюю и нижнюю границы значений функции выбора на каждом i -м и $(i+1)$ -м шагах, задать точность, с которой необходимо производить сужение $X_{\text{Нед}}^{(i)}$, и, исходя из этих данных, принимать решение о привлечении экспертов на итерациях поиска [5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Кемени Дж., Снелл Дж. Кибернетическое моделирование. Некоторые приложения. — М.: Советское радио, 1972. — 191 с.
2. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход.— М.: Мир, 1978.— 432 с.
3. Курченкова Т.В., Курченков О.А. К вопросу выбора ресурсов в задачах календарного планирования // Материалы отчетной научной конференции профессорско-преподавательского состава ВИВТ за 2005/2006 учебный год. — Воронеж: Воронежский институт высоких технологий, 2006. — С. 14—15.
4. Литвак Б. Г. Экспертная информация. Методы получения и анализа. — М.: Радио и связь, 1982. — 184 с.
5. Модели выбора недоминируемых вариантов в численных схемах многокритериальной оптимизации / С.В. Белокуров, Ю.В. Бугаев, С.А. Максина, Ю.С. Сербулов, С.В. Чикунов. — Воронеж: Научная книга, 2005. — 199 с.
6. Чеботарев П. Агрегирование неполных предпочтений // Автоматика и телемеханика. — 1989. — №8. — С. 125—137.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Лавлинская Оксана Юрьевна. Доцент кафедры информационных систем и технологий. Кандидат технических наук.

Воронежский институт высоких технологий.

Россия, 394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а. Тел. (4732) 205-650.

Курченкова Татьяна Викторовна. Доцент кафедры информационных систем и технологий. Кандидат технических наук.

Воронежский институт высоких технологий.

Россия, 394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а. Тел. (4732) 205-650.

Lavlinskaya Oksana Yurievna. Assistant professor of the chair of Information Systems and Technologies. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of High Technologies.

Work address: Russia, 394043, Voronezh, Lenin str., 73a. Tel. (4732) 205-650.

Kurchenkova Tatyana Viktorovna. Assistant professor of the chair of Information Systems and Technologies. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of High Technologies.

Work address: Russia, 394043, Voronezh, Lenin str., 73a. Tel. (4732) 205-650.

Ключевые слова к статье: структурные связи; сложная система; аналитическая экспертиза; метод Харари; экстраполяция экспертных оценок.

Key words: structural communications; difficult system; analytical examination; method of Harari; extrapolation of expert estimations.

УДК 65.011.56



А.В. Мельников,
кандидат технических наук

НЕЧЕТКИЕ МНОЖЕСТВА КОЛИЧЕСТВЕННЫХ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ ЭКСПЕРТИЗЫ

FUZZY SETS OF QUANTITATIVE CHARACTERS OF EXPERTISE OBJECTS

Рассмотрены вопросы применения теории нечетких множеств к определению комплексного показателя «цена—качество». Построена мультипликативная модель, позволяющая использовать при экспертизе более реальные предположения об области допустимости количественных признаков.

Issues of fuzzy sets theory application to integrated “price-quality” index definition is considered. A multiplicative model is constructed, which allows making use of more real assumptions about the range of quantitative characters acceptability in the process of expert examination.

Ранние этапы развития теории экспертных систем, в основном, характеризовались применением эвристических методов планирования экспертизы, получения и обработки экспертных оценок [1,2]. В настоящее время все большее внимание уделяется созданию адаптивных экспертных систем, совершенствованию алгоритмов статистической обработки информации и разработке технологии экспертизы [3,4]. Перспективным представляется применение методов теории нечетких множеств, значительно расширяющих возможности учета неопределенностей различной природы [5—7 и др.].

Остановимся на двух связанных между собой этапах технологии экспертизы: выделение количественных и качественных признаков объекта; формирование комплексного показателя качества. При выборе объекта должен быть учтен целый ряд его признаков (характеристик, показателей, свойств). Большинство признаков носят *количественный* характер. Другие признаки (*качественные*) не могут быть выражены количественно и носят оценочный характер: страна изготовления, торговая марка, удобство эксплуатации, внешний вид и т.д.

Кроме того, очевидно, что все технические характеристики неразрывно связаны с ценой изделия — чем выше цена, тем лучше изделие. Поэтому потребитель должен выбирать желательный объект, исходя из компромисса: цена — качество. Математиче-

ски это можно представить следующим образом [4]. Пусть обобщенный показатель «качество—цена» имеет вид

$$J = f_1(\bar{x}_{кол}) + f_2(\bar{x}_{кач}) + f_3(P), \quad (1)$$

где $\bar{x}_{кол}$, $\bar{x}_{кач}$ — усредненные по количеству экспертов и признаков оценки совокупности количественных и качественных признаков, соответственно; P — цена объекта; $f_1(\cdot), f_2(\cdot), f_3(\cdot)$ — соответствующие функции. Требуется выбрать наилучший объект из условия максимума функционала J :

$$J_{выб} = \max J^{(k)}, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

среди всех оцениваемых K объектов.

Очевидно, что максимум функционала (2) может быть достигнут, если первые два слагаемых в формуле (1) возрастают, а третье слагаемое ограничено. Впрочем, вполне достаточно, чтобы сумма двух первых слагаемых от объекта к объекту росла быстрее, чем убывает третье слагаемое. Отметим, что по смыслу формирования функционала J последнее слагаемое должно убывать именно с ростом цены, например, обратно пропорционально.

Введем комплексный показатель экспертизы «качество—цена» для каждого объекта экспертизы в следующем виде:

$$J = V_{кач} \sum_j V_{j,кач} \bar{x}_{j,кач} + V_{кол} \sum_j V_{j,кол} \bar{x}_{j,кол} + V_{цены} \frac{P_{баз}}{P^{(k)}}, \quad (3)$$

где $\bar{x}_{j,кач}$, $\bar{x}_{j,кол}$ — усредненные качественные и количественные признаки; $\{V_{j,кач}\}$ — множество парциальных весовых коэффициентов отдельных качественных признаков; $\{V_{j,кол}\}$ — множество парциальных весовых коэффициентов отдельных количественных признаков; $\{V\}$ — множество групповых весовых коэффициентов; $P_{баз}, P^{(k)}$ — базовая цена группы объектов и стоимость конкретного объекта экспертизы.

Для устранения неопределенности и расплывчатости оценок экспертов применим концепцию нечетких множеств к учету количественных признаков, т.е. ко второму слагаемому формулы (3):

$$J_{кол} = V_{кол} \sum_j V_{j,кол} \bar{x}_{j,кол} \quad (4)$$

Как известно [5,7], нечеткое множество A в конечном или бесконечном множестве X есть совокупность упорядоченных пар $A = \{x, \mu_A(x)\}$, где $\mu_A(x)$ — функция, представляющая собой степень принадлежности x к A : $\mu_A(x): X \rightarrow [0,1]$. В дальнейшем будем предполагать, что

$$\sup_{x \in X} \mu_A(x) = 1,$$

т.е. нечеткое множество является нормальным.

Функция принадлежности $\mu_A(x)$ является обобщением понятия характеристической функции обычного множества, поскольку переходит в нее в предельном случае, когда содержит лишь две точки 0 и 1, т.е. когда множество четкое. В дальнейшем для описания нечеткого множества будем использовать сокращенную запись $\{x, \mu_A(x)\}$, если конкретные оценки экспертов еще не получены или более удобное обозначение

Кофмана [6] $\{x \mid \mu_A(x)\}$, исключающее путаницу в том случае, если уже полученные экспертные оценки являются дробными числами.

В выражениях (3),(4) для количественных $\bar{x}_{j, кол}$ и качественных $\bar{x}_{j, кач}$ признаков предполагается усреднение по количеству экспертов (верхняя черта над x). Однако в подавляющем числе ситуаций количественные признаки определяются однозначно из прайс-листов, технических описаний и другой документации. Поэтому, в отличие от качественных признаков, для количественных признаков усреднение не требуется и в дальнейшем эти признаки будем обозначать $x_{j, кол}$. Кроме того, поскольку в данной статье речь идет только о количественных признаках, сократим нижний индекс и будем записывать просто x_j .

Для каждого из признаков x_j необходимо задать множество допустимых значений A_j . Учитывая, что выбор наилучшего объекта экспертизы осуществляется путем максимизации суммы (3), одним из слагаемых которой является взвешенная сумма количественных признаков (4), допустимые множества для каждого из признаков состоят из области максимального для данной группы объектов экспертизы значения признака $x_{j, max}$ и некоторой расплывчатой области приемлемых (допустимых) значений $x_{j, don}$ признака, близких к $x_{j, max}$. Таким образом, множество A_j можно определить следующим образом:

$$A_j = \{x_{j, don}\}: \quad x_{j, don} \in [x_{j, min}, x_{j, max}], \quad (5)$$

где $x_{j, min}$ — минимально допустимое (граничное) значение количественного признака.

Последнее означает, что условие (5) должно выполняться для всех признаков приемлемого объекта. Однако здесь возникает следующее затруднение. Абсолютные значения $x_{j, max}$ для разных признаков могут сильно различаться, поэтому возникают проблемы как сопоставления областей допустимых значений, так и построения функции принадлежности $\mu_A(x_1, x_2, \dots, x_m)$ для совокупности $j=1, 2, \dots, m$ количественных признаков.

Для того чтобы обеспечить однородный вклад различных слагаемых во взвешенную сумму (4), а также для удобства сопоставления функций принадлежности $\mu_{A_j}(x_j)$ различных признаков, необходимо привести их значения к единому диапазону. Для этого введем следующую нормировку:

$$x_j = \frac{x_j}{x_{j, max}}, \quad j=1, 2, \dots, m, \quad (6)$$

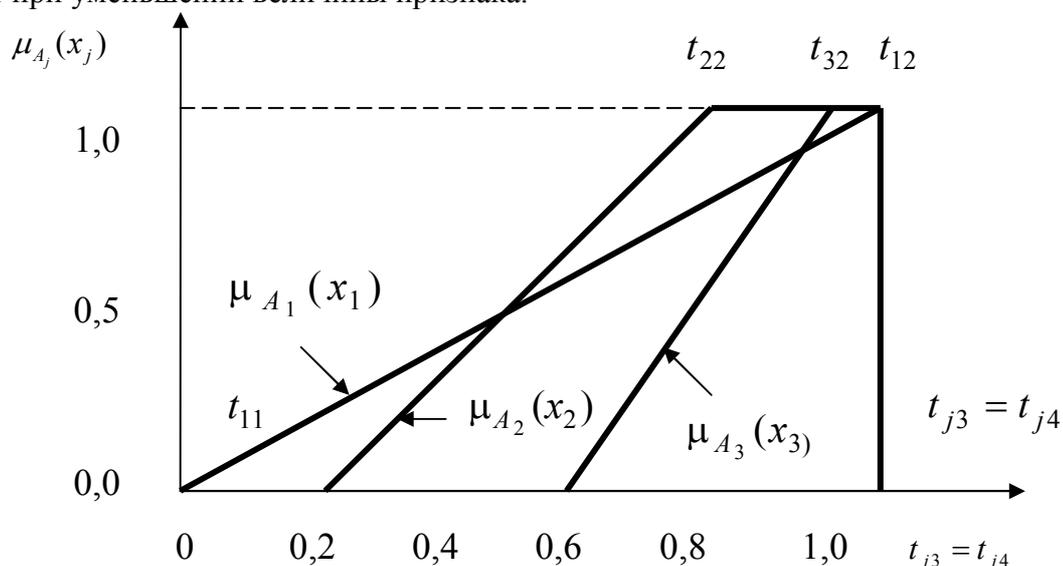
где знаменатель — максимальное значение признака по всем объектам

$$x_{j, max} = \max_k x_j^{(k)}, \quad k=1, 2, \dots, K. \quad (7)$$

Нормированные таким образом значения признаков $x_j \in [0, 1], \forall j$.

Эксперты выбирают вид функций принадлежности, пример которых для случая трех признаков представлен на рисунке. Принято выбирать эти функции в трапециевидальной форме. Согласно введенной нормировке, в области максимального значения по

данной группе объектов экспертизы функция принадлежности равна единице, а затем убывает при уменьшении величины признака.



Примеры функций принадлежности количественных признаков

Трапециевидная функция для каждого j -го признака $j=1,2,\dots,m$ может быть представлена в «четырёхреперной форме» [7], т.е. в виде четверки чисел $T_j = (t_{j1}, t_{j2}, t_{j3}, t_{j4})$, которые назовем t -числами. Нечеткие множества t -чисел позволяют представить функции принадлежности $\mu_{A_j}(x_j)$ в компактной форме. Введенная T -форма упрощает переход к α -уровням функции принадлежности нечеткого множества и перспективному использованию нечетко-интервальной математики.

Возвратимся к формуле (4) и конкретизируем ее вид в терминах функций принадлежности. Во-первых, усредненные значения признаков заменим на их нормированные значения x_j . Во-вторых, в качестве парциальных весовых коэффициентов естественно выбрать соответствующие величины функции принадлежности. Эти весовые коэффициенты выбираются для каждой группы сравниваемых объектов индивидуально, исходя из относительной предпочтительности количественных или качественных признаков, а также функции цены (обычно им присваиваются значения из интервала $(0,1)$). В итоге слагаемое количественных признаков примет вид

$$J_{\text{кол}} = V_{\hat{\epsilon}\hat{\epsilon}} \sum_j \mu_{A_j}(x_j) x_j. \quad (8)$$

В последнем выражении групповой весовой коэффициент $V_{\hat{\epsilon}\hat{\epsilon}} \in [0, 1]$ выбирается исходя из задаваемого соотношения между влиянием количественных и качественных признаков. Желательно, чтобы и сумма в формуле (8) принимала значение из этого же интервала, достигая максимального значения в том случае, если все x_j максимальны. Для достижения этого условия введем следующую нормировку

$$J_{\text{êîë}} = V_{\text{êîë}} \frac{\sum_j \mu_{A_j}(x_j) x_j}{\sum_j \mu_{A_j}(x_j)} \quad (9)$$

Нетрудно убедиться, что при подстановке максимальных значений признаков второе слагаемое (3) становится равным единице.

Все количественные признаки можно разделить на две группы. Назовем *признаками 1-го рода* признаки, при увеличении которых обеспечивается рост комплексного показателя (3). Для таких признаков функции принадлежности μ_{A_j} имеют вид, аналогичный рассмотренным примерам (см. рисунок). *Признаками 2-го рода* назовем признаки, при увеличении которых, наоборот, происходит уменьшение показателя (3). Поэтому для выбора наилучшего объекта экспертизы требуется уменьшение или ограничение вклада соответствующих слагаемых в показатель $J^{(k)}$. Примерами признака 2-го рода являются цена объекта $P^{(k)}$, габариты, вес т.д. Рассмотрим далее формирование функций принадлежности для таких признаков.

В отличие от формулы (7) выберем в качестве базового объекта для сравнения с другими объектами экспертизы объект с минимальным значением признака

$$x_{j, \text{баз}} = \min_k x_j^{(k)}, \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (10)$$

(например, если в качестве признака рассматривается цена объекта, то $P_{\text{баз}} = \min P^{(k)}$). Тогда превышение значения j -го признака для k -го объекта над базовым значением (10) будет характеризоваться нормированным признаком

$$x_j = \frac{x_{j, \text{баз}}}{x_j} \quad (11)$$

Например, цена объекта является признаком 2-го рода, и для нее формула (11) принимает следующий вид:

$$P^{(k)} = \frac{P_{\text{баз}}}{P^{(k)}}.$$

Сравнивая между собой формулы (6), (7) и (10), (11), видим, что при переходе от группы признаков 1-го рода к группе признаков 2-го рода меняется смысл базовых значений признаков: от максимальных по множеству K объектов экспертизы к минимальным. Другое отличие состоит в том, что (6) и (11) для нормированных значений x_j — взаимно обратные отношения.

В исходное выражение (3) для показателя J входит последнее слагаемое — функция цены P . Недостатком этой формулы является то, что влияние цены как одного из основных факторов оценки объекта явно недостаточно. Предложим вместо аддитивной модели *мультипликативную*, т.е. умножим первые два слагаемых формулы (3) на функцию $f_{\text{ôëí}}(x_{\text{ôëí}})$, отражающую свойства объекта экспертизы с экономической точки зрения. Например, если сравниваются товары, то это — цена, а если сравниваются предприятия — показатели финансовой устойчивости.

Приведем окончательный вид комплексного показателя качества для случая экспертизы товаров

$$J = \left[V_{\hat{a}} \sum_i V_{i, \hat{a}} X_i + V_{\hat{e}} \frac{\sum_j \mu_{A_j}(x_j) x_j}{\sum_j \mu_{A_j}(x_j)} \right] \cdot \mu_P(P) \cdot P. \quad (12)$$

Итак, мультипликативная модель «качество—цена» является более эффективной за счет свойств функции принадлежности $\mu_P(P)$, полностью исключающей слишком дорогие товары из дальнейшей экспертизы. В целом теория нечетких множеств позволяет при экспертизе использовать более реальные предположения об области допустимости количественных признаков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кендэл М. Ранговые корреляции: пер. с англ. — М.: Статистика, 1975.— 220 с.
2. Литвак Б.Г. Экспертная информация: методы получения и анализа. — М.: Радио и связь, 1982. — 184 с.
3. Бухарин С.В., Забияко Е.С., Конобеевских В.В. Экспертные системы оценки качества и цены товаров (работ, услуг): монография / под ред. проф. С.В. Бухарина. — Воронеж: ИММФ, 2006. — 200 с.
4. Темнышов А.А. Математическое моделирование адаптивных экспертных систем статистической обработки информации: автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2010. — 16 с.
5. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений: пер. с англ. — М.: Мир, 1976. — 165 с.
6. Кофман А. Введение в теорию нечетких множеств: пер. с франц. — М.: Радио и связь, 1982. — 432 с.
7. Дилигенский Н.В., Дымова Л.Г., Севастьянов П.В. Нечеткое моделирование и многокритериальная оптимизация производственных систем в условиях неопределенности: технология, экономика, экология. — М.: Издательство «Машиностроение – 1», 2004. — 397 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Мельников Александр Владимирович. Старший преподаватель кафедры огневой подготовки. Кандидат технических наук.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: meln78@mail.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 623-397.

Melnikov Alexander Vladimirovich. Senior lecturer of the chair of Range Practice. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 623-397.

Ключевые слова к статье: нечеткие множества; объект экспертизы, функция принадлежности; мультипликативная модель «цена—качество».

Key words: fuzzy sets; expert examination object; property function; “price-quality” multiplicative model.

УДК 657

