

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Сницаренко П.М. Методические основы обоснования требований к военным системам дистанционного мониторинга окружающего пространства для выявления и сопровождения подвижных объектов при условии ресурсных ограничений на их создание 185
- Курекин А.С., Курекин А.А., Яцевич С.Е., Горобец В.Н., Гончаренко Ю.В., Гутник В.Г. Поляризационные особенности рассеяния радиоволн морской поверхностью при разнесенной радиолокации 193
- Курекин А.С., Яцевич С.Е., Горобец В.Н., Гончаренко Ю.В., Гутник В.Г. Особенности расчета дальности действия разнесенных РЛС по морским целям 202
- Безрук В.М., Белов Е.Н., Войтович О.А., Нетребенко К.А., Тихонов В.А., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И. Радиолокационное распознавание метеообъектов на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов 209

СИГНАЛЫ: ФОРМИРОВАНИЕ, ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА

- Сахарин В.Г., Софийук А.А. Разработка проектов цифровой обработки сигналов в элементном базисе программируемых логических интегральных схем фирмы Xilinx 216

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Высоцкая Е.В., Козина О.А., Страшенко А.Н., Синенко С.А., Соломко С.Б. Марковская модель лечебно-диагностических мероприятий при первичной открытоугольной глаукоме 225

ЭЛЕКТРОННАЯ И ЛАЗЕРНАЯ ТЕХНИКА, ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Чурюмов Г.И., Одаренко Е.Н., Фролова Т.И., Старчевский Ю.Л., Герасимов В.П., Иванцов В.П., Экезли А.И. Качественный анализ теплового режима работы безэлектродной серной лампы с СВЧ накачкой 232
- Лукин К.А., Мачехин Ю.П., Могила А.А., Татьяна Д.Н., Бабич В.М., Литвиненко А.С. Лазерный измеритель расстояний на основе метода спектральной интерферометрии 240
- Александрова А.А., Александров Ю.Н. Магнитогидродинамическое поле в диссипативной среде 246
- Шило Г.Н., Коваленко Д.А., Гапоненко Н.П. Выбор параметров элементов с учетом внешних воздействий при нормальном законе распределения 254

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Кочина М.Л., Фирсов А.Г. Многофункциональный прибор для проведения психофизиологических исследований 260

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Литвин-Попович А.И., Евсеев Д.Б., Олейников В.Н., Юдин С.В., Скляренко К.В. Радиолокационные наблюдения колебательных процессов в атмосфере, вызванных солнечным терминатором 266
- Дохов А.И., Лукьянов А.М., Гринченко Е.В. Структура построения и принципы функционирования региональной информационно-аналитической системы мониторинга и организации дорожного движения 271

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ

- Мамедов И.Р., Велиев М.А. Повышение помехоустойчивости сотовой системы мобильной связи путем управления мощностью передатчика базовой станции 276

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Высоцкая Е.В., Беловол А.Н., Кириченко Ю.В. Формирование вектора значимых показателей клинико-биохимических анализов пациентов с псориазом с помощью искусственной нейронной сети для выявления заболевания на ранних стадиях 280
- Логвиненко М.Ф., Шевцова В.В. Порівняльний аналіз ефективності систем захисту даних від завад з адресним та квазіадресним перепитом 285

ЭЛЕКТРОННАЯ И ЛАЗЕРНАЯ ТЕХНИКА, ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Чернышев В.П., Высоцкая Е.В., Чернышев А.А., Чернышев С.А. Устройство управления биоэлектрическим протезом плеча с установочным локтевым механизмом 290
- Кочкарев Ю.А., Панаско Е.Н. Оценка эффективности применения поразрядного инвертирования входных переменных при оптимизации структуры цифровых блоков 295

ПИСЬМА В РЕДАКЦИЮ

- Ткаченко С.С., Поштаренко Д.В. Досвід діяльності наукових товариств Харкова у ХІХ — початку ХХ ст. 299

CONTENTS

LOCATION AND NAVIGATION

- Snitsarenko P.M.** Methodical bases of grounding requirements to military systems of remote monitoring of ambient space for exposure and tracking of mobile objects on the assumption of resource limits on their creation..... 185
- Kurekin A.S., Kurekin A.A., Yatsevich S.E., Gorobets V.N., Goncharenko Yu.V., Gutnik V.G.** Polarization features of two-position scattering by the sea surface..... 193
- Kurekin A.S., Yatsevich S.E., Gorobets V.N., Goncharenko Yu.V., Gutnik V.G.** Peculiarities of calculating action radius of marine diversity radars 202
- Bezruk V.M., Belov E.N., Vojtovich O.A., Netrebenko K.A., Tihonov V.A., Rudnev G.A., Hlopov G.I., Homenko S.I.** Radar recognition of meteorological objects on the base of an autoregressive model of reflected signals..... 209

SIGNALS: FORMATION, PROCESSING AND TRANSMISSION

- Sakharin V.G., Sofiyuk A.A.** Project development of digital signal processing in element bases of programmable logical integrated circuits of the company Xilinx..... 216

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Vysotskaya E.V., Kozina O.A., Strashnenko A.N., Sinenko S.A., Solomko S.B.** A Markov model of medical and diagnostic measures at primary open-angle glaucoma 225

ELECTRONICS AND LASER TECHNIQUES, OPTOELECTRONICS AND TECHNOLOGY

- Churyumov G.I., Odarenko Ye.N., Frolova T.I., Starchevskiy Yu.L., Gerasimov V.P., Ivantsov V.P., Ekezi A.I.** Qualitative analysis of the thermal regime of an electrodeless sulphuric lamp with microwave pumping..... 232
- Lukin K.A., Machekhin Yu.P., Mogila A.A., Tatyanko D.N., Babich V.M., Litvinenko A.S.** Laser distance meter on the basis of spectral interferometry method 240
- Oleksandrova A.O., Oleksandrov Yu.M.** Magnetohydrodynamic field in a dissipation medium 246
- Shilo G.N., Kovalenko D.A., Gaponenko N.P.** Selecting parameters of elements in view of external influences under normal distribution law 254

INSTRUMENT ENGINEERING AND MEASUREMENT DEVICES

- Kochina M.L., Firsov A.G.** Multifunctional device for psychophysiological research 260

BRIEF REPORTS

LOCATION AND NAVIGATION

- Litvin-Popovitch A.I., Evseev D.B., Oleynikov V.N., Yudin S.V., Sklyarenko K.V.** Radar measurements of atmospheric parameter fluctuations evoked by a solar terminator passage 266
- Dokhov A.I., Lukyanov A.M., Grinchenko E.V.** The structure of constructing and principles of functioning the Regional Information-Analytical System for monitoring and organizing road traffic 271

TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND NETWORKS

- Mammedov I.R., Veliyev M.A.** Noise-immunity increasing in mobile systems by power regulation of base station transmitters 276

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Vysotskaya E.V., Belovol A.A., Kirichenko Y.V.** Forming the vector of meaningful indicators of clinical and biochemical analyses of patients with psoriasis using an artificial neural network to detect the disease at early stages 280
- Logvinenko M.F., Shevtsova V.V.** Comparative analysis of efficiency of systems of data protection against interference with address and quasiaddress decision feedback 285

ELECTRONICS AND LASER TECHNIQUES, OPTOELECTRONICS AND TECHNOLOGY

- Chernyshev V.P., Vysotskaya E.V., Chernyshev A.A., Chernyshev S.A.** A unit of controlling a bioelectric prosthetic shoulder appliance with an adjusting elbow mechanism 290
- Kochkarev J.A., Panasko E.N.** Estimation of the efficiency of applying digit-by-digit inversion of input variables for optimizing the structure of digital blocks 295

LETTER TO THE EDITORIAL STAFF

- Tkachenko S.S., Poshtarenko D.V.** The Activity of Scientific Societies in Kharkiv in the 19-th and the Beginning of 20-th Century 299

МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ВОЕННЫМ СИСТЕМАМ ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ УСЛОВИИ РЕСУРСНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ НА ИХ СОЗДАНИЕ

П.М. СНИЦАРЕНКО

В статье изложены теоретические элементы методики реализации процесса обоснования требований к военным системам дистанционного мониторинга окружающего пространства для выявления и сопровождения подвижных объектов при условии ресурсных ограничений на их создание на основе применения имитационного моделирования и многокритериальной оптимизации.

Ключевые слова: мониторинг окружающего пространства, подвижный объект, система, требования к системе.

ВВЕДЕНИЕ

Вопрос обоснования требований к разнообразным объектам как гражданского, так и военного назначения, возникает каждый раз в случае их создания или усовершенствования. Определенная формализация этого процесса заложена в государственных стандартах, которые регламентируют порядок проведения опытно-конструкторских работ на создание отдельных образцов техники. Это несколько облегчает общую процедуру формирования требований, поскольку в таких стандартах содержится, как минимум, перечень характеристик для изделия определенного класса, а также предоставляются некоторые методические рекомендации относительно их оценивания. Однако и здесь во многих случаях для прогнозирования тех или иных характеристик будущих изделий, что и предопределяет требования к ним, все еще недостает как теории, так и соответствующих методик. Что же касается сложных технических систем, особенно таких, которые являются совокупностью многих территориально разнесенных элементов, то здесь ситуация еще хуже, так как до сегодняшнего времени в проблематике обоснования требований к сложным системам намечены лишь определенные теоретические подходы общего характера, о чем свидетельствует ряд публикаций этого направления [1-3], а, следовательно, проблема на должном научном уровне является нерешенной. Существующее состояние в теоретической сфере не позволяет с позиций объективности формировать требования к сложным системам в каждом практическом случае, что в итоге может иметь негативные последствия как для отдельных отраслей деятельности, так и для общества в целом.

В особенный раздел этой проблематики входят вопросы обоснования требований к сложным военным системам, которые имеют как собственную специфику с точки зрения их применения,

так и масштабов территориального распределения, из-за чего к ним могут выдвигаться требования уровней от тактического до стратегического. Причем такие требования выдвигаются не только на этапе создания систем, но и на каждом этапе их применения по назначению в соответствии с условиями кризисной ситуации, которая сложилась для военной сферы государства. Разработку методических средств обоснования требований к таким системам, в частности, в Украине, также уже достаточно давно очерчено как отдельную значительную научную и практическую проблему, которая нуждается в своем решении [4, 5].

Среди сложных территориально распределенных систем военного назначения, к которым следует формировать соответствующие требования, можно выделить класс систем дистанционного мониторинга окружающего пространства для выявления и сопровождения подвижных объектов (далее — систем ДМОП ПО). Функционирование таких систем основывается преимущественно на принципах радиоэлектронной разведки. Сущность систем ДМОП ПО как отдельного класса сложных информационных систем, а также роль и место в информационном обеспечении процесса вооруженной борьбы, отражена в [6], что дает возможность подходить к их рассмотрению с единых теоретических позиций, в том числе при формировании к ним требований. Особую важность представляет собой задача обоснования требований к системам ДМОП ПО при условии ресурсных (финансовых) ограничений на их создание. В работе [7] впервые предложен обобщенный подход для решения этой задачи, а также приведен алгоритм обоснования требований с формализацией постановки задачи теоретического синтеза системы, решение которой является ключевым элементом всего процесса обоснования. В то же время, элементы алгоритма, как и собственно решение задачи теоретического синтеза системы, в

частности, при условии ресурсных ограничений на ее создание, нуждаются в отдельном раскрытии и объяснении. Достижение такого результата послужит определенным завершением становления общих методических основ реализации процесса обоснования требований к данному классу информационных систем формализованными процедурами, что и является целью этой работы.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Первоочередно отметим, что сложная территориально распределенная военная система ДМОП ПО (например, радиолокационного, радиотехнического или гидроакустического наблюдения или комбинированного), как правило, информационно обеспечивает решение стратегических, оперативно-стратегических или оперативных задач вооруженных сил в современной войне. Исходя из этого, а также принимая во внимание ресурсные (финансовые) ограничения при создании системы, требования к ней следует рассматривать как стратегические, оперативно-стратегические или оперативные. Надо понимать, что **это утвержденные полномочным органом определяющие характеристики военной системы ДМОП ПО в соответствии с уровнем ее информационных задач, которые достигаются при определенной стоимости системы и должны обеспечиваться в условиях боевой работы.** Существует обоснование [1], что требования к сложным, в частности, информационным системам можно разделить на *функциональные* (определяющие свойства системы) и *нефункциональные* (уровень эффективности системы). Соответственно и характеристики системы ДМОП ПО следует разделить на функциональные, как перечень ее функциональных задач (выявление ПО, опознавание ПО, сопровождение трассы ПО, выдача информации на пункты управления вооруженных сил), и нефункциональные, которые характеризуют эффективность (вектор характеристик качества системы и ее стоимость).

В условиях ресурсных (финансовых) ограничений на создание военной системы ДМОП ПО взвешенное решение относительно требований к ней может быть получено при достижении компромисса между количественным уровнем ее нефункциональных характеристик (показателей качества информации на выходе системы) и стоимостью. Это вынуждает в процессе обоснования требований предварительно иметь четкое представление о такой системе, что становится возможным при условии соблюдения *главного методического принципа — требования к системе ДМОП ПО (т. е. утвержденные ее определяющие характеристики) в полном объеме могут быть получены лишь на основе знания ее структуры, состава и информационных возможностей в прогнозируемых условиях боевой работы.* На предварительном этапе создания (усовершенствования) системы, когда ее еще не существует, нахождение компромисса

может быть достигнуто только путем прогнозирования облика и информационных возможностей системы на основе решения задачи ее теоретического синтеза, которая и становится главной в общем процессе обоснования.

Отмеченное вызывает потребность применения методической схемы обоснования характеристик военной системы ДМОП ПО, которая включает условно “нетехнологическую” и “технологическую” фазы этого процесса (рис. 1).

Полученный в ходе реализации всего процесса результат (ожидаемые функциональные и нефункциональные характеристики системы, т. е. их оценки) считается предложением руководству (органу военного управления) для утверждения его в качестве требований соответствующего уровня к военной системе ДМОП ПО.

Главным в “нетехнологической” фазе является обоснование функциональных задач военной системы ДМОП ПО. Оно заключается в определении (на основе предварительных прогнозов и логического моделирования органом управления, формирующим требования, поведения ПО в пределах зоны ответственности будущей системы) полного перечня типов ПО, которые необходимо обнаруживать и сопровождать, а также определении потребителей информации с как можно более детальным описанием этих процессов на вербальном уровне (поэтому фаза “нетехнологическая”). Определенные таким образом задачи становятся функциональными требованиями, что следует считать концептуальной основой создания системы. “Нетехнологическая” фаза относительно несложна в сравнении с созданием системы ДМОП ПО, является внешней по отношению к этой системе, а потому допускается, что этот процесс завершен и функциональные требования к системе (ее определяющие функциональные характеристики) полномочным органом утверждены.

Проблемные научные задачи, требующие решения, вызваны преимущественно необходимостью реализации “технологической” фазы обоснования характеристик будущей системы (она требует нового методического аппарата и мощных компьютерных вычислений, что является причиной ее условного названия), т.е. в полном объеме алгоритма, приведенного в [7], состоят, прежде всего, в разработке методических основ:

оценивания ожидаемых показателей (характеристик) качества военной системы ДМОП ПО; теоретического синтеза военной системы ДМОП ПО с учетом ограничений на ее стоимость.

Рассмотрим пути решения этих задач.

1. *Оценивание ожидаемых показателей (характеристик) качества военной системы ДМОП ПО.* Первым следствием определения систем ДМОП ПО как отдельного класса информационных систем и ввода единого теоретического подхода для их рассмотрения есть то, что к ним может быть применена наиболее развитая среди известных

системная методология оценивания. Анализ показывает, что такой сегодня следует считать методологию оценивания радиолокационных систем, в частности, в сфере противовоздушной обороны, по векторному критерию показателей качества трассовой информации [8], что наиболее полно характеризует именно военную информационную систему в подавляющем большинстве случаев ее функционирования. Заметим, что эта методология успешно применялась при *натурных* экспериментах с реальными техническими средствами, но в случае формирования требований к системе, которой еще нет, такая методология оценивания должна быть реализована лишь в *модельном* варианте. Следовательно, наша ситуация для априорного оценивания систем ДМОП ПО нуждается в замене реального процесса модельным и разработке соответствующего комплекса моделей их функционирования, что является *отдельным научным заданием*, которое также необходимо решать.

Принимая во внимание то, что перемещение и действия ПО (влияние на военную систему ДМОП ПО, которое обозначим оператором $U(t)$) *предварительно прогнозируется* органом военного управления в “нетехнологической” фазе обоснования (а потому $U(t)=def!$), методическая схема оценки характеристик качества системы, по аналогии с радиолокационной (и это является вторым следствием рассмотрения систем ДМОП

ПО как отдельного класса информационных систем!), может быть реализована путем имитационного моделирования. В основе этой схемы — имитационная координатная “протяжка” через определенную зону *детерминированных* процессов движения и действий ПО с текущей оценкой качества их выявления и сопровождения как отдельными элементами, так и системой в целом. Подчеркнем, что оцениваться может вариант будущей системы ДМОП ПО, конкретизированный до уровня элементов и связей между ними. При этом в единой модели органично совмещается несколько процессов (имитационных блоков):

внешнего влияния (перемещения и действий ПО), что одновременно есть модельным “эталонном” координат перемещения ПО в пространстве;

работы системы в штатных режимах выявления и сопровождения ПО;

вычисления показателей качества информации на основе сравнения “эталонных” (входных) данных и результатов моделирования работы системы.

Эта схема оценивания качества системы здесь не детализируется, поскольку по существу она является такой, как в случае оценивания радиолокационной системы (типичной в классе систем ДМОП ПО), что отражено в [9]. Подчеркнем, что схема является основой реализации “технологической” фазы обоснования, так как она — неотъ-

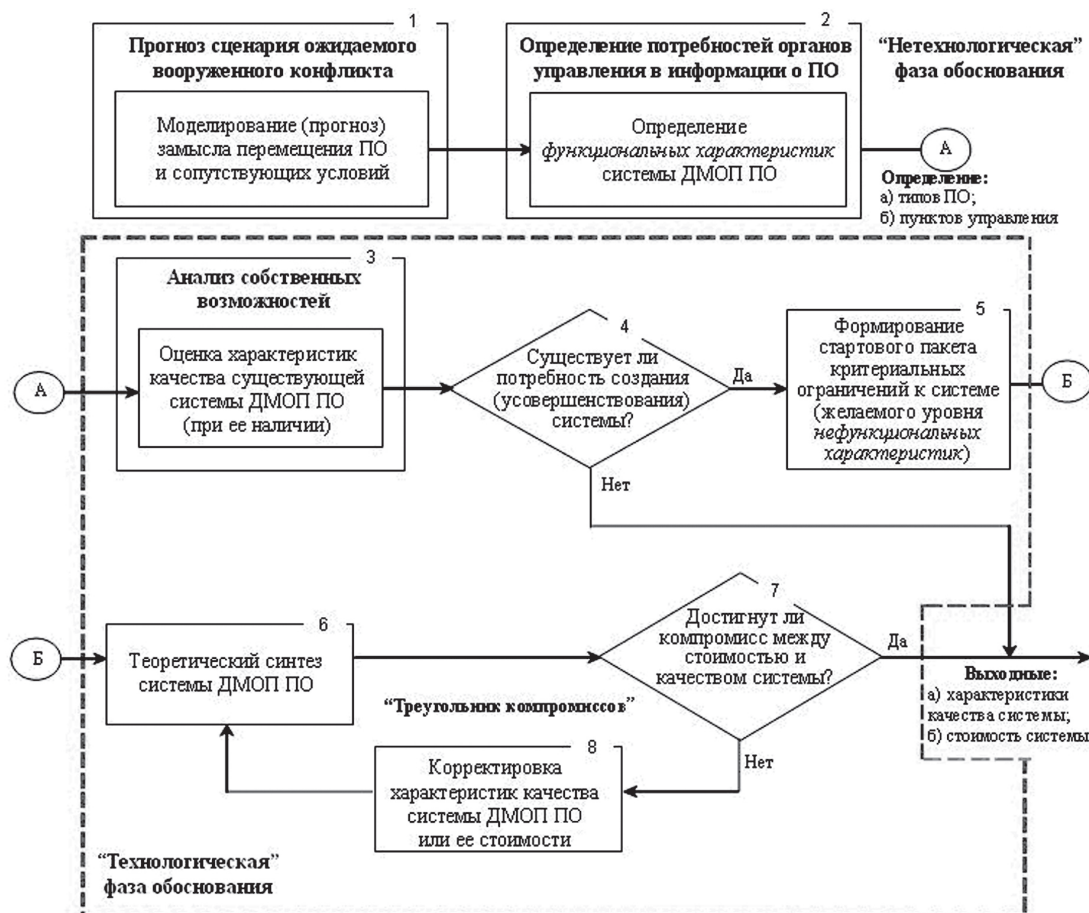


Рис. 1. Общая методическая схема обоснования характеристик системы ДМОП ПО

емлемый элемент в процессах и модельной оценки качества любой системы ДМОП ПО, если она существует, и ее теоретического (виртуального) синтеза, если система отсутствует или несовершенна и нуждается в обновлении.

По аналогии с радиолокационной системой, характеристиками качества любой военной системы ДМОП ПО выбираются показатели качества трассовой информации на ее выходе, что составит вектор качества (показателей пространственных, временных, точности, достоверности, загруженности, полноты) вида

$$\mathbf{y}^0 = \{R_o, R_T, t_{nc}, t_p, K_{пр,t}, \sigma_{XUH}, \sigma_V, \sigma_Q, t_{лт}, K_{лт,t}, N_{ист}, N_{лт}, M, K_{пр,N}\}. \quad (1)$$

В векторе (1), ссылаясь на [8], определим все показатели.

R_o – средний рубеж обнаружения целей (ПО) в прогнозируемом сценарии их действий, R_T – средний рубеж начала выдачи трассовой информации по целям (эти показатели определяются относительно определенной опорной точки – населенного пункта, пункта управления группировки войск, географической точки и т. п.).

Среднее время непрерывного сопровождения целей

$$t_{nc} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{ист}} t_i}{N_{ист}}, \quad (2)$$

где t_i – длительность сопровождения трассы i -й действительной (истинной) модельной цели; $N_{ист}$ – число проведенных системой истинных целей.

Среднее время разрывов трасс истинных целей

$$t_p = \frac{\sum_{i=1}^{N_{ист}} \sum_j t_{ij}}{N_{ист}}, \quad (3)$$

где t_{ij} – длительность j -го разрыва i -й истинной трассы.

Коэффициент проводки истинных целей по времени (является производной обобщающей величиной от двух предыдущих показателей)

$$K_{пр,t} = \frac{t_{nc}}{t_{nc} + t_p}. \quad (4)$$

Среднеквадратические ошибки измерения пространственных координат целей, скорости и курса, – $\sigma_X, \sigma_Y, \sigma_H, \sigma_V, \sigma_Q$, в частности, по координате X имеем

$$\sigma_X = \sqrt{\frac{1}{\left(\sum_{i=1}^{N_{ист}} M_i\right) - 1} \sum_{i=1}^{N_{ист}} \sum_{\mu=1}^{M_i} \Delta X_{i\mu}^2}, \quad (5)$$

где $\Delta X_{i\mu}$ – отклонение между эталонным (действительным) и измеренным (оцененным) значением X – координаты i -й цели в μ -ом цикле

обновления данных в системе; M_i – количество циклов обновления данных, в течение которых i -я цель сопровождалась системой.

Среднее время сопровождения ложных трасс

$$t_{лт} = \frac{\sum_{s=1}^{N_{лт}} t_s}{N_{лт}}, \quad (6)$$

где t_s – длительность сопровождения трассы s -й ложной цели.

Коэффициент ложных трасс по времени

$$K_{лт,t} = \frac{\sum_{s=1}^{N_{лт}} t_s}{\sum_{i=1}^{N_{ист}} t_i + \sum_{s=1}^{N_{лт}} t_s}, \quad (7)$$

где $N_{лт}$ – число проведенных ложных целей.

Максимальное число целей – M , сопровождаемых системой одновременно.

Коэффициент проводки истинных целей по количеству

$$K_{пр,N} = \frac{N_{ист}}{N}, \quad (8)$$

где N – общее число истинных целей в модельной версии ситуации, которая прогнозируется.

Все показатели, которые входят в состав вектора $\mathbf{y}^0$ (1), вычисляются по окончании модельного (имитационного) эксперимента как среднестатистические, чем заканчивается общий процесс оценивания качественных характеристик определенного конкретизированного варианта будущей системы ДМОП ПО.

В этом случае ожидаемую эффективность системы (ее оценку) для определенных внешних условий $U(t) = \det$ характеризует пара $\mathbf{e} = \{\mathbf{y}, C\}$, где $\mathbf{y}$ – вектор оценок показателей качества системы, $C \leq C_0$ – оценка стоимости системы, C_0 – ограничение по стоимости системы (жесткое требование по стоимости).

2. *Теоретический синтез военной системы ДМОП ПО.* Наличие приведенных выше методических основ оценивания качества систем ДМОП ПО любого состава, исходя из единых теоретических позиций, открывает возможность теоретического синтеза таких систем также на основе общего подхода. По причине многокритериальности, которая характеризует эффективность военной системы ДМОП ПО, задача ее теоретического синтеза может рассматриваться как задача векторной оптимизации комбинаторного типа. В общем формализованном виде ее постановка может быть следующей [7].

В фазовом пространстве состояний системы:

$\Omega = \bigcup_l \omega_l$, $l = \overline{1, p}$, $p \neq \infty$, l – номер варианта построения системы, найти такой вариант, когда выполняется следующее условие

$$\omega_l^{opt} \Leftrightarrow W_{opt} = \text{extr } f(\mathbf{y}_l), \quad l = \overline{1, p}, \quad p \neq \infty; \quad (9)$$

$$\forall \mathbf{y}_l \in \mathbf{y}_l : \mathbf{y}_l \leq \mathbf{y}_{t0} \in \mathbf{y}_0, \quad t = \overline{1, s} \quad (10)$$

(показатели $y_l \in \mathbf{y}$ минимизируются);

$$C_l \leq C_0, \quad (11)$$

где $W = f(\mathbf{y})$ — определенная функция, отвечающая целевому назначению системы; $\mathbf{y} = \{y_1, y_2, \dots, y_t, \dots, y_s\}$, $s > 0$ — вектор оценок показателей качества системы; $\mathbf{y}_0 = \{y_{t0}\}$, $t = \overline{1, s}$ — вектор критериальных ограничений по показателям качества (предварительные нефункциональные требования к системе); $\mathbf{y}_l = F(\mathbf{r}, \mathbf{q}, \mathbf{A}_l, \mathbf{G}_l, U(t))$, $l = \overline{1, p}$, $p \neq \infty$; $\mathbf{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_j, \dots, r_m\}$, $m > 0$ — географический базис системы, r_j — символ географических координат j -й географической точки; $\mathbf{q} = \{q_1, q_2, \dots, q_k, \dots, q_n\} = \det$, $n > 0$ — имеющийся в государстве арсенал (совокупность) средств для построения системы, q_k — символ технических характеристик k -го средства и его стоимости c_k ; $\mathbf{A}_l = \{\alpha_{kj}\}$, $k = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, m}$, $l = \overline{1, p}$, $p \neq \infty$ — $(n \times m)$ — матрица: индикатор l -го варианта распределения технических средств $q_k \in \mathbf{q}$ в базисе $\mathbf{r}$,

$$\alpha_{kj} = \begin{cases} 1, & \text{если элемент } k\text{-го типа на } j\text{-й позиции;} \\ 0, & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

$\mathbf{G}_l = \{g_{jh}\}$, $j, h \in \overline{1, m}$, $l = \overline{1, p}$ — $(m \times m)$ — матрица: индикатор структурных связей в l -м варианте системы при стоимости каждой связи c_{jh} ,

$$g_{jh} = \begin{cases} 1, & \text{если } j\text{-я и } h\text{-я позиции взаимодействуют;} \\ 0, & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

$U(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_i(t), \dots, u_r(t)] = \det$, $r > 0$ — оператор внешнего влияния на систему, $u_i(t)$ — символ характеристик i -го влияния в расчетный момент t .

C_0 — ограничение по стоимости системы ДМОП ПО, а ее оценка для l -го варианта

$$C_l = C_A + C_G = \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^n \alpha_{kj} c_k + \sum_{j,h=1}^m g_{jh} c_{jh}, \quad j \neq h, l = \overline{1, p}. \quad (12)$$

Такая постановка задачи является новой и осуществляется впервые, поэтому важно получить любое ее позитивное решение. Заметим, что невозможность получения аналитического выражения для функции $W = f(\mathbf{y})$ и многокритериальность задачи относят ее к классу слабоструктурированных задач, что ограничивает пути ее решения и требует особого подхода.

Во-первых, примем допущения:

$$\begin{aligned} \text{а) } \mathbf{r} &= \{r_1, r_2, \dots, r_j, \dots, r_m\} = \det; \\ \text{б) } \mathbf{G}_l &= \det \Rightarrow C_G = \text{const} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Допущения указывают на то, что география размещения элементов системы, межэлементные структурные связи и их совокупная стоимость известные (для последующего решения величина $C_G = \text{const}$ не суть важна, потому что принята равной нулю). Эти допущения вызваны потребнос-

тью упрощения алгоритма решения (но не его сущности!). Они в нашем случае себя оправдывают, поскольку сегодня есть как методики выбора точек размещения датчиков на поверхности Земли, в частности, в Украине [10], так и оптимизации топологии информационных сетей [11, 12], чем можно воспользоваться в практических случаях, в том числе в расширенном алгоритме решения нашей задачи, который тогда становится продленным на два этапа (предварительного выбора базиса $\mathbf{r}$ и определения топологии системы $\mathbf{G}_l$). С учетом отмеченного, задача упрощается и сводится к оптимизации распределения элементов $q_k \in \mathbf{q}$ по известным точкам $r_j \in \mathbf{r}$, что и фиксирует финальная $(n \times m)$ — матрица $\mathbf{A}$.

Во-вторых, решение задачи теоретического синтеза системы ДМОП ПО может быть осуществлено для двух характерных позиций лица, принимающего решение (ЛПР):

а) по критерию наиболее важного t -го показателя качества информации на выходе системы при переводе других в разряд критериальных ограничений;

б) по достигнутому уровню всех показателей качества информации на выходе системы (векторному критерию) с одновременным удовлетворением критериальных ограничений.

Рассмотрим оба случая.

В первом случае для решения задачи является целесообразным применение градиентной процедуры оптимизации, когда неважно знать аналитический вид функции, а лишь быть уверенным в ее монотонном качестве (отсутствие локальных минимумов и дифференцируемость). Такая уверенность есть благодаря тому, что значение этой функции монотонно возрастает с увеличением вложения в систему средств C_l (эквивалентно увеличению числа ее элементов и в целом повышению качества) и наоборот. Решение будет следующим.

Целевая функция (9) для t -го показателя качества системы трансформируется в однокритериальную

$$\omega_{lt}^{opt} \Leftrightarrow W_{opt} = \min y_{lt}, \quad y_{lt} \in \mathbf{y}_l, t = \overline{1, s}, l = \overline{1, p}. \quad (14)$$

Принимая во внимание известные алгоритмические связи в системе ДМОП ПО (от выявления ПО электронными датчиками до выдачи системой трассовой информации их сопровождения), а также зависимость качества элементов системы от стоимости, можно записать общую функциональную формулу

$$\begin{aligned} y_{lt} &= f^*(C_l(\mathbf{A}_l)), \\ \mathbf{q} &= \det, \mathbf{r} = \det, U(t) = \det, C_0 = \det, t = \overline{1, s}, l = \overline{1, p}. \end{aligned} \quad (15)$$

Отсюда конкретизируется постановка задачи

$$\omega_{lt}^{opt} \Leftrightarrow \mathbf{A}_{l,t}^{opt} : y_{lt} = \min, t = \overline{1, s}, l = \overline{1, p}, \quad (16)$$

при критериальных ограничениях (10), а исходя из (12) и допущений (13), следующем ограничении по стоимости

$$C_l = \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^n \alpha_{kj} c_k \leq C_0. \quad (17)$$

Поиск решения (“оптимизированное заполнение” матрицы $\mathbf{A}$) осуществляется из определенной точки M , в которую теоретически попадает система при условном включении на позициях $\Gamma_j \in \mathbf{r}, j = \overline{1, m}$, всех доступных для этой системы технических средств из арсенала $\mathbf{q}$ (потенциально достижимый количественный состав системы и ее максимальная избыточность, рис. 2).

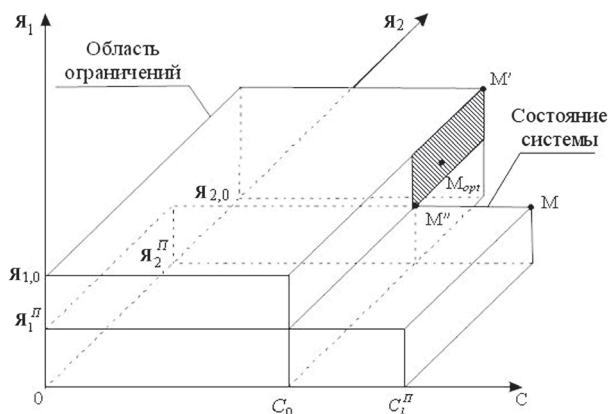


Рис. 2. Геометрическая интерпретация потенциального состояния системы

При этом гипотетическом варианте $\omega_l^{\Pi} \in \Omega$ достигается максимальный (потенциальный) уровень информационного качества системы. Но считается, что за счет избыточности ее допустимая стоимость превышена, — лишь в этом случае возникает теоретическая целесообразность и возможность оптимизировать состав системы. Решение получается итерационно — перемещением из точки M в условную точку, которая принадлежит области ограничений (вблизи плоскости $C = C_0$). Каждый ξ -й шаг итерационного процесса предусматривает “отключение” неперспективных элементов системы из арсенала q . Поскольку аналитическую зависимость (15) в явном виде установить также невозможно, а значение i -го показателя определяется в ходе имитационного моделирования на каждом ξ -м шаге, то за совокупностью признаков (физических и математических) итерационный процесс возможно осуществить, в частности, на основе применения градиентной процедуры типа координатного спуска (подъема), но “осторожного” или “обратного”, т. е. не за *максимумом* производной, как обычно, а за ее *минимумом*. С этой целью применен пошаговый критерий выбора направления “подъема” от точки M в область ограничений между точками M' и M'' (в направлении снижения уровня показателей качества системы) по правилу

$$\gamma_{kj}^{(\xi)} = \left(\frac{\Delta \mathbf{y}_t}{\Delta c} \right)^{(\xi)} = \frac{\mathbf{y}_{tl} - \mathbf{y}_{t(\xi)}}{c_k} = \min, k = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}. \quad (18)$$

Условие остановки итерационного процесса
в определенной точке M_{opt}

$$C_\xi \leq C_0 < C_{\xi-1}, \quad (19)$$

при одновременном выполнении критериальных ограничений (10).

Финальная матрица A_t единичными элементами будет сигнализировать о составе системы ДМОП ПО (ее оптимизированный за t -м показателем вариант $\omega_{l,t}^{opt} \in \Omega$ с распределением элементов $q_k \in \mathbf{q}$ в базисе $\mathbf{r}$), а полученные показатели вектора $\mathbf{y}_l$ — ожидаемое в условиях $U(t) = \det$ ее информационное качество.

Во втором случае задача решается в прямой постановке (9) при выполнении ограничений (10) и (11). Такое решение становится необходимым в случае, когда ЛПР не отдает преимущества ни одному из показателей вектора $\mathbf{y}^0$ (1). Задача может быть решена на основе использования концепции Чарнза-Купера “приближения к идеальной (утопической) точке оптимума” [13]. Решение становится возможным благодаря решению предыдущей однокритериальной задачи и осуществляется по методу, который предложен в [14].

1. Находится “идеальная точка оптимума”. Путем решения s (по числу показателей вектора $\mathbf{y}^0$) однокритериальных задач в постановке (14) – (17) получаем Парето-оптимальное множество альтернатив (каждую из них характеризует оптимизированный за одним критерием вектор показателей) сведенных в $(s \times s)$ – матрицу $\mathbf{Y}^*$ (понятно, что при этом ограничения критериальные и по стоимости системы выполняются для каждой альтернативы)

$$\mathbf{Y}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11}^{extr}, \mathbf{Y}_{21}, \dots, \mathbf{Y}_{t1}, \dots, \mathbf{Y}_{s1} \\ \mathbf{Y}_{12}, \mathbf{Y}_{22}^{extr}, \dots, \mathbf{Y}_{t2}, \dots, \mathbf{Y}_{s2} \\ \dots \\ \mathbf{Y}_{1t}, \mathbf{Y}_{2t}, \dots, \mathbf{Y}_{tt}^{extr}, \dots, \mathbf{Y}_{st} \\ \dots \\ \mathbf{Y}_{1s}, \mathbf{Y}_{2s}, \dots, \mathbf{Y}_{ts}, \dots, \mathbf{Y}_{ss}^{extr} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Диагональные элементы матрицы — суть координаты “идеальной точки оптимума”, поскольку совокупно и одновременно по всем s показателям ее достичь невозможно.

Здесь следует заметить, что в этом месте решение задачи, имея перед собой матрицу вида (20), ЛПР может выбрать наилучшую альтернативу (строку) по своему усмотрению. Если это не так, то осуществляется следующее.

2. Производится нормализация s -критериального пространства путем введения показателя оценки уровня относительной уступки для показателей качества системы

$$\Delta_{tf} = \frac{\mathfrak{R}_{tt}^{extr} - \mathfrak{R}_{tf}}{\mathfrak{R}_{tt}^{extr}}, t = \overline{1, s}, f = \overline{1, s}. \quad (21)$$

Это позволяет матрице (20) поставить в соответствие новую $(s \times s)$ — матрицу с *безразмерными* элементами, над которыми без препятствий уже возможно проводить математические операции

$$\Delta = \begin{bmatrix} 0, \Delta_{21}, \dots, \Delta_{t1}, \dots, \Delta_{s1} \\ \Delta_{12}, 0, \dots, \Delta_{t2}, \dots, \Delta_{s2} \\ \dots \\ \Delta_{1t}, \Delta_{2t}, \dots, 0, \dots, \Delta_{st} \\ \dots \\ \Delta_{1s}, \Delta_{2s}, \dots, \Delta_{ts}, \dots, 0 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

3. Поскольку в этой постановке задачи с точки зрения ЛПР все показатели качества независимы “по преобладанию”, то вводится аддитивная функция оценивания каждой t -й альтернативы

$$W_t = \frac{\sum_{f=1}^s \Delta_{tf}}{s}, \quad t = \overline{1, s}, \quad f = \overline{1, s}, \quad (23)$$

являющаяся эквивалентом целевой функции $W = f(\mathbf{y})$ и обеспечивающая однокритериальность выбора альтернативы в s -критериальном пространстве.

4. Применяется критерий выбора наилучшей альтернативы

$$\omega_l^{opt} \in \Omega \Leftrightarrow \min W_t, l \in \overline{1, p}, t = \overline{1, s}, \quad (24)$$

который минимизирует “отставание в среднем” от “идеальной точки оптимума” за всеми s показателями одновременно и позволяет ЛПР осуществить оптимальный выбор среди s альтернатив. При этом выбранной альтернативе отвечает определенная строка матрицы (20), которая определяет ожидаемые количественные значения характеристик (показателей) качества системы и ее вариант построения, оптимизированный ранее по отдельному показателю с удовлетворением всех ограничений.

Таким образом, в обоих случаях постановки задачи со стороны ЛПР получаются решения, из которых становится понятной оптимизированная структура и состав будущей системы ДМОП ПО, а также количественные значения ее характеристик (показателей) качества, для прогнозируемых условий внешнего влияния $U(t)=det$ и ограниченный по стоимости системы c_0 . Полученный вектор оценок характеристик $\mathbf{y}_t^{opt}$ предлагается ЛПР для утверждения их в качестве нефункциональных требований к системе, предназначенной функционировать в условиях прогнозируемого внешнего влияния $U(t)=det$. Этим заканчивается процесс реализации “технологической” фазы обоснования требований к военной системе ДМОП ПО.

ВЫВОДЫ

1. Предложено общее решение для методического обоснования требований к сложным информационным системам военного назначения, относящимся к классу систем ДМОП ПО, в которых используются любые методы радиоэлектронной разведки или их комбинации, при условии ресурсных (финансовых) ограничений на создание системы. Идея решения заключается в предварительном определении *функциональных требований* к системе (установление ее задач в части выявле-

ния и сопровождения конкретного перечня типов ПО в прогнозируемой кризисной ситуации, выдачи полученной информации назначенным и заинтересованным потребителям), а также ограничений по стоимости ее создания, а исходя из этого и наличия доступного арсенала технических средств, — нахождении оптимального состава и ожидаемых характеристик качества системы в количественном измерении (вектора показателей). Этот вектор показателей предлагается ЛПР для их утверждения как *нефункциональных требований* к системе, которые совместно с ее стоимостью (не выше ограничения) и функциональными требованиями составляют весь пакет требований.

2. “Ключом” для осуществления общей процедуры (алгоритма) обоснования требований к военной системе ДМОП ПО в полном объеме есть решение проблемной задачи — реализация, так называемой, “технологической” фазы обоснования. Базовым элементом этого решения является оценивание характеристик системы ДМОП ПО (показателей качества трассовой информации на выходе системы) методом имитационного моделирования ее работы. Используя имитационную модель оценивания системы, становится возможным проведение ее теоретического синтеза для условий критериальных и ресурсных (финансовых) ограничений. При этом, задача теоретического синтеза системы решается, исходя из двух возможных позиций ЛПР (органа), который утверждает требования:

на основе однокритериальной оптимизации состава будущей системы (при наделении приоритетностью лишь одного из показателей качества системы) — решение получено с применением градиентного метода, в частности, процедуры “осторожного” координатного подъема от минимизированного (наилучшего) уровня показателя качества;

на основе многокритериальной оптимизации состава будущей системы (при отсутствии приоритетности любого из показателей качества системы) — решение получено с использованием концепции Чарнза-Купера “приближения к идеальной (утопической) точке оптимума” в многокритериальном пространстве путем применения оригинальной процедуры оптимизации выбора “наилучшей” альтернативы.

3. Полученные решения в совокупности составляют сущность методических основ обоснования требований к военным системам ДМОП ПО в условиях ресурсных (финансовых) ограничений на их создание с использованием общего подхода и формальных расчетных процедур. Детализация этого подхода заключается в разработке комплекса имитационных моделей процессов функционирования конкретных типов военных систем ДМОП ПО (радиолокационных, радиотехнической разведки, оптических, тепловых, гидроакустических и т. п. или комбинированных), причем с обязательным учетом геопространственных факторов путем применения современных геоинформационных систем, для реализации возможности модельного оценивания качества таких систем в

прогнозируемых условиях работы — предметной основы осуществления всего процесса обоснования требований на принципах оптимизации. Разработка таких моделей составляет отдельное проблемное направление научной деятельности, которое должно постоянно развиваться.

4. Проведенные, в частности, в Национальном научно-исследовательском центре оборонных технологий и военной безопасности Украины, в течение 1995–2008 гг. исследования и полученные весомые результаты в этой тематике, к сожалению, не получили действенной поддержки ни по сущности путей решения отмеченной научной проблемы, ни организационно. Это научное направление в Украине должным образом сегодня не развивается, что ухудшает качество процесса формирования требований к сложным мониторинговым системам военного назначения, а, следовательно, не позволяет совершенствовать такие системы в нужном направлении, снижая информационную безопасность государства в военной сфере и национальную безопасность Украины в целом. Отмеченное негативное состояние требует коренного изменения отношения к этой отрасли научной деятельности с целью создания необходимых организационных и технических условий для обеспечения ее должной эффективности в интересах государства.

Литература.

- [1] Кириллов В.П., Прохоров В.П., Грачев В.М., Теплов С.А., Данылиев И.В. Пути совершенствования технологии определения требований к автоматизированным системам военного назначения // Наука і оборона (Збірник наукових матеріалів), вип.3, 1994. — С. 51–57.
- [2] Петров Э.Г., Чайников С.И., Овезгельдыев А.О. Методология структурного системного анализа и проектирования крупномасштабных ИУС. Концепции и методы. Часть I. — Х.: “Рубикон”, 1997. — 140 с.
- [3] Петров Э.Г., Дохов А.И., Грачев В.М. Цели и методологические принципы создания ГИИС // Прикладная радиоэлектроника, том 3, № 4, 2004. — С. 12–15.
- [4] Стеценко О.О., Ковтуненко О.П., Цибулько І.С. Методичні аспекти формування оперативно-стратегічних та оперативно-тактичних вимог до перспективних систем озброєння ЗС України // Наука і оборона, № 4, 2001. — С. 46–54.
- [5] Антоненко В.В., Миронович В.М., Сафронов О.В., Луцки С.Л. Методологічні аспекти формування вимог до систем озброєння Збройних Сил України // Наука і оборона, № 4, 2002. — С. 52–55.
- [6] Сніцаренко П.М. Системи дистанційного моніторингу навколишнього простору для виявлення і супроводження рухомих об’єктів як окремих класів інформаційних систем військового призначення // Сучасні інформаційні технології в сфері безпеки та оборони, №1 (4), 2009. — С. 12–19.
- [7] Сніцаренко П.М. Основи технології обґрунтування вимог до систем дистанційного моніторингу навколишнього простору для виявлення і супроводження рухомих об’єктів. 2-й Міжнародний радіоелектронний Форум “Прикладна радіоелектроніка. Состояние и перспективы развития” МРФ-2005. Сборник научных трудов. Том II. — Харьков: АН ПРЭ, ХНУРЭ. 2005. — С. 286–289.
- [8] Сніцаренко П.М. Методологічні основи створення і розвитку радіолокаційних систем ППО // Наука і оборона, № 1, 1998. — С. 39–42.
- [9] Сніцаренко П.Н., Рыбыдайло А.А., Михайленко А.А. и др. Комплексная имитационная модель оценки эффективности радиолокационной системы обнаружения и сопровождения подвижных объектов // Прикладная радиоэлектроника, том 3, № 4, 2004. — С. 75–80.
- [10] Арасланов М.Р., Камалтынов Г.Г., Свистунов Д.Ю. Методика автоматизированного выбора позиций мобильных радиолокационных средств группировки радиотехнических войск. Збірник наукових праць ОНДІ ЗС, вип. 2(4). — Х.: ОНДІ ЗС, 2006. — С. 145–155.
- [11] Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. — М.: “Мир”, 1979. — 600 с.
- [12] Зайченко Ю.П., Гонта Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. — К.: “Техника”, 1986 — 168 с.
- [13] Charnes A., Cooper W. Management models and industrial application of linear programming. — New York: Wiley. 1961. — 240 p.
- [14] Сніцаренко П.Н. Об одном подходе к решению задачи оптимизации в многокритериальном пространстве // Электронное моделирование, том 23, № 5, 2001. — С. 60–68.

Поступила в редколлегию 5.04.2010

Сніцаренко Петр Николаевич, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., ведущий научный сотрудник центра военно-стратегических исследований Национального университета обороны Украины. Область научных интересов: информационная безопасность в военной сфере, моделирование, оценка эффективности и синтез систем дистанционного мониторинга окружающего пространства.



УДК 621.396

Методичні основи обґрунтування вимог до військових систем дистанційного моніторингу навколишнього простору для виявлення і супроводження рухомих об’єктів за умови ресурсних обмежень на їх створення / П.М. Сніцаренко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 185–192.

В статті викладено теоретичні елементи методики реалізації процесу обґрунтування вимог до військових систем дистанційного моніторингу навколишнього простору для виявлення і супроводження рухомих об’єктів за умови ресурсних обмежень на їх створення на основі застосування імітаційного моделювання та багатокритерійної оптимізації.

Ключові слова: моніторинг навколишнього простору, рухомий об’єкт, система, вимоги до системи.

Іл. 02. Бібліогр.: 14 найм.

UDC 621.396

Methodical bases of grounding requirements to military systems of remote monitoring of ambient space for exposure and tracking of mobile objects on the assumption of resource limits on their creation / P.M. Snitsarenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 185–192.

The paper presents theoretical elements of methods of realizing the process of grounding requirements to military systems of remote monitoring of ambient space for exposure and tracking of mobile objects on the assumption of resource limits on their creation on the basis of applying simulation modelling and multicriterion optimization.

Key words: monitoring of ambient space, mobile object, system, requirements to the system.

Fig. 02. Ref.: 14 items.

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ ПРИ РАЗНЕСЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

А.С. КУРЕКИН, А.А. КУРЕКИН, С.Е. ЯЦЕВИЧ, В.Н. ГОРОБЕЦ, Ю.В. ГОНЧАРЕНКО, В.Г. ГУТНИК

Приведены результаты измерений удельного сечения двухпозиционного рассеяния морской поверхности на разных поляризациях на волнах 3 и 10 см. Данные измерений сопоставлены с расчетом. Показана применимость использованной ранее модели для расчета двухпозиционного рассеяния. Обсуждаются особенности двухпозиционного рассеяния при любых поляризациях излучения и приема в верхней полусфере пространства.

Ключевые слова: двухпозиционное рассеяние, морская поверхность, поляризация.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, в связи с развитием новых технологий обработки сигналов и размещением РЛС на космических платформах, значительно возрос интерес к разнесенной радиолокации, например, [1–5]. Морская радиолокация занимает особое место среди способов применения РЛС. Это обусловлено наличием отражений от морской поверхности, которые несут информацию о степени волнения, наличии течений, загрязненности нефтепродуктами и т.д. Кроме того, обнаружение целей на поверхности моря тесно связано с отношением сигнал цели/помеха моря. В этой связи, необходимы надежные методы расчета рассеяния радиоволн поверхностью моря, что, в конечном итоге, позволит оптимально проектировать РЛС, работающие в морских условиях.

Рассеяние радиоволн поверхностью моря для совмещенной радиолокации исследовано достаточно подробно как экспериментально, так и теоретически. Основные закономерности хорошо объясняются в рамках избирательного механизма рассеяния [6]. Однако рассеяние радиоволн при разнотипе передатчика и приемника РЛС изучено недостаточно. Так, в [7] измерения проведены на акустических волнах. В этом случае отсутствуют поляризационные эффекты, связанные с конечным значением диэлектрической проницаемости ϵ . В [8] получена диаграмма рассеяния радиоволн на $\lambda = 5$ см в угломестной плоскости, однако сопоставление с теорией не проведено.

В данной работе представлены результаты натурных измерений вторичного излучения морской поверхностью на волнах 3 и 10 см. Данные измерений сопоставлены с расчетом в рамках модели избирательного механизма рассеяния [9]. Соответствие данных измерений и расчетов позволило получить расчетным путем значения удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР) σ_d^0 поверхности моря для любых ситуаций разнесения и поляризаций облучения и приема.

1. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

При измерениях двухпозиционного рассеяния приемник и передатчик располагались на берегу бухты. Величина азимутального разнесе-

ния изменялась путем перемещения передатчика. Расстояние до рассеивающего пятна на море составляло несколько сотен метров. Пятно было достаточно хорошо локализовано диаграммами направленности антенн. На рис. 1 приведено фото индикатора приемника. Импульс, пришедший непосредственно от передатчика, запускал развертку индикатора. Рассеянный морем сигнал приходил с некоторым запаздыванием. Измерения проводились при длительности импульса передатчика 0,5 мкс, такой же была длительность импульса стробирования приемника. Поляризация излучения и приема — линейные, степень разделения ортогональных компонент в приемнике — около 25 дБ.

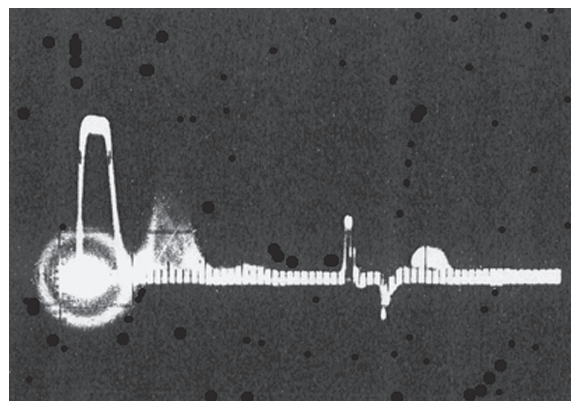


Рис. 1. Фотография экрана индикатора приемника

(Первый импульс — зондирующий, второй — отражения от моря, двусторонний — указывает место импульса стробирования)

Для определения удельной эффективной площади рассеяния σ_d^0 в абсолютных единицах измерялся прямой сигнал передатчика $P_{пр}$ (при наведении передающей и приемной антенн друг на друга)

$$P_{пр} = \frac{P_{пер} G_{пер}}{4\pi R_3^2} \frac{G_{пр} \lambda^2}{4\pi}, \quad (1)$$

где $P_{пер}$ — мощность излучения передатчика в импульсе, $G_{пер}$ — коэффициент усиления антенны передатчика, $G_{пр}$ — коэффициент усиления антенны приемника, λ — длина волны излучения, R_3 — расстояние передатчик — приемник.

Мощность P_p рассеянного морем сигнала определяется как

$$P_p = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}}{4\pi R_1^2} \frac{\sigma_d^0 S_0}{4\pi R_2^2} \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}, \quad (2)$$

где S_0 — площадь освещаемого пятна на море, R_1 — расстояние от передатчика до рассеивающего пятна на море, R_2 — расстояние от приемника до рассеивающего пятна на море.

Из (1) и (2)

$$\sigma_d^0 = \frac{4\pi P_p R_1^2 R_2^2}{P_{\text{пр}} R_3^2 S_0}. \quad (3)$$

Таким образом, измерив в относительных единицах прямой $P_{\text{пр}}$ и рассеянный P_p сигналы и зная расстояния R_1 , R_2 , R_3 , а также S_0 , можно определить абсолютное значение σ_d^0 .

Значения σ_d^0 (в дБ относительно 1 м^2), измеренные при вертикальной σ_d^{0BB} и горизонтальной σ_d^{0GG} поляризациях излучения и приема, приведены в табл. 1

Измерения проведены при слабом волнении ($H < 10 \text{ см}$), когда на море наблюдалась лишь мелкая ветровая рябь, и сильном волнении, когда высота волн H достигала $2,5 \text{ м}$.

Из таблицы видно, что поляризационное отношение $\delta = \sigma_d^{0BB} / \sigma_d^{0GG}$ падает с увеличением волнения. Эти значения δ приведены на рис. 2.

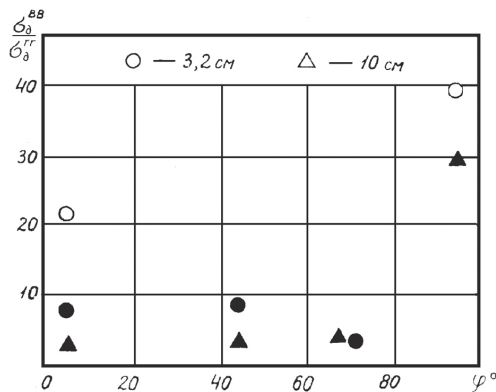


Рис. 2. Зависимость поляризационного отношения от угла разнесения для разных волнений

Светлые значки соответствуют спокойному морю, заштрихованные — бурному. При малых азимутальных разнесениях и спокойном море $\delta > 20 \text{ дБ}$ и составляет всего несколько дБ при сильном волнении. Изменение угла азимутального разнесения до 68° не сказывается на значениях δ . При азимутальном разнесении, близком к 90° , значение δ превышает 40 дБ при спокойном море и даже при наличии крупных волн не падает ниже 20 дБ .

Кроме измерения энергетических характеристик рассеянного сигнала в нескольких опытах при спокойном море определялось смещение частоты рассеянного морем сигнала относительно зондирующего. Для этого при азимутальном разнесении $\varphi = 90^\circ$ длительность импульса передатчика увеличивалась до 1 или 2 мкс. Вследствие того, что частота рассеянного морем сигнала смещена относительно частоты зондирующего на величину, обусловленную скоростью рассеивателей, при их интерференции (рис. 1) в спектре огибающей суммарного сигнала появляются составляющие с частотой смещения рассеянного сигнала.

На рис. 3 приведен спектр суммарного сигнала. Помимо амплитудных флуктуаций (они были и до интерференции низкочастотными с шириной спектра $1\text{--}1,5 \text{ Гц}$ на $\lambda = 10 \text{ см}$) наблюдается спектр частот смещения со средним значением $F_0 = 4,6 \text{ Гц}$.

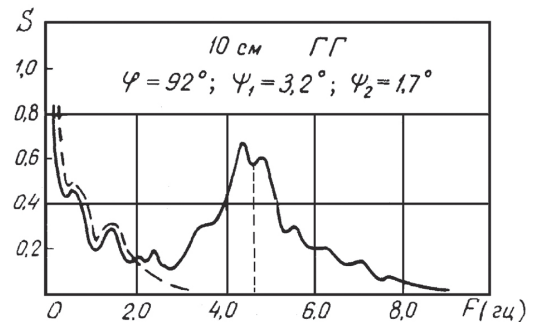


Рис. 3. Спектр сигнала при интерференции рассеянного морем сигнала с зондирующим

2. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Чтобы определить, в какой мере полученные экспериментальные данные могут быть истолкованы в рамках избирательного механизма рассе-

Таблица 1

Состояние моря	Разнесение по азимуту	Угол места приемника	Угол места передатчика	$\lambda = 3,2 \text{ см}$	$\lambda = 3,2 \text{ см}$	$\lambda = 10 \text{ см}$	$\lambda = 10 \text{ см}$
	φ^0	ψ_1	ψ_2	σ_d^{0BB} , дБ	σ_d^{0GG} , дБ	σ_d^{0BB} , дБ	σ_d^{0GG} , дБ
Мелкая ветровая рябь	2	1,7	1,7	-43	—	-48	—
—/—	4	3,4	3,4	-39	-63	-37	—
—/—	92	3,2	1,7	-41	-82	-40	—
Крупные волны	4	3,4	3,4	-30	-37	-32	-35
—/—	8	4,6	4,6	—	-34	—	-27
—/—	46	2,2	2,7	-33	-41	—	—
—/—	68	2,9	5,2	-34	-38	-30	-35
—/—	92	3,2	1,7	—	-51	-35	-55

нения, произведем, исходя из этой модели, расчет некоторых характеристик рассеянного сигнала.

Согласно основному положению теории, рассеяние определяется мелкомасштабными составляющими волнения с волновым числом

$$\chi_0 = k(\beta_+ - \alpha_+), \quad (4)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, α_+ и β_+ — проекции единичных векторов α и β на горизонтальную плоскость (рис. 4). В отсутствие крупномасштабных образований значение поля сигнала, рассеянного в верхней полусфере, может быть получено из уравнения (8) в [10] после некоторых его преобразований. Для горизонтальной поляризации излучения и приема имеем

$$E_{\Gamma\Gamma} = \frac{2k^2 \sin \psi_1 \sin \psi_2 \cos \varphi}{R_1 R_2} \exp[ik(R_1 + R_2)] \xi(\chi_0), \quad (5)$$

где $\xi(\chi_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{S_0} \xi(r) \exp(-i\chi_0 r) dr$ — Фурье компонента морских волн ξ с волновым числом χ_0 , определяемая согласно (4), r — радиус кривизны поверхности. Другие обозначения в (5) понятны из рис. 4.

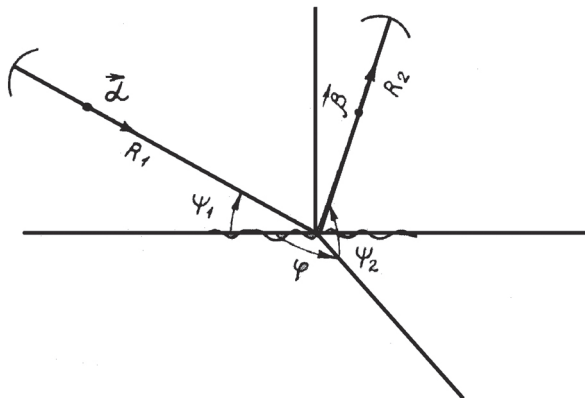


Рис. 4. Обозначения к выводу формул для σ_d^0

Для поля вертикальной поляризации при учете, что $\epsilon \gg 1$ (например, для $\lambda = 3$ см, $\epsilon = 55 - i30$), получаем

$$E_{BB} = \frac{2\epsilon \sin \psi_1 \sin \psi_2 (\cos \varphi + \cos \psi_1 \cos \psi_2)}{(1 + \sqrt{\epsilon} \sin \psi_1)(1 + \sqrt{\epsilon} \sin \psi_2)} \times \exp[ik(R_1 + R_2)] \xi(\chi_0). \quad (6)$$

Удельная эффективная площадь двухпозиционного рассеяния σ_d^0 определяется как

$$\sigma_d^0 = \frac{4\pi \overline{EE^*} R_2^2}{S_0 |E_0|^2}, \quad (6a)$$

где E_0 — электрическая составляющая поля волны у рассеивающей поверхности, E — электрическая составляющая поля волны, рассеянной поверхностью на расстоянии R_2 в дальней зоне.

Учитывая (5) и (6), получаем

$$\sigma_d^{0\Gamma\Gamma} = 16\pi k^4 \sin^2 \psi_1 \sin^2 \psi_2 \cos^2 \varphi S(\chi_0); \quad (7)$$

$$\sigma_d^{0BB} = \frac{16\pi c k^4 \sin^2 \psi_1 \sin^2 \psi_2}{[(1 + \eta_1 \sin \psi_1)^2 + \eta_2^2 \sin^2 \psi_1]} \times \frac{(\cos \varphi + \cos \psi_1 \cos \psi_2)^2}{[(1 + \eta_2 \sin \psi_2)^2 + \eta_2^2 \sin^2 \psi_2]} S(\chi_0), \quad (8)$$

здесь $c = \epsilon \epsilon^*$, $\eta_1 - i\eta_2 = \sqrt{\epsilon}$.

В выражениях (7) и (8) $S(\chi_0)$ — спектральная плотность составляющих морского волнения с волновым числом χ_0 .

$$S(\chi_0) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{S_0} W(\rho) e^{-i\chi_0 \rho} d\rho,$$

$$a \quad W(\rho) = \int_{S_0} \xi(r) \xi(r+\rho) dr, \quad (8a)$$

где $W(\rho)$ — функция корреляции неровностей поверхности.

Для модуля волнового числа χ_0 , определяемого согласно (4), имеем

$$\chi_0 = k \sqrt{(\cos^2 \psi_1 + \cos^2 \psi_2 + 2 \cos \psi_1 \cos \psi_2 \cos \varphi)}, \quad (9)$$

или при малых углах скольжения ($\psi_{1,2} < 10^\circ$)

$$\chi_0 \approx 2k \cos(\varphi/2). \quad (9a)$$

Таким образом, при малых углах скольжения, двухпозиционное рассеяние определяется морскими волнами длиной $\Lambda_0 = \lambda / (2 \cos(\varphi/2))$, движущимися по биссектрисе угла между направлениями на передатчик и приемник. Отсюда центральная частота смещения рассеянного сигнала $F_0 = \sqrt{g \cos(\varphi/2) / \pi \lambda}$, здесь g — ускорение силы тяжести. Для $\lambda = 10$ см и $\varphi = 92^\circ$ имеем $F_0 = 4,66$ Гц, что достаточно хорошо совпадает с измеренным значением 4,6 Гц (рис. 3) и свидетельствует об избирательном характере двухпозиционного рассеяния радиоволн поверхностью моря.

Сопоставим с расчетом экспериментальные данные абсолютных значений σ_d^0 . Для этого в (7) и (8) необходимо учесть пространственный спектр волнения $S(\chi_0)$. Примем $S(\chi_0) = B \chi^{-4}$, где $B = (2 \div 6) \cdot 10^{-3}$ [11]. Такой вид спектра хорошо объясняет особенности обратно рассеянного сигнала [6]. Результаты расчетов σ_d^{0BB} и $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ для условий, при которых выполнены измерения, и для спокойного моря приведены в табл. 2.

В скобках указаны экспериментальные данные. Согласие экспериментальных и рассчитанных значений достаточно хорошее.

Более сложным является сопоставление с расчетом результатов измерений при сильном волнении. Как и ранее [6], предполагаем, что крупная волна лишь изменяет угол наклона γ рассеивающей ряби (9). Угол γ можно определить из сопоставления данных для двух углов скольжения ψ' и ψ'' . Наиболее просто определить γ в случае измерения обратного рассеяния при горизонтальной поляризации.

$$\operatorname{tg} \gamma = (\sin \psi' - a \sin \psi'') / (a - 1), \quad (10)$$

где $a = \sqrt{\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}(\psi') / \sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}(\psi'')}$.

Из данных табл. 1 имеем $\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma} = -34$ дБ для $\varphi = 8^\circ$, $\psi' = \psi'_1 = \psi'_2 = 4,6^\circ$ и $\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma} = -37$ дБ для $\varphi = 4^\circ$, $\psi'' = \psi''_1 = \psi''_2 = 3,4^\circ$. Отсюда, согласно (10), получаем $\gamma = 5,2^\circ$.

После определения γ представляется возможным сопоставление с расчетом результатов измерений при сильном волнении. Для этого в (7) и (8) следует учитывать локальный угол, определяемый как $\psi + \gamma$. Значения γ будут различными для разных направлений наблюдения по отношению к крупной волне. Однако распределение $\gamma(\varphi)$ оказывается широким [12], и при наблюдении в направлениях, близких к направлению движения волн, что соответствовало условиям измерений, ошибки не будут большими. Результаты эксперимента, приведенные с учетом (7) и (8) к углу скольжения $\psi_{1,2} = 1,7^\circ$, представлены на рис. 5. Светлые значки соответствуют спокойному морю, темные – бурному.

Для сопоставления на одном рисунке зависимостей на вертикальной и горизонтальной поляризациях измеренные данные нормированы на соответствующие для данной поляризации значения при $\varphi = 0$ и $\psi_{1,2} = 1,7^\circ$. На рис. 5 приведены также расчетные зависимости $\sigma_{\text{д}\varphi}^0 / \sigma_{\text{д}\varphi=0}^0$, которые получены с учетом (9а) для $S(\chi) \sim \chi^{-4}$ (двумерные неровности) и $S(\chi) \sim \chi^{-3}$ (одномерные неровности).

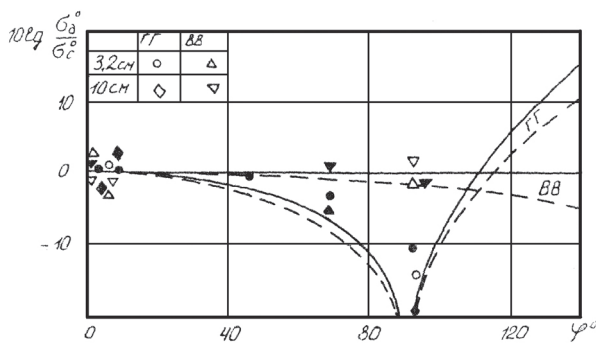


Рис. 5. Зависимость $\sigma_{\text{д}}^0$ от угла разнесения при разных поляризациях и различных характерах пространственного спектра волнения

$$\frac{\sigma_{\text{д}}^{0BB}(\varphi)}{\sigma_{\text{д}}^{0BB}(\varphi=0)} = 1 \text{ для } (S(\chi) \sim \chi^{-4}), \quad \frac{\sigma_{\text{д}}^{0BB}(\varphi)}{\sigma_{\text{д}}^{0BB}(\varphi=0)} = \cos(\varphi/2) \text{ для } (S(\chi) \sim \chi^{-3}), \quad (11)$$

$$\frac{\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}(\varphi)}{\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}(\varphi=0)} = \frac{\cos^2 \varphi}{\cos^m(\varphi/2)}, \quad (12)$$

где $m = 4$ для $S(\chi) \sim \chi^{-4}$ и $m = 3$ для $S(\chi) \sim \chi^{-3}$.

Расчет и эксперимент показывают, что при вертикальной поляризации излучения азимутальный разнос не приводит к изменению $\sigma_{\text{д}}^{0BB}$. В случае горизонтальной поляризации излучения при азимутальных углах разноса $\varphi \rightarrow 90^\circ$ наблюдается резкое падение $\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$, что легко находит геометрическое толкование. Значительный рост $\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$ при $\varphi > 90^\circ$ обусловлен увеличением спектральной плотности резонансных составляющих волнения. Для вертикальной поляризации этот рост компенсируется уменьшением рассеяния с увеличением угла φ .

$$\sigma_{\text{д}}^{0BB} \sim (\cos \varphi + \cos \psi_1 \cos \psi_2)^2 \approx (\cos \varphi + 1) = 4 \cos^4(\varphi/2),$$

а $S(\chi) \sim \cos^{-4}(\varphi/2)$. Экспериментально проверить область $\varphi > 90^\circ$ не представилось возможным.

Зависимость $\sigma_{\text{д}}^{0BB} / \sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$ от угла скольжения для $\lambda = 3$ см приведена на рис. 6. Здесь $\psi_1 = \psi_2 = \varphi$. Азимутальный разнос является параметром. Аналогичные кривые, построенные для $\lambda = 10$ см, отличаются от приведенных не более чем 1–2 дБ. При малых углах скольжения ψ рассеяние на вертикальной поляризации значительно превышает рассеяние на горизонтальной. При $\psi_1, \psi_2 > 40^\circ$ значение $\sigma_{\text{д}}^{0BB} / \sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$ не превышает 10 дБ. Экспериментальные данные, приведенные в табл. 1, находятся в соответствии с теоретическими зависимостями.

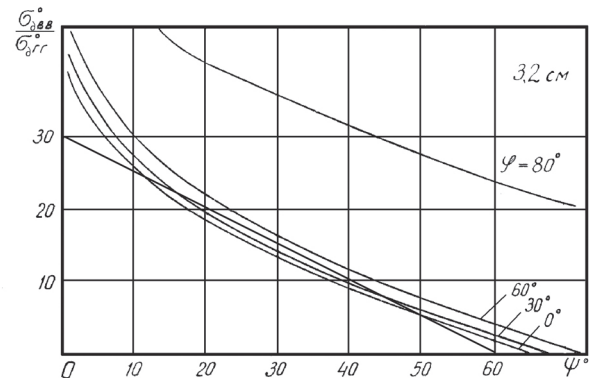


Рис. 6. Изменение поляризационного отношения для разных углов разнесения

Приведенные в табл. 1 абсолютные значения $\sigma_{\text{д}}^0$ для λ 3 и 10 см, полученные в одинаковых ус-

Таблица 2

φ^0	ψ_1^0	ψ_2^0	$\sigma_{\text{д}}^{0BB}$, дБ $\lambda = 3,2$ см	$\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$, дБ $\lambda = 3,2$ см	$\sigma_{\text{д}}^{0BB}$, дБ $\lambda = 10$ см	$\sigma_{\text{д}}^{0\Gamma\Gamma}$, дБ $\lambda = 10$ см
2	1,7	1,7	-40 ÷ -44 (-43)	-77 ÷ -81 —	-40 ÷ -44 (-48)	-77 ÷ -81 —
4	3,4	3,4	-30 ÷ -34 (-39)	-64 ÷ -68 (-63)	-30 ÷ -34 (-37)	-64 ÷ -68 —
92	3,2	1,7	-40 ÷ -44 (-41)	-94 ÷ -98 (-82)	-40 ÷ -44 (-40)	-94 ÷ -98 —

ловиях, позволяют определить частотную зависимость σ_d^0 в двухпозиционном варианте. Отношение $\sigma_{d\lambda_1}^0 / \sigma_{d\lambda_2}^0$ лежит в пределах $(\lambda_1 / \lambda_2)^{-1+1}$ при среднем $\sigma_d^0(\lambda) \sim \lambda^{-0,25}$, что согласуется с данными для обратного рассеяния [13] и расчетами согласно (7) и (8) для $S(\chi) \sim \chi^{-4+2}$.

3. АНАЛИЗ ЗНАЧЕНИЙ σ_d^0 ПРИ РАЗНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ

Экспериментальное подтверждение справедливости механизма рассеяния радиоволн поверхностью моря при разнесенной радиолокации позволяет использовать полученные выражения для расчета и анализа зависимостей σ_d^0 в широком диапазоне углов разнесения при любых поляризациях.

Для случая отсутствия крупных волн на поверхности (W — скорость ветра < 3 м/с) на рис. 7 и 8 для вертикальной и горизонтальной поляризаций излучения и приема соответственно приведены рассчитанные по (7) и (8) зависимости $\sigma_d^0(\Psi_2)$ при различных фиксированных значениях углов Ψ_1 и φ . Область зеркальных углов ($\varphi = 0$ и $\Psi_2 > 160^\circ$) из рассмотрения пока исключается, так как σ_d^0 здесь не может быть описана (7) и (8). На этих же рисунках для сравнения приведены и σ_c^0 , рассчитанные для совмещенной РЛС ($\Psi_1 = \Psi_2, \varphi = 0$).

Как видно, σ_d^{0BB} всегда больше $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$, исключая некоторые узкие области углов Ψ_2 при $\varphi \neq 0$, например, $140^\circ > \Psi_2 > 130^\circ$ и $\varphi = 45^\circ$. Особенно велико различие между σ_d^{0BB} и $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ при малых Ψ_1 и Ψ_2 , достигая значения $-40 \div -50$ дБ. При больших Ψ_2 это различие уменьшается и составляет $-10 \div -15$ дБ. В некоторых точках диаграмм рассеяния наблюдается резкое уменьшение σ_d^0 как на вертикальной, так и на горизонтальной поляризациях: $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma} \rightarrow 0$ при $\varphi \rightarrow 90^\circ$, а $\sigma_d^{0BB} \rightarrow 0$ при $\Psi_2 \rightarrow 90^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$; $\Psi_2 = 135^\circ$ и $\varphi = 45^\circ$ и т.д.

Интересным является влияние изменения угла Ψ_2 на величину σ_d^0 . При $\Psi_1 < 0,1^\circ$ σ_d^0 как на вертикальной, так и на горизонтальной поляризациях имеет малые значения, однако с ростом Ψ_1 σ_d^0 резко увеличивается. Так, изменение Ψ_1 с $0,1^\circ$ до 1° приводит к увеличению σ_d^{0BB} и $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ примерно на 13 дБ, а с $0,1^\circ$ до 5° — примерно на 40 дБ. Увеличение σ_d^0 на вертикальной поляризации с ростом Ψ_1 идет быстрее, чем на горизонтальной, в силу более крутой зависимости σ_d^{0BB} от угла Ψ_2 (рис. 7 и 8).

При дальнейшем увеличении Ψ_1 рост σ_d^0 замедляется. Так, при изменении Ψ_1 от 5° до 10° σ_d^{0BB} увеличивается на 3 дБ, а $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ на 6 дБ; при увеличении Ψ_1 от 10° до 15° σ_d^{0BB} возрастает на 2 дБ, а $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ на 4 дБ.

Сравнение абсолютных значений σ_d^0 и σ_c^0 показывает, что σ_d^0 меньше σ_c^0 при $\Psi_1 < \Psi_2$ и $\Psi = \Psi_2$. Чем меньше угол подсвета Ψ_1 , тем больше различие между σ_d^0 и σ_c^0 . Следует отметить, что $\sigma_d^{0BB} / \sigma_c^{0BB} > \sigma_d^{0\Gamma\Gamma} / \sigma_c^{0\Gamma\Gamma}$.

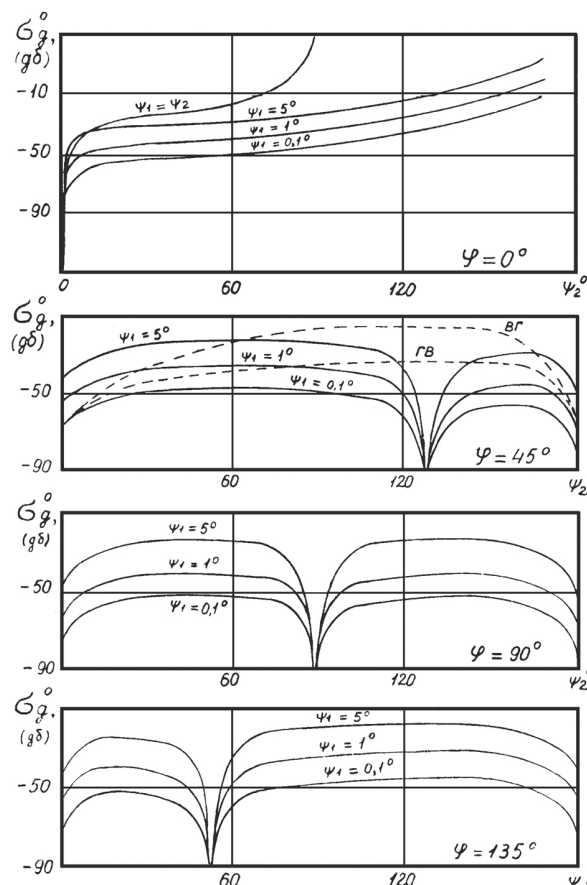


Рис. 7. Расчетная зависимость σ_d^0 морской поверхности от углов разнесения при вертикальной поляризации излучения и приема ($W < 3$ м/сек)

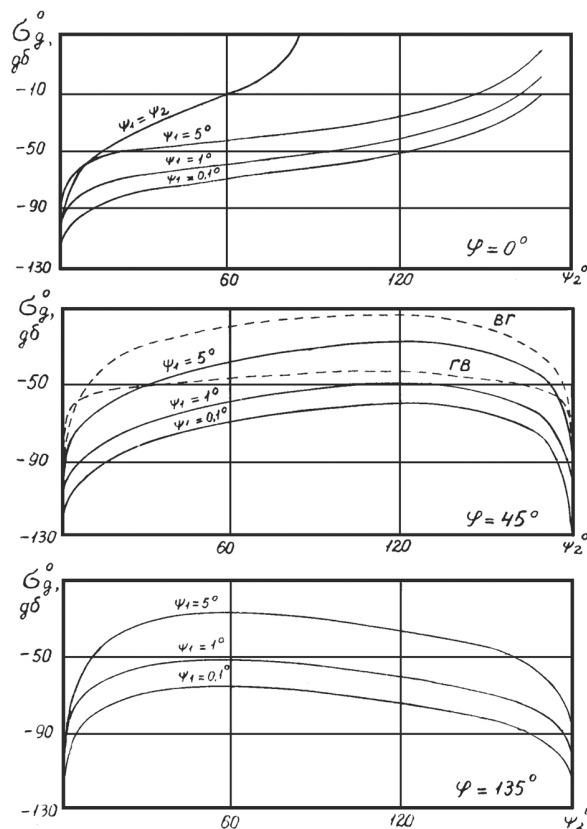


Рис. 8. Расчетная зависимость σ_d^0 морской поверхности от углов разнесения при горизонтальной поляризации излучения и приема ($W < 3$ м/сек)

Большой интерес представляет область углов ψ_2 вблизи 90° , здесь $\sigma_d^0 \ll \sigma_c^0$ вследствие наличия зеркальных отражений от поверхности для совмещенной РЛС. При $\psi_2 > 160^\circ \div 170^\circ$ и $\varphi = 0$ наблюдается обратное явление. В этой области углов двухпозиционное рассеяние определяется зеркальными отражениями от поверхности и имеет значительную интенсивность.

Уравнение (8) в [10] позволяет получить выражения для σ_d^0 на поляризации, ортогональной излучаемой.

При излучении горизонтальной поляризации и приеме вертикальной составляющей отраженного сигнала

$$\sigma_d^{0GB} = 16\pi k^4 \epsilon \epsilon^* \frac{\sin^4 \Psi_1 \sin^2 \Psi_2 \sin^2 \varphi}{(1 + \sqrt{\epsilon} \sin \Psi_1)^2 (1 + \sqrt{\epsilon} \sin \Psi_2)^2} \times S(\chi_0). \quad (13)$$

При вертикальной поляризации излучения и приеме горизонтальной составляющей отраженного сигнала

$$\sigma_d^{0BG} = 16\pi k^4 \epsilon \epsilon^* \frac{\sin^2 \Psi_1 \sin^4 \Psi_2 \sin^2 \varphi}{(1 + \sqrt{\epsilon} \sin \Psi_1)^2 (1 + \sqrt{\epsilon} \sin \Psi_2)^2} \times S(\chi_0). \quad (14)$$

Различие выражений для σ_d^{0GB} и σ_d^{0BG} обусловлено пространственным разнесением приемника и передатчика и не противоречит теореме взаимности, так как при замене местами приемника и передатчика угол ψ_1 принимает значение ψ_2 и наоборот.

Как следует из (13) и (14), в отсутствие азимутального разноразности ($\varphi = 0$) σ_d^{0GB} и $\sigma_d^{0BG} = 0$. Деполаризация возникает лишь при $\varphi \neq 0$ вследствие нарушения ортогональности векторов поляризации излученного и принятого сигналов.

На рис. 7 и 8 приведены примеры расчета σ_d^{0GB} и σ_d^{0BG} по выражениям (13) и (14). σ_d^{0GB} всегда меньше σ_d^{0BG} при $\psi_1 < \psi_2$. Их отношение

$$\frac{\sigma_d^{0GB}}{\sigma_d^{0BG}} = \frac{\sin^2 \Psi_1}{\sin^2 \Psi_2}. \quad (15)$$

Из (13) и (14) следует, что в диапазоне углов $\psi_2 = 20^\circ - 170^\circ$ $\sigma_d^{0GB} < \sigma_d^{0GG} < \sigma_d^{0BG}$; при $\psi_2 < 20^\circ$ $\sigma_d^{0GG} < \sigma_d^{0GB}$. Как правило, σ_d^{0BG} больше σ_d^{0GB} на скрещенной поляризации. Обратное явление наблюдается в ситуациях разнесения, при которых происходит резкое уменьшение σ_d^{0BB} (рис. 7). Уменьшение угла ψ_1 приводит к резкому уменьшению $\sigma_d^{0GB} \sim \sin^4 \psi_1$ и более медленному $\sigma_d^{0BG} \sim \sin^2 \psi_1$.

При рассмотрении влияния длины волны РЛС на σ_d^0 из полученных выражений (7), (8), (9), (13) и (14) следует, что σ_d^{0GG} не зависит от длины волны λ ; σ_d^{0BB} , σ_d^{0BG} , σ_d^{0GB} слабо зависят от длины волны в меру зависимости ϵ от λ .

Полученные результаты позволяют перейти к расчету σ_d^0 в реальных условиях – при наличии волнения.

Проведем учет влияния крупных волн на величину удельного сечения рассеяния. Выше отмечалось, что появление крупных волн приводит к изменению угла наклона рассеивающей ряби относительно направлений на источник излучения и приема и, вследствие этого, к модуляции интенсивности сигнала, рассеянного рябью. В этом случае учет влияния крупных волн на величину σ_d^0 сводится к усреднению σ_d^0 (7), (8) по некоторой области углов ψ_1, ψ_2, φ . Величина этой области усреднения γ определяется дисперсией углов наклонов поверхности и является функцией волнения (ветра) и направления движения волн.

На рис. 9 приведена экспериментальная зависимость [11] величины γ от скорости ветра W для случая наблюдения вдоль движения волн (I) и поперек (II). Приведенные зависимости $\gamma(W)$ получены для всего спектра волнения. В реальных условиях ширина спектра морских волн, оказывающих влияние на характеристики рассеянного сигнала, ограничена длиной радиоволны (9). Вследствие этого область γ усреднения углов ψ_1, ψ_2, φ при расчетах σ_d^0 уменьшается и принимает значения, примерно в три раза меньшие, указанных на рис. 9 для $\lambda = 3$ см.

Влияние крупных волн на величину σ_d^0 особенно сказывается в области углов ψ_1, ψ_2, φ , где σ_d^0 претерпевает резкие изменения (рис. 7, 8). С ростом волнения, особенно при малых ψ_1 , σ_d^0 резко увеличивается как на вертикальной поляризации, так и на горизонтальной при любых φ . Даже при облучении поверхности под скользящими углами σ_d^0 имеет достаточно высокие значения, и при развитом волнении уменьшение угла подсвета цели в этом случае практически не приводит к уменьшению σ_d^0 .

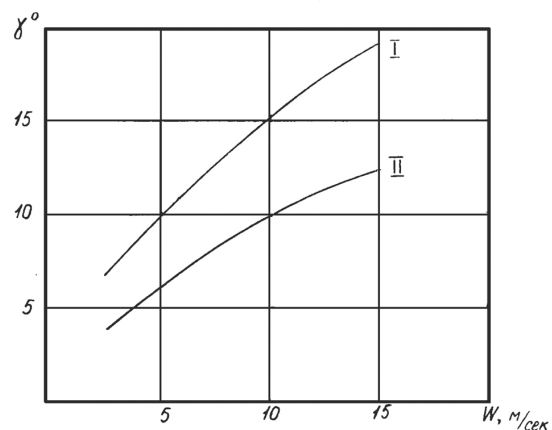


Рис. 9. Зависимость дисперсии углов наклонов поверхности моря от скорости ветра, (I) по ветру, (II) поперек ветра

При средних волнениях и скользящих углах подсвета σ_d^0 принимает такие значения, которые соответствуют σ_d^0 при отсутствии крупных волн и $\psi_1 \sim 3^\circ - 5^\circ$ в любой ситуации разнесения. При дальнейшем увеличении волнения скорость роста σ_d^0

замедляется. Волнению 7–8 баллов соответствует σ_d^0 такой же величины, как и σ_d^0 при $\psi_1 \sim 6^\circ - 8^\circ$ в отсутствии волнения. При этом имеющиеся при некоторых углах разнесения резкие уменьшения σ_d^0 (рис. 7, 8) сглаживаются, значения σ_d^0 в минимумах составляют -30 – -40 дБ. Для примера на рис. 10 приведена качественная зависимость σ_d^{0BB} и σ_d^{0GG} от скорости ветра, по которой можно судить о скорости нарастания σ_d^0 с ростом волнения, $\psi_1 = 0,1^\circ$, $\psi_2 = 30^\circ$, $\varphi = 0$. Зависимости на рис. 10 получены из расчета σ_d^{0BB} и σ_d^{0GG} (7), (8) и из экспериментальных данных по γ [11].

Наличие крупных волн не приводит к существенному изменению соотношения между σ_d^{0BB} и σ_d^{0GG} при $\psi_2 > 20^\circ$. Как и в отсутствии крупных волн $\sigma_d^{0BB} > \sigma_d^{0GG}$ на 15–20 дБ. В отличие от предыдущих расчетов, это различие на таком же уровне сохраняется и при малых ψ_1, ψ_2 . $\sigma_d^{0BB} \approx \sigma_d^{0GG}$ лишь в области зеркального отражения ($\psi_2 > 160^\circ$).

Большой практический интерес представляет сравнение σ_d^0 и σ_c^0 при наличии крупных волн на поверхности. Как показывает расчет, $\sigma_d^0 < \sigma_c^0$, когда $\psi_1 < \psi_2$ и $\psi = \psi_2$ в достаточно большом диапазоне углов разнесения. На рис. 11 приведены результаты расчета отношения $\sigma_c^0 / \sigma_d^0(\psi_2)$ ($\psi_1 = 0,1^\circ$, $\varphi = 0$) для горизонтальной (сплошные линии) и вертикальной (пунктирные линии) поляризаций излучения и приема и трех волнений ($W = 0$, т. е. в отсутствии крупных волн, 5 м/с и 15 м/с). Как видно, увеличение волнения приводит к резкому уменьшению отношения σ_c^0 / σ_d^0 . Однако различие между σ_c^0 и σ_d^0 сохраняется даже при очень бурном море. В большей части верхней полусферы $\sigma_c^{0GG} / \sigma_d^{0GG} > \sigma_c^{0BB} / \sigma_d^{0BB}$.

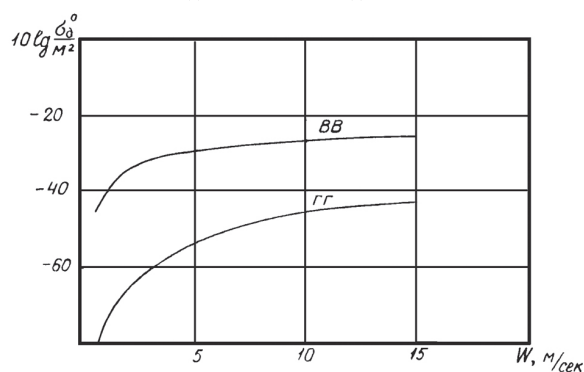


Рис. 10. Зависимость σ_d^0 морской поверхности от скорости ветра при вертикальной (BB) и горизонтальной (GG) поляризации излучения и приема

Это различие обусловлено разным наклоном зависимостей $\sigma_c^0(\psi)$ на вертикальной и горизонтальной поляризациях (рис. 7, 8). Уменьшение угла ψ_1 уже при средних волнениях слабо сказывается на изменении отношения σ_c^0 / σ_d^0 , что обусловлено наклоном рассеивающей ряби относительно направления облучения склонами крупных волн на угол γ .

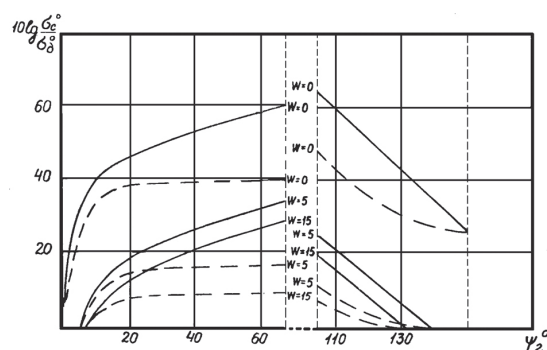


Рис. 11. Расчетные значения отношения σ_c^0 / σ_d^0 в зависимости от угла рассеяния ψ_2 и скорости ветра W при вертикальной (пунктирная линия) и горизонтальной (сплошная линия) поляризациях излучения и приема

Особое внимание заслуживает область углов $\psi_2 = \psi \sim 90^\circ$, где величина отражений от моря значительна при совмещенной локацией. Как видно из рис. 11, область углов $\psi_2 = \psi$, где $\sigma_c^0 / \sigma_d^0 \gg 1$, достаточно широка. Кроме области $\psi_2 = \psi \sim 90^\circ$, есть ситуации разнесения, при которых также $\sigma_c^0 \gg \sigma_d^0$. Таким случаям соответствуют значения ψ_2, ψ , где σ_d^0 резко уменьшается даже при сильном волнении (рис. 7, 8). Ширина этих областей невелика и составляет $5^\circ - 10^\circ$.

Вследствие тех же причин (наличие зеркальных отражений), которые обуславливают существенное различие σ_c^0 и σ_d^0 при $\psi_2 = \psi \sim 90^\circ$, в области $\psi_2 = \psi \sim 180^\circ - \psi_1$, $\sigma_d^0 \gg \sigma_c^0$.

Если в отсутствии крупных волн появление рассеяния на скрещенной поляризации обусловлено нарушением ортогональности векторов поляризации излучаемого и принимаемого сигналов при разнесении в пространстве приемной и передающей антенн, то с появлением крупных волн σ_d^{0BG} и σ_d^{0GB} возрастают вследствие локального изменения углов облучения ψ_1 и рассеяния ψ_2 и в результате появления эффектов деполяризации за счет наклона ряби крупными волнами [10]. Вследствие этого σ_d^{0BG} и $\sigma_d^{0GB} \neq 0$ при $\varphi = 0$. Деполяризация на склонах волн будет максимальной при облучении и наблюдении поверхности поперек движения волн.

Как следует из проведенных расчетов и выводов [10], при малых ψ_1 с ростом волнения σ_d^{0BG} и σ_d^{0GB} резко увеличивается, однако соотношения между σ_d^{0BB} , σ_d^{0BG} , σ_d^{0GG} и σ_d^{0GB} остаются такими же, как и в отсутствии крупных волн. Так, при средних волнениях $\sigma_d^{0BG} > \sigma_d^{0GG}$ на 5 – 10 дБ, $\sigma_d^{0GB} < \sigma_d^{0GG}$ на 5 – 10 дБ при $\psi_2 > 15^\circ - 20^\circ$. Если $\psi_2 < 15^\circ$, σ_d^{0BG} и σ_d^{0GB} отличаются незначительно и в среднем на 5 – 10 дБ больше σ_d^{0GG} .

Так как физические процессы рассеяния радиоволн поверхностью моря одинаковы для совмещенного и разнесенного вариантов, то можно сделать качественные выводы о закономерностях двухпозиционного рассеяния морем радиоволн

круговой поляризации. Как следует из [14], при малых ψ_1 и $\psi_2 = 180^\circ - \psi_1$ и статистической независимости σ_d^{0BB} , $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$, σ_d^{0BG} и σ_d^{0GB} , что для взволнованного моря имеет место,

$$\sigma_d^{011} = \sigma_d^{022} \approx \frac{\sigma_d^{0BB} + \sigma_d^{0\Gamma\Gamma}}{4} + \sigma_d^{0BG}, \quad (16)$$

$$\sigma_d^{012} = \sigma_d^{021} \approx \frac{\sigma_d^{0BB} + \sigma_d^{0\Gamma\Gamma}}{4}, \quad (17)$$

где $\sigma_d^{011}, \sigma_d^{022}$ – УЭПР поверхности на круговой поляризации правого и левого вращений, соответственно, $\sigma_d^{012}, \sigma_d^{021}$ – УЭПР поверхности на скрещенных поляризациях правого и левого вращений.

σ_d^{0GB} не оказывает существенного влияния на $\sigma_d^{011} = \sigma_d^{022}$ (4.4), так как она много меньше σ_d^{0BG} .

Из (16) следует, что различие σ_d^0 на круговых поляризациях основной σ_d^{011} и скрещенной σ_d^{012} лишь в σ_d^{0BG} , поэтому $\sigma_d^{011} \geq \sigma_d^{012}$. Поскольку $\sigma_d^{0BB} \gg \sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$, а σ_d^{0BG} на 5–15 дБ меньше σ_d^{0BB} , то можно ожидать, что

$$\sigma_d^{011} = \sigma_d^{022} = \sigma_d^{012} = \sigma_d^{021} \approx \frac{\sigma_d^{0BB}}{4}, \quad (18)$$

т.е. σ_d^0 на круговой поляризации на 6 дБ ниже, чем на вертикальной. Эти выводы подтверждаются измерениями [15] на волне 3,2 см в совмещенном варианте.

При разнесении приемника и передатчика РЛС на 180° в азимутальной плоскости в области углов $\psi_2 \approx 180^\circ - \psi_1$ основной вклад в рассеянный сигнал вносят зеркальные отражения от склонов волн. Вследствие этого σ_d^0 имеет довольно высокие значения, т. е. в направлении зеркального отражения $\sigma_d^0 \approx \sigma_c^0(\psi = 90^\circ)$ и не зависит от поляризации. Ширина области зеркальных отражений как в азимутальной области, так и в угломестной определяется дисперсией углов наклонов крупных волн и, следовательно, зависит от волнения.

Результаты измерений [16, 17] позволяют получить значения σ_d^0 в зеркальном и близком к нему направлениях, если воспользоваться выражением (6а). Так, для $\lambda = 3,2$ см в зеркальном направлении при $\psi_1 = 2,5^\circ$, $\psi_2 = 177,5^\circ$, $\sigma_d^{0BB} = \sigma_d^{0\Gamma\Gamma} = +5$ дБ/м², $\sigma_d^{0BG} = \sigma_d^{0GB} = -10$ дБ/м². При уходе от зеркального направления $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma} > \sigma_d^{0BB}$. Превышение $\sigma_d^{0\Gamma\Gamma}$ над σ_d^{0BB} вблизи зеркальных углов обусловлено, по-видимому, резким увеличением интенсивности избирательного рассеяния на горизонтальной поляризации в случае, когда ϕ приближается к 180° . Для круговой поляризации, как следует из [14], при зеркальном отражении и малых ϕ , имеют место соотношения:

$$\sigma_d^{0BB} = \sigma_d^{0\Gamma\Gamma} = \sigma_d^{021} = \sigma_d^{012}, \quad (19)$$

$$\sigma_d^{0BG} = \sigma_d^{0GB} = \sigma_d^{011} = \sigma_d^{022}.$$

Наличие крупных волн на поверхности моря приводит к появлению зависимости σ_d^0 от длины

волны РЛС. Учесть эту зависимость можно, воспользовавшись известными результатами.

Как показывают данные однопозиционных измерений, при сильных волнениях и малых ψ наблюдается существенная зависимость σ_c^0 от длины волны λ [18]. Чем короче длина волны, тем σ_c^0 больше по сравнению с расчетом. Несотвественствие эксперимента расчету было объяснено [19] наличием отражений от брызг, возникающих при обрушивании волн. По характеру такие отражения подобны рассеянию от интенсивных дождей. Рассеяние от подобных образований является релеевским и имеет резкую частотную зависимость ($\sigma \sim \lambda^{-4}$).

Проявление подобных эффектов следует ожидать и при двухпозиционном рассеянии в случае скользящих углов подсвета моря ($\psi_1 < 5^\circ$) и больших волнений.

ВЫВОДЫ

Экспериментальные и теоретические исследования двухпозиционного рассеяния радиоволн поверхностью моря показывают, что рассеяние имеет резонансный характер.

Энергетические характеристики рассеяния определяются соответствующими составляющими спектра морского волнения.

Особенности рассеяния на разных поляризациях связаны со значением диэлектрической проницаемости морской воды и геометрией разнесения. Рассеяние на вертикальной поляризации зависит от ϵ и практически не зависит от разнесения по азимуту. Рассеяние на горизонтальной поляризации не является функцией ϵ . В некоторых ситуациях разнесения отмечаются резкие уменьшения отражений, обусловленные ортогональностью векторов поляризации излученного и рассеянного сигналов.

Частотная зависимость двухпозиционного рассеяния не отличается от случая обратного рассеяния.

Литература.

- [1] Вопросы перспективной радиолокации. / А.В. Соколов и др. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.
- [2] Hartnet M.P., Davis M.E. Bistatic Surveillance of Operations // IEEE Radar Conference, 2001. – P. 75-80.
- [3] Brahman H., James H.M., Yuhong Z. Bistatic STAP Performance Analysis in Radar Applications // IEEE Radar Conference, 2001. – P. 198-203.
- [4] Анохин И.Г., Горшков А.А. Вариант реализации обзора Земли с двухпозиционным синтезированием. // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал, 2006. – № 3-4 (7). – С. 34-35.
- [5] Matkin B.L., Mullins J. H., Ferster T.J. Bistatic Reflectivity Measurement at X, Ku and W – Band Frequencies // IEEE Radar Conference. – 2001. – P. 404-409.
- [6] Bass F.G., Fuks I.M., Kalmykov A.I., Ostrovsky I.E., Rosenberg A.D. Very High Frequency Radiowave Scattering by Distributed Sea Surface // IEEE Trans. Ant. and Prop. – 1968. – AP-16, № 5. – P.554-568, .
- [7] Moore R.K., Parkins B.E., Akoust J. Omnidirectional Scattering of Acoustic Waves from Rough Surfaces of Known Statistics // J. of Acoust. Soc. Amer. – 1966. – 40, № 1 – P.170-175.

- [8] *Pidgeon V.W.* Bistatic Cross Section of the Sea // IEEE Trans. Ant. and Prop. - 1966. - AP-14, № 3. - P.405-406.
- [9] *Калмыков А.И., Курекин А.С., Островский И.Е., Пустовойтенко В.В.* Двухпозиционное рассеяние радиоволн поверхностью моря при малых углах скольжения // Изв. ВУЗов, Радиофизика. - 1973. - Т. 16, № 2. - С. 199-205.
- [10] *Фукс И.М.* К теории рассеяния радиоволн на взволнованной поверхности моря // Изв. высш. уч. зав. Радиофизика. 1966. - 9, № 5. - С. 876-882.
- [11] *Филиппс О.М.* Динамика верхнего слоя океана. / Перевод с англ. изд. Мир, М., 1969. - 420 с.
- [12] *Загородников А.А.* Анизотропность интенсивности радиолокационного сигнала, рассеянного морской поверхностью // Радиотехника и электроника. 1970. - 16, № 1. - С. 104-110.
- [13] *Guinard N.W., Daley J.C.* An Experimental Study of a Sea Clutter Model // Proc. IEEE. - 1970. - 58, № 46. - P. 543-550.
- [14] *Long M.W.* Backscattering for Circular Polarization // Electronic Letters. - 1966. - v.2, № 9. P.341-343.
- [15] *Hunter I.M., Senior T.B.* Experimental Studies of Sea Surface Effects on Low-Angle Radars // Proc. IEEE. - 1966. - v. 113, № 11. - P.1731-1740.
- [16] *Калмыков А.И., Курекин А.С., Левантовский В.Ю. и др.* Некоторые характеристики радиосигналов, рассеянных морской поверхностью в направлениях близких к направлению зеркального отражения // Изв. вузов, Радиофизика. - 1973. - Т. 16, № 10. - С. 1498-1503.
- [17] *Виноградов Л.Г., Калмыков А.И., Курекин А.С. и др.* Поляризационные характеристики радиоизлучения, рассеянного поверхностью моря в прямом направлении // Доклады 3-го Межведомственного Совещания по вопросам поляризационной структуры радиосигналов. - Томск. - 1973. - С. 18-20.
- [18] Справочник по радиолокации / Перевод с англ. Под ред. К.Н.Трофимова. - М.: Сов. Радио, 1976. - т. 1. 456 с.
- [19] *Виноградов Л.Г., Калмыков А.И., Курекин А.С. и др.* О поляризационных характеристиках радиолокационных сигналов, рассеянных поверхностью моря при малых углах скольжения // Доклады 3-го Межведомственного Совещания по вопросам поляризационной структуры радиосигналов. - Томск. - 1973. - С. 42-44.



Поступила в редколлегию 7.04.2010
Курекин Александр Сергеевич, кандидат технических наук, лауреат Государственной премии УССР, старший научный сотрудник Центра радиофизического зондирования Земли им.А.И.Калмыкова НАН и НКА Украины. Научные интересы: дистанционное зондирование Земли радиофизическими методами.



Курекин Андрей Александрович, кандидат технических наук, научный сотрудник University of Central Lancashire, Preston. Научные интересы: обработка и интерпретация данных дистанционного зондирования с аэрокосмических носителей.



Яцевич Сергей Евгеньевич, кандидат физ.-мат. наук, лауреат премии им. Ленинского комсомола в обл. науки и техники, старший научный сотрудник отдела дистанционных методов зондирования Земли ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: дистанционное зондирование земных покровов с аэрокосмических носителей.



Горобец Владимир Николаевич, кандидат физ.-мат. наук, научный сотрудник отдела распространения радиоволн ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: распространение радиоволн, обратное рассеяние радиоволн СВЧ и КВЧ диапазонов поверхностью суши и моря.



Гончаренко Юрий Викторович, кандидат физ.-мат. наук, научный сотрудник отдела распространения радиоволн ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: распространение радиоволн, исследование солнечно-земных связей радиофизическими методами.



Гутник Виктор Григорьевич, кандидат физ.-мат. наук, старший научный сотрудник Радиоастрономического института Национальной академии наук. Научные интересы: обратное рассеяние радиоволн СВЧ и КВЧ диапазонов поверхностью суши, моря и атмосферными образованиями.

УДК 621.396

Поляризационні особливості розсіювання радіохвиль морською поверхнею при рознесеній радіолокації / О.С. Курекін, А.О. Курекін, С.Є. Яцевич, В.М. Горобець, Ю.В. Гончаренко, В.Г. Гутнік // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. - 2010. Том 9. № 2. - С. 193-201.

Приведені результати вимірів питомого перетину двопозиційного розсіювання морською поверхнею на різних поляризаціях на хвилях 3 і 10 см. Дані вимірів зіставлені з розрахунком. Показана придатність використаної раніше моделі для розрахунку двопозиційного розсіювання. Обговорюються особливості двопозиційного розсіювання при будь-яких поляризаціях випромінювання і прийому у верхній півсфері простору.

Ключові слова: двопозиційне розсіювання, морська поверхня, поляризація.

Табл. 02. Іл. 10. Бібліогр.: 19 найм.

UDC 621.396

Polarization features of two-position scattering by the sea surface / A.S. Kurekin, A.A. Kurekin, S.E. Yatsевич, V.N. Gorobets, Yu.V. Goncharenko, V.G. Gutnik // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. - 2010. Vol. 9. № 2. - P. 193-201.

Results of measuring the specific section of two-position scattering by a sea surface at different polarizations and on waves of 3 and 10 cm. wavelengths are presented. The measurement data are compared with the calculation. The applicability of the earlier utilized model to calculate position scattering is shown. The features of two-position scattering at any radiation polarizations and reception at the upper space half-sphere are discussed.

Key words: two-position scattering, sea surface, polarization.

Tab. 02. Fig. 10. Ref.: 19 items.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ РАЗНЕСЕННЫХ РЛС ПО МОРСКИМ ЦЕЛЯМ

А.С. КУРЕКИН, С.Е. ЯЦЕВИЧ, В.Н. ГОРОБЕЦ, Ю.В. ГОНЧАРЕНКО, В.Г. ГУТНИК

В данной работе рассмотрены особенности расчета дальности действия разнесенных РЛС по морским целям, включающие методику измерения ЭПР, определение величин множителей распространения и определение формы эквивалента цели.

Ключевые слова: двухпозиционные РЛС (радиолокационные станции), морские цели, дальность действия.

ВВЕДЕНИЕ

Разнесенная (мультистатическая) радиолокация (передатчик и приемники радиолокатора занимают разные позиции в пространстве) может иметь преимущества по сравнению с совмещенной (моностатической, передатчик и приемник находятся в одном месте) [1-4]. В последнее время отмечается повышенный интерес к таким системам, обусловленный наличием большого количества источников излучения как в космосе, так и на земле, которые могут быть использованы в качестве одного из корреспондентов разнесенной РЛС, например, [5-8].

Среди многообразия применяемых систем особое место занимает морская радиолокация в силу специфических свойств подстилающей поверхности (взволнованное море) и относительно больших размеров целей (корабли различных классов).

Поскольку расчет дальности действия любой РЛС является основополагающим при ее проектировании, то он обязательно предполагает наличие данных о характеристиках вторичного излучения (рассеяния) целей и подстилающих поверхностей, на которых они расположены. Поэтому, в теоретических и экспериментальных исследованиях рассеивающих свойств различных объектов особое внимание уделяется определению пространственно-временных характеристик эффективной площади рассеяния целей (ЭПР) σ и удельной эффективной площади рассеяния поверхностей (УЭПР) σ^0 .

Известны несколько способов определения ЭПР и УЭПР в абсолютных единицах. Это прямые измерения мощности излучения и мощности принятого сигнала, использование эталонных отражателей (радиолокационные уголки, линзы Люнеберга и др.), активные ответчики, встроенные в измерительную РЛС сигнал – генераторы, эхобоксы и др. [9-11]. Основным недостатком этих методов является необходимость проведения абсолютных измерений энергетических параметров РЛС или ЭПР эталонов, что не всегда можно обеспечить с достаточной точностью.

На дальность действия РЛС, предназначенных для обнаружения целей, расположенных над поверхностью, большое влияние оказывают мно-

жители распространения. Для точечных целей их расчет не представляет трудностей, если известны параметры поверхности (степень шероховатости, диэлектрическая проницаемость) [12].

Для морской радиолокации корабли нельзя считать точечной целью, что накладывает дополнительные условия на расчет множителей распространения, величины которых зависят от степени волнения и формы эквивалента корабля.

В данной работе рассмотрены особенности расчета дальности действия разнесенных РЛС по морским целям, включающие методику измерения ЭПР, определение величин множителей распространения и определение формы эквивалента цели.

1. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭПР В АБСОЛЮТНЫХ ЕДИНИЦАХ

Имеющиеся в литературе многочисленные данные о вторичном излучении кораблей и морской поверхности приведены, в основном, для моностатической радиолокации, например, [13-17]. В тоже время, такие данные для мультистатической радиолокации практически отсутствуют. Для изучения характеристик вторичного излучения был разработан и испытан на практике метод определения ЭПР морских целей и УЭПР морской поверхности в абсолютных единицах для разнесенных РЛС (конкретно двухпозиционных), путем измерения энергетических параметров РЛС в относительных единицах. Преимущества метода очевидны, поскольку при его использовании не требуется абсолютных измерений. Разработанный метод применим и для наземных объектов.

Как известно, ЭПР σ_d (разнесенная) или σ_A (совмещенная) объекта определяется через измеренную величину мощности сигнала, рассеянного им в направлении приемника $P_{пр}$. Для двухпозиционной системы

$$P_{пр} = \frac{P_n G_n G_{пр} \lambda^2 \sigma_d V_1^2 V_2^2}{64\pi^3 R_1^2 R_2^2}, \quad (1)$$

где P_n – импульсная мощность излучения передатчика, G_n – усиление передающей антенны в направлении цели, $G_{пр}$ – усиление приемной антенны в направлении цели, R_1 – расстояние передатчик – цель, R_2 – расстояние приемник – цель,

V_1, V_2 — множители распространения на трассах передатчик — цель и приемник — цель соответственно.

Определение характеристик вторичного излучения целей при разнесенной радиолокации можно значительно упростить, если дополнительно измерить мощность прямого сигнала передатчика приемником РЛС. В этом случае величина принятой мощности

$$P_{\text{прям}} = \frac{P_{\text{п}} G'_{\text{п}} G'_{\text{пр}} \lambda^2 V_3^2}{16\pi^2 R_3^2}, \quad (2)$$

где $G'_{\text{п}}$ — усиление антенны передатчика в направлении приемника, $G'_{\text{пр}}$ — усиление приемной антенны в направлении передатчика, R_3 — расстояние передатчик-приемник, V_3 — множитель распространения на трассе R_3 .

В случае, когда цель находится в максимуме диаграммы направленности передающей антенны, из (1) и (2)

$$\sigma_{\text{д}} = 4\pi \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{прям}}} \frac{R_1^2 R_2^2}{R_3^2} \frac{V_3^2}{V_1^2 V_2^2} \frac{\Phi_{\text{п}}^{2'} \Phi_{\text{пр}}^2}{\Phi_{\text{п}}^2}, \quad (3)$$

где $\Phi_{\text{п}}^{2'} = G'_{\text{п}} / G_{\text{п}}$ — множитель диаграммы направленности антенны передатчика в направлении приемника, учитывающий отклонение направления максимума излучения от направления на приемник при измерении $P_{\text{прям}}$, $\Phi_{\text{пр}}^2 = G_{\text{пр}} / G_{\text{пр.макс}}$, $\Phi_{\text{п}}^{2'} = G'_{\text{п}} / G'_{\text{п.макс}}$ — множители диаграммы направленности приемной антенны в направлении цели и передатчика соответственно, $G_{\text{пр.макс}}$ — усиление антенны приемника в направлении ее максимума.

Выражение (3) дает абсолютные значения величины эффективной площади двухпозиционного рассеяния. При этом измерения мощности сигнала, рассеянного целью $P_{\text{пр}}$ и мощности прямого сигнала передатчика $P_{\text{прям}}$, не обязательно должны быть абсолютными. Достаточно выполнить эти измерения одним и тем же приемником с неизменными параметрами. Это значительно облегчает проведение опытов, поскольку не требуется абсолютная калибровка приемного устройства. Для получения надежных результатов необходимо измерить диаграммы направленности приемной и передающей антенн и прокалибровать в относительных единицах амплитудную характеристику приемника.

Множители V_1, V_2, V_3 определяются условиями распространения на соответствующих трассах, геометрией разнесения, формой эквивалента цели по высоте и зависят от степени шероховатости поверхности и ее диэлектрической проницаемости.

Таким образом, применение описанной методики позволяет получить абсолютные значения эффективной площади двухпозиционного рассеяния целей из относительных измерений двух ве-

личин $P_{\text{пр}}$ и $P_{\text{прям}}$ без определения энергетических характеристик разнесенной системы.

При определении эффективной площади двухпозиционного рассеяния $\sigma_{\text{д}}$ необходимо с достаточной точностью знать величину множителей распространения V_1 и V_2 на соответствующих трассах (4). Для точечных объектов их расчет не представляет затруднений и может быть произведен по формулам [12].

Множители распространения на трассах передатчик — цель и приемник — цель определяются как:

$$V_1 = \sqrt{(1 - M_1)^2 + 4M_1 \sin^2 \frac{\Omega_1}{2}}, \quad (4)$$

$$V_2 = \sqrt{(1 - M_2)^2 + 4M_2 \sin^2 \frac{\Omega_2}{2}},$$

где $M = \gamma D$, γ — модуль коэффициента отражения падающей волны, D — коэффициент расходимости, учитывающий уменьшение плотности потока энергии луча, отраженного от сферической поверхности земли, $\Omega = \Theta\zeta$ — полная разность фаз между прямым и отраженным лучами с учетом фазы коэффициента отражения, дополненной к π .

Для расчета $\sigma_{\text{д}}$ целей, распределенных по высоте h , к которым относятся корабли, необходимо учитывать средние значения $\overline{V_1^2}$ и $\overline{V_2^2}$, которые могут быть определены из выражений (5), если задаться формой эквивалента корабля (прямоугольной, либо треугольной) и если известны:

- зависимость $M = f(h_M, h)$, h_M — среднеквадратичная высота морских волн;
- зависимость $\Omega f(h)$.

Для элемента корабля, расположенного на высоте h_i

$$V_1 = \sqrt{[1 - M_1(h_M, h_i)]^2 + 4M_1(h_i) \sin^2 \frac{\Omega_1(h_i)}{2}}, \quad (5)$$

$$V_2 = \sqrt{[1 - M_2(h_M, h_i)]^2 + 4M_2(h_M, h_i) \sin^2 \frac{\Omega_2(h_i)}{2}}$$

Если принять форму эквивалента корабля в виде прямоугольника, то

$$\overline{V_1^2 V_2^2} = \frac{1}{h_{\text{макс}}} \int_0^{h_{\text{макс}}} V_1^2 V_2^2 dh, \quad (6)$$

где $h_{\text{макс}}$ — максимальная высота эквивалента корабля. Для плоской земли ($D = 1$) и малых углов места передатчика и приемника ($\zeta \rightarrow 1$)

$$\overline{V_1^2 V_2^2} = \frac{1}{h_{\text{макс}}} \int_0^{h_{\text{макс}}} [(1 - v_1)^2 + 4v_1 \sin^2 \frac{\Theta_1}{2}] [(1 - v_2)^2 + 4v_2 \sin^2 \frac{\Theta_2}{2}] dh, \quad (7)$$

$$\text{где } \Theta_1 = \frac{4\pi H_1 h}{\lambda R_1}, \quad \Theta_2 = \frac{4\pi H_2 h}{\lambda R_2}, \quad (8)$$

$$v_1 = e^{-2\left(\frac{2\pi h_M \sin \psi_{1c}}{\lambda}\right)^2}, \quad v_2 = e^{-2\left(\frac{2\pi h_M \sin \psi_{2c}}{\lambda}\right)^2} \quad (9)$$

по [12], $\psi_{1c} \approx \frac{H_1 + h}{\sqrt{R_1^2 + 4H_1 h}}$ — угол скольжения зеркально отраженного поверхностью облучающего сигнала, H_1 — высота антенны передатчика,

$\psi_{2c} \approx \frac{H_2 + h}{\sqrt{R_2^2 + 4H_2 h}}$ — угол скольжения зеркально отраженного поверхностью сигнала, рассеянного кораблем, H_2 — высота антенны приемника.

Анализ выражения (7) в общем виде является очень громоздким, поэтому рассмотрим некоторые типичные частные случаи.

Поскольку $v_1(h)$ и $v_2(h)$ медленно изменяющиеся функции по сравнению с $\sin^2 \frac{\Theta_1}{2}$ и $\sin^2 \frac{\Theta_2}{2}$ на участке h от 0 до $h_{\max}$, то

$$\begin{aligned} \overline{V_1^2 V_2^2} = & (1 + \overline{v_1^2})(1 + \overline{v_2^2}) - \\ & - 2\overline{v_1}(1 + \overline{v_2^2}) \frac{\sin \Theta'_1}{\Theta'_1} - 2\overline{v_2}(1 + \overline{v_1^2}) \frac{\sin \Theta'_2}{\Theta'_2} + \\ & + 2\overline{v_1} \left[\frac{\sin(\Theta'_1 + \Theta'_2)}{\Theta'_1 + \Theta'_2} + \frac{\sin(\Theta'_1 - \Theta'_2)}{\Theta'_1 - \Theta'_2} \right], \end{aligned} \quad (10)$$

где $\overline{v_1}$ и $\overline{v_2}$ — средние значения коэффициента отражения по высоте эквивалента корабля h от 0 до $h_{\max}$, $\Theta_1 = \frac{4\pi H_1 h_{\max}}{\lambda R_1}$, $\Theta_2 = \frac{4\pi H_2 h}{\lambda R_2}$. Если корабль находится в многолепестковой зоне облучающего поля ($\Theta'_1 > 2\pi$) и приемник расположен в многолепестковой зоне рассеянного кораблем поля ($\Theta'_2 > 2\pi$), то

$$\overline{V_1^2 V_2^2} = (1 + \overline{v_1^2})(1 + \overline{v_2^2}) + 2\overline{v_1} \overline{v_2} \quad (11)$$

и для случая $v_1 = v_2 = 1$,

$$\overline{V_1^2 V_2^2} = 6, \quad (12)$$

что равносильно одинаковым условиям распространения на трассах R_1 и R_2 и совпадает с величиной среднего значения множителя распространения для совмещенного локатора при таких же условиях ($\overline{V^4} = 6$) [12].

Если выполняется условие $\Theta'_2 > 2\pi$ и $\Theta'_1 \leq 2\pi$, то

$$\overline{V_1^2 V_2^2} = (1 + \overline{v_1^2})(1 + \overline{v_2^2}) - 2\overline{v_1}(1 + \overline{v_2^2}) \frac{\sin \Theta'_1}{\Theta'_1}. \quad (13)$$

Для объектов, распределенных по высоте, какими являются корабли, значения $\overline{V_1^2}$ и $\overline{V_2^2}$ раздельно не существуют в силу выражения (8) и ослабление на трассах R_1 и R_2 определяется средним по высоте корабля произведением $\overline{V_1^2 V_2^2}$. При расчете $\overline{V_1^2 V_2^2}$ необходимо принимать во внимание условия, налагающие ограничения на расстояния R_1 и R_2 :

$$R_1 < \frac{2H_1 h_{\max}}{\lambda}, \text{ т.е. } \Theta'_1 > 2\pi, \quad (14)$$

$$R_2 < \frac{2H_2 h_{\max}}{\lambda}, \text{ т.е. } \Theta'_2 > 2\pi \quad (15)$$

и возможные варианты высотного распределения поля [18].

При невыполнении условия (14) корабль освещается скатом интерференционного лепестка, а если не выполняется (15) — приемник расположен ниже максимума первого интерференционного лепестка рассеянного поля и расчет множителей ослабления следует вести по иным законам [12].

3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ДВУХПОЗИЦИОННЫХ РЛС ПО РЕАЛЬНЫМ МОРСКИМ ЦЕЛЯМ

Для определения эффективности применения двухпозиционных РЛС на море проведем расчет дальности действия таких систем в сравнении с дальностью действия совмещенных РЛС.

Максимальная дальность обнаружения цели совмещенной РЛС

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{пр.мин}}^c (G_{\text{п}}^c)^2 \lambda^2 \sigma_c \overline{V_c^4}}{64\pi^3 P_{\text{пр.мин}}^c}}, \quad (16)$$

где $P_{\text{пр.мин}}^c$ — мощность порогового сигнала, которая зависит от выбранного порога обнаружения, $P_{\text{п}}^c$ — импульсная мощность излучения передатчика, $G_{\text{п}}^c$ — коэффициент усиления антенны РЛС, λ — длина волны РЛС.

Для двухпозиционной РЛС

$$(R_1 R_2)_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{п}}^d G_{\text{п}}^d G_{\text{пр}}^d \lambda^2 \sigma_d \overline{V_1^2 V_2^2}}{64\pi^3 P_{\text{пр.мин}}^d}}, \quad (17)$$

где $P_{\text{п}}^d$ — импульсная мощность излучения, $G_{\text{п}}^d$ — коэффициент усиления антенны передатчика, $G_{\text{пр}}^d$ — коэффициент усиления антенны приемника.

При равенстве эффективных площадей рассеяния $\sigma_d = \sigma_c$, что в среднем имеет место для кораблей, и $G_{\text{пр}}^c = G_{\text{пр}}^d$

$$\left(\frac{R_1 R_2}{R^2}\right)_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{п}}^d G_{\text{п}}^d P_{\text{пр.мин}}^c \overline{V_1^2 V_2^2}}{P_{\text{п}}^c G_{\text{п}}^c P_{\text{пр.мин}}^d V_c^4}}. \quad (18)$$

Для численной оценки отношения (19) необходимо рассчитать среднюю величину совместного множителя распространения $\overline{V_1^2 V_2^2}$. Такой расчет не представляет затруднений при известных характеристиках сигнала, облучающего цель, и распределении эффективной площади рассеяния цели σ_d по высоте h .

Учитывая, что значение $\overline{V_1^2 V_2^2}$ в сильной степени зависит от $\Delta h = h_{\max} - h_{\min}$ ($h_{\max}$ и $h_{\min}$ — максимальная и минимальная высота отражателей на корабле), представляет интерес экспериментально определить местоположение основных отражателей корабля по высоте h для случая разнесения в пространстве передатчика и приемника.

С этой целью был поставлен эксперимент по измерению характеристик вторичного излучения корабля при его удалении от передатчиков разнесенной РЛС.

При движении корабля последний уходит за горизонт постепенно, в этом случае по изменению величины принимаемой мощности рассеянного сигнала можно оценить высоту расположения его основных отражателей. В эксперименте были измерены диаграммы рассеяния в угломестной плоскости большого ракетного корабля на различных дальностях R_1 (передатчик – корабль) и двух волнах $\lambda = 3,2$ см и 10 см.

Эксперимент проводился следующим образом. Антенны передатчиков, работающих поочередно на $\lambda = 3,2$ см и 10 см, располагались на высоте $H_1 = 30$ м от поверхности воды и наводились на корабль. Корабль удалялся от передатчиков, находясь постоянно в максимуме их диаграмм направленности. Расстояние R_1 определялось корабельными навигационными приборами и контролировалось береговым локатором, совмещенным с передатчиками.

Приемники разнесенного измерительного комплекса были расположены на самолете. Самолет непрерывно совершал полеты на высоте $H_2 = 250$ м по линии передатчик – корабль либо по ходу корабля, либо навстречу с максимальным удалением от корабля, равным 10 км в сторону передатчиков. Это обеспечивало изменение угла скольжения приемников Ψ_2 от $1,5^\circ$ до 90° . Местоположение самолета определялось по текущему времени от момента пролета самолета над кораблем. При этом предполагалось, что во время записи рассеянного сигнала расстояние передатчик – корабль R_1 мало изменяется вследствие значительной разности в скоростях движения корабля и самолета. Скорость движения корабля учитывалась лишь при определении угла скольжения Ψ_2 (угол скольжения в направлении приемников).

Для нахождения абсолютного значения эффективной площади рассеяния записывался уровень прямого сигнала передатчиков при полете самолета на высоте $H_2 = 20$ м на расстояниях от передатчиков от 5 км до 35 км. Записи велась непрерывно, что позволило определить среднюю величину $\frac{P_{\text{прям}}}{V_3^2}$ на любой дальности от передатчиков в указанных пределах. Поскольку мощность прямого сигнала определялась непосредственно в месте расположения цели ($R_1 = R_3$), то выражение для σ_g в абсолютных единицах принимает вид

$$\sigma_d = 4\pi \frac{P_{\text{пр}}}{V_1^2 V_2^2} \frac{\bar{V}_3^2}{P_{\text{прям}}} R_2^2 \frac{1}{\Phi_{\text{пр}}^2}, \quad (19)$$

где R_2 – расстояние корабль – самолет, $\Phi_{\text{пр}}$ – множитель диаграммы направленности антенны приемника.

Измерения проводились при волнении моря около 4 баллов. Высота полета $H_2 = 250$ м обеспе-

чивала прямую видимость цели со стороны приемников в указанных пределах изменения Ψ_2 . В этих условиях коэффициент отражения морской поверхности $\gamma_2 \rightarrow 1$ и $\bar{V}_1^2 \bar{V}_2^2 \approx \bar{V}_1^2$.

Из записи рассеянного кораблем сигнала, по (19) определялась величина $\bar{V}_1^2 \sigma_d$ в зависимости от угла места приемников Ψ_2 при различных дальностях передатчик – корабль R_1 .

На рис. 1 приведены угломестные диаграммы рассеяния большого ракетного корабля на волне 3,2 см, полученные при трех значениях дальности $R_1 = 10$ км, 19 км и 34 км. По вертикальной оси отложены значения $\bar{V}_1^2 \sigma_d$, усредненные в пределах $\Delta\Psi_2$ от 3° (при малых Ψ_2) до 10° (при больших Ψ_2).

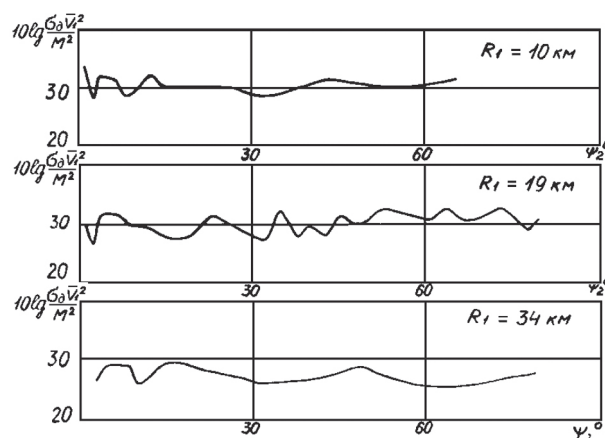


Рис. 1. Угломестные диаграммы вторичного излучения большого ракетного корабля на волне 3,2 см при различных его удалениях от передатчика

Сравнивая зависимости $\bar{V}_1^2 \sigma_d(\Psi_2)$, полученные при различных дальностях R_1 , можно заметить, что $\bar{V}_1^2 \sigma_d$ в среднем практически не отличается для $R_1 = 10$ км, 19 км. При $R_1 = 34$ км значения $\bar{V}_1^2 \sigma_d$ в среднем на 5 – 7 дБ ниже, чем при $R_1 = 10$ км, 19 км.

Для объяснения полученных результатов разделим условно корабль по h на две характерные части (рис. 2). От $h = 0$ до уровня палубы до $h = 3,6$ м и от $h = 3,6$ м до уровня верхушек мачт – $h = 25$ м и произведем расчет среднего значения множителя распространения $\bar{V}_1^2(R_1)$.

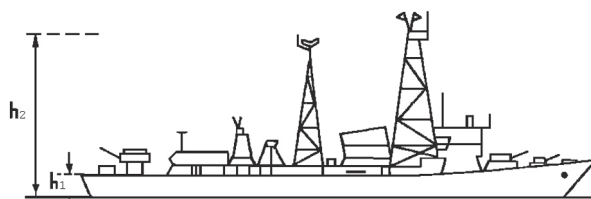


Рис. 2. К определению высоты расположения основных отражателей корабля

Расчетные значения $\bar{V}_1^2(R_1)$ для стандартной рефракции и высоты антенн передатчика $H_1 = 30$ м представлены на рис. 3.

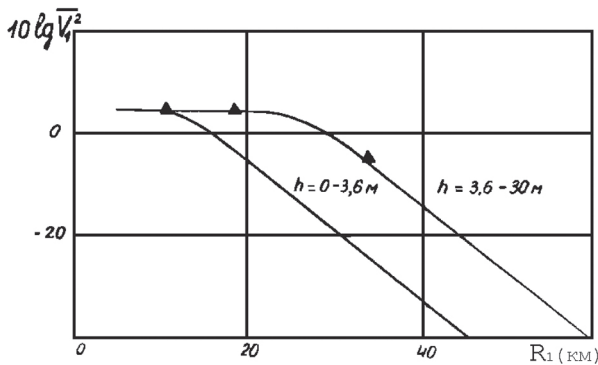


Рис. 3. Расчетные зависимости $\overline{V_1^2}$ от дальности передатчик – корабль. Значками показаны экспериментальные значения $\overline{V_1^2}$

Здесь же значками нанесены измеренные величины $\overline{V_1^2}\sigma_d$, усредненные по углу Ψ_2 . Взаимная привязка рассчитанных $\overline{V_1^2}$ и экспериментальных $\overline{V_1^2}\sigma_g$ значений произведена при $R_1 = 10$ км.

Поскольку в среднем величина $\overline{V_1^2}\sigma_d$ (рис. 1) на дальности $R_1 = 10$ км такая же, как и при $R_1 = 19$ км, можно предположить, что отражатели на корабле расположены выше уровня палубы $h > 3,6$ м и находятся в области надстроек, так как $\overline{V_1^2}$ по высоте от $h = 3,6$ м до $h = 25$ м не изменяется с ростом R_1 от 10 км до 19 км. В противном случае $\overline{V_1^2}\sigma_d$ должна уменьшиться согласно расчету $\overline{V_1^2}$ (рис. 3).

Этот вывод подтверждается диаграммой рассеяния при $R_1 = 34$ км. На этой дальности $\overline{V_1^2}\sigma_d$ уменьшилось в среднем на 5 – 7 дБ, что является следствием уменьшения $\overline{V_1^2}$ на высоте $h > 3,6$ м (рис. 3). Полученные значения $\overline{V_1^2}\sigma_d$ корабля на $\lambda = 3,2$ см были больше $\overline{V_1^2}\sigma_d$ на $\lambda = 10$ см на 6 – 8 дБ при дальности $R_1 = 34$ км. Это различие объясняется разными значениями множителей распространения на $\lambda = 3,2$ см и 10 см. Согласно расчету

при указанных выше условиях $10 \lg \frac{(V_{1\lambda=3,2}^2)}{(V_{1\lambda=10}^2)} \approx 7$.

Таким образом, хорошее совпадение с расчетом экспериментальных данных говорит о незначительном вкладе в рассеянный сигнал отражений от элементов корабля, расположенных ниже палубы при его кормовом ракурсе относительно источника облучения.

Полученные данные о месторасположении рассеивающих элементов корабля при разнесении в пространстве приемника и передатчика совпадают с данными, приведенными в [19], для совмещенных РЛС. В этой работе представлено распределение σ_c по высоте кораблей при разных их ракурсах. Как следует из [19], корпус корабля мало влияет на величину σ_c при кормовых ракурсах. При расположении корабля бортом к локатору значение σ_c определяется также и отражения-

ми от борта. Из наших измерений влияние борта на величину σ_d сказывается лишь при бортовых ракурсах корабля по отношению к передатчику и малых разнесениях приемника (зависимость $\sigma_c(\Psi_2)$ имеет падающий характер) и весьма существенно растет в направлениях зеркального отражения.

Для дальнейшей оценки отношения (19) необходимо определить значения мощности пороговых сигналов $P_{\text{пр.мин}}^c$ и $P_{\text{пр.мин}}^d$. Полагая, что мощность этих сигналов для морских систем в большинстве случаев ограничена не внутренними шумами приемного устройства, а интенсивностью помех от морской поверхности, проведем учет влияния взволнованной поверхности моря на дальность действия совмещенной и двухпозиционной систем в различных ситуациях их применения.

В случае, когда $\frac{\overline{V_1^2}V_2^2}{V^4} \approx 1$, что имеет место при

расположении цели в зоне прямой видимости разнесенной и совмещенной систем, и одинаковых параметрах этих РЛС, отношение (19) будет зависеть от отношения совмещенной и двухпози-

ционной УЭПР $\left(\frac{\sigma_c^0}{\sigma_d^0} \right)$. Расчетная величина этого

отношения может быть много больше 1 [20].

На дальностях до цели, соответствующих зонам полутени и тени, интенсивность помех от морской поверхности сравнима с мощностью внутренних шумов приемных устройств. В этом случае на выражение (18) оказывает влияние от-

ношение множителей распространения $\frac{\overline{V_1^2}V_2^2}{V^4}$. В

некоторых ситуациях, например при вынесении приемника разнесенной РЛС в зону прямой видимости, это отношение также будет $\gg 1$.

Для иллюстрации сказанного проведем эскизный расчет дальности действия разнесенной РЛС, предназначенной для обнаружения и определения состава ордера кораблей. При скрытом движении ордера на одном из его кораблей обязательно работает навигационный локатор, передатчик которого периодически облучает все корабли группы. Если, например, на самолете разместить приемник, то он будет также периодически принимать отраженные сигналы от каждого корабля ордера. Расчет сравним с расчетом дальности действия совмещенной РЛС, наблюдающей цель под углом $\Psi = \Psi_2$ (приемник разнесенной РЛС и совмещенной РЛС наблюдают цель под одинаковым углом места). Примем $\Psi = \Psi_2 \approx 5^\circ$. Это соответствует случаю расположения цели в зоне прямой видимости совмещенной ($V^4 = 6$) и разнесенной систем. Реальные размеры ордера кораблей составляют ≈ 40 км и, следовательно, источник подсветки (локатор одного из кораблей ордера) отстоит от выбранной цели на расстоянии $R_1 \approx 20 - 40$ км. Для этих условий угол облучения

$\Psi_1 < 0,1^\circ$, а $\overline{V_1^2 V_2^2}$ составляет 2 – 0,06 для целей средних размеров (рис. 3).

Поскольку на летательном аппарате невозможно применить антенну больших размеров, а локаатор корабля имеет значительный потенциал

излучения, то можно принять $\frac{P_n^d G_n^d}{P_n^c G_n^c} \approx 10^2$. Полагая одинаковыми ширины диаграмм приемных антенн $\Theta_2 = \Theta$ сравниваемых систем и $\Theta_2 > \Theta_1$ в разнесенной системе, из (19).

$$\frac{R_1^2 R_2^2}{R^4} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_c^0}{\sigma_d^0} \frac{\Theta}{\Theta_1} \frac{R_1 R_2}{R^3} \frac{\overline{V_1^2 V_2^2}}{V^4}. \quad (20)$$

С учетом принятых выше условий и проведенного расчета, с учетом формул (18), из (20) при $\frac{\Theta}{\Theta_1} \approx 4$, $\frac{R_1}{R} \approx 220$.

Как следует из (21), при любых расстояниях R_2 (приемник – цель), R_1 (передатчик – цель) дальность действия такой двухпозиционной системы может быть много больше R – дальности действия совмещенной системы, даже для случая $\overline{V_1^2 V_2^2} \ll 1$. Результат $R_1 \gg R$ обусловлен низким уровнем помех от морской поверхности для разнесенной системы ($\frac{\sigma_c^0}{\sigma_d^0} \gg 1$) [20] и говорит о том, что ее дальность действия ограничивается не помехами от моря, что имеет место для совмещенной системы, а тепловыми шумами входного устройства приемного тракта РЛС.

Тогда в реальном случае для типичных значений потенциалов систем

$$(P_n^d = 10^5 \text{ Вт}, G_n^d = 10^3, P_{\text{пр.мин}}^d = 10^{-12},$$

$$P_n^c = 10^4 \text{ Вт}, G_n^c = 10)$$

и поставленных условий из (17), (18) получаем $R = 40\text{--}60$ км, а $R_2 = 20\text{--}300$ км для целей средних размеров и волнении 3 – 4 балла.

ВЫВОДЫ

Анализ результатов проведенных исследований позволил выявить особенности расчета дальности действия разнесенной радиолокации на море, которые необходимо учитывать при проектировании таких РЛС.

Получены выражения для расчета множителей распространения в случае применения разнесенной радиолокации на море по целям, распределенным по высоте.

При расчете дальности действия разнесенных РЛС необходимо учитывать тот факт, что основная доля энергии радиоволн, рассеянных кораблями, создается элементами архитектуры, расположенными выше уровня палубы. При бортовых ракурсах корабля следует учитывать вклад в рассеянный сигнал зеркальных отражений от борта.

В некоторых случаях использование разнесенной радиолокации на море может быть более эффективным, чем совмещенной, например, по дальности действия.

Литература.

- [1] В.С. Черняк. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь. – 1993. – 240 с.
- [2] В.С. Кондратьев, А.Ф. Котов, Л.Н. Марков и др. Многопозиционные радиотехнические системы. – М.: Радио и связь. – 1986. – 164 с.
- [3] А.В. Соколов. Вопросы перспективной радиолокации. – М.: Радиотехника. – 2003. – 512 с.
- [4] Hartnet M.P., Davis M.E. Bistatic Surveillance of Operations // IEEE Radar Conference. – 2001. – P. 75-80.
- [5] Brahman H., James H.M., Yuhong Z. Bistatic STAP Performance Analysis in Radar Applications // IEEE Radar Conference – 2001. – P. 198-203.
- [6] Анохин И.Г., Горшков А.А. Вариант реализации обзора Земли с двухпозиционным синтезированием. // Фазотрон. Информационно аналитический журнал. – 2006. – № 3 – 4 (7). – С. 34-35.
- [7] Ксендзук А.В. Использование навигационных систем как элементов глобальной многопозиционной системы картографирования поверхности. // Тезисы докладов 3-й научно-практической конференции. Применение спутниковых радионавигационных систем (GNSS) в Украине. Харьков, Украина. – 2002. С. 121-122.
- [8] Ксендзук А.В. Синтез апертуры с использованием навигационной системы ГЛОНАСС. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. – Вып. 2. – С. 44-54.
- [9] Радиолокационные методы исследования Земли / Под ред. Ю.А. Мельника. – М.: Сов. Радио. – 1980. – 220 с.
- [10] Курекин А.С., Яцевич С.Е., Уваров В.Н. и др. Автоматическая внутренняя калибровка радиолокационных систем дистанционного зондирования // Космічна наука та технологія. – 1998. – т. 4, № 2/3. – С. 34-38.
- [11] Койфман И.Д., Осис И.Л. Методика исследования и результаты предварительных измерений вторичного излучения кораблей при различных углах места их облучения // Военная радиоэлектроника. – 1959. – № 8. – С. 37-41.
- [12] Голев К.В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. – М.: Сов. Радио, 1962. – 204 с.
- [13] Койфман И.Д., Осис И.Л. Результаты исследований вторичного излучения радиоволн морскими целями // Радиоэлектроника. – 1967. – № 10. – С.13-17.
- [14] Койфман И.Д. Результаты исследования эффективной площади рассеяния кораблей при различных углах скольжения // Военная радиоэлектроника. – 1964. – № 4 (226) – С. 5-8.
- [15] Барсков В.В. Экспериментальное исследование эффективной площади рассеяния крейсера // Военная радиоэлектроника. – 1962. – № 21–22. – С. 41-46.
- [16] Blyakbman A.B., Runova I.A. Bistatic radar cross section and the detection of objects from their forward scatter // J. Commun. Technol. Electron. – 2001. – № 46 (4). – P. 393-401.
- [17] Bass F.G., Fuks I.M., Kalmykov A.I. et. al. Verihigh frequency radiowave scattering by a disturbed sea surface // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1968. - v. 16, № 5. - P. 554-559.

- [18] Горобец В.Н., Кортунюк В.А., Кивва Ф.В. О возможности определения дифракционного горизонта с использованием высотного профиля поля // Радиофизика и электроника. — 1998. — № 5. — С. 65-68.
- [19] Хляп Б.Н. Экспериментальное исследование дифференциальных отражающих характеристик кораблей на волне 3,2 см. // Военная радиоэлектроника. — 1967. — № 10(227). — С. 25-29.
- [20] Калмыков А.И., Курекин А.С., Островский И.Е. Двухпозиционное рассеяние радиоволн поверхностью моря при малых углах скольжения // Изв. Вузов, Радиофизика. — 1973. — т. 16, № 2. — С. 199-205.

Поступила в редколлегию 7.04.2010



Курекин Александр Сергеевич, кандидат технических наук, лауреат Государственной премии УССР, старший научный сотрудник Центра радиофизического зондирования Земли им. А.И. Калмыкова НАН и НКА Украины. Научные интересы: дистанционное зондирование Земли радиофизическими методами.



Яцевич Сергей Евгеньевич, кандидат физ.-мат. наук, лауреат премии им. Ленинского комсомола в обл. науки и техники, старший научный сотрудник отдела дистанционных методов зондирования Земли ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: дистанционное зондирование земных покровов с аэрокосмических носителей.



Горобец Владимир Николаевич, кандидат физ.-мат. наук, научный сотрудник отдела распространения радиоволн ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: распространение радиоволн, обратное рассеяние радиоволн СВЧ и КВЧ диапазонов поверхностью суши и моря.



Гончаренко Юрий Викторович, кандидат физ.-мат. наук, научный сотрудник отдела распространения радиоволн ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: распространение радиоволн, исследование солнечно-земных связей радиофизическими методами.



Гутник Виктор Григорьевич, кандидат физ.-мат. наук, старший научный сотрудник Радиоастрономического института Национальной академии наук. Научные интересы: обратное рассеяние радиоволн СВЧ и КВЧ диапазонов поверхностью суши, моря и атмосферными образованиями.

УДК 621.396

Особливості розрахунку дальності дії рознесених РЛС по морським цілям / О.С. Курекін, С.Є. Яцевич, В.М. Горобець, Ю.В. Гончаренко, В.Г. Гутнік // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 202-208.

У даній роботі розглянуті особливості розрахунку дальності дії рознесених РЛС по морських цілях, що включають методику вимірювання ЕПР, визначення величин множників поширення і визначення форми еквівалента цілі.

Ключові слова: двохпозиційні РЛС (радіолокаційні станції), морські цілі, дальність дії.

Л. 03. Бібліогр.: 20 найм.

UDC 621.396

Peculiarities of calculating action radius of marine diversity radars / A.S. Kurekin, S.E. Yatsевич, V.N. Gorobets, Yu.V. Goncharenko, V.G. Gutnik // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 202-208.

The paper considers peculiarities of calculating the action radius of marine diversity radars, including methods of measuring EPR, determination of the values of propagation coefficients and shape of a target's equivalent.

Key words: two-position radar, sea targets, action radius. Fig. 03. Ref.: 20 items.

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ МЕТЕООБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

В.М. БЕЗРУК, Е.Н. БЕЛОВ, О.А. ВОЙТОВИЧ, К.А. НЕТРЕБЕНКО, В.А. ТИХОНОВ, Г.А. РУДНЕВ, Г.И. ХЛОПОВ, С.И. ХОМЕНКО

В статье приведен алгоритм радиолокационного распознавания метеорологических объектов, полученный на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов. С помощью радиолокационного измерительного комплекса проведены экспериментальные исследования эффективности распознавания метеообъектов. Получены достаточно высокие вероятности правильного распознавания заданных метеообъектов по реальным отраженным сигналам.

Ключевые слова: метеорологические объекты, радиолокатор, отраженные сигналы, авторегрессионная модель, алгоритм радиолокационного распознавания.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на широкое применение метеорологических ИСЗ, радиолокационные методы измерения параметров облачности часто являются единственным источником метеорологической информации, поскольку верхняя кромка облачности маскирует сложные процессы в её нижних слоях [1]. Среди всех типов облачности кучево-дождевые облака (Cb) являются практически основным источником опасных явлений в атмосфере, включая шквалы, смерчи, сильные ливни. Для эффективного штормового оповещения с целью обеспечения безопасности полетов авиации, предупреждения градобитий и других опасных метеоявлений определяющее значение имеет оперативность принятия решения о характеристиках исследуемой облачности. Поэтому актуальными являются исследования возможностей автоматического распознавания метеообъектов с использованием информации, поступающей от радиолокатора [2]. Технические характеристики существующих метеорадаров позволяют обеспечить надежное измерение характеристик облачности, что дает веские основания для разработки методов и аппаратуры радиолокационного распознавания метеообъектов [3].

При зондировании метеообъектов импульсным радиолокатором последовательность отраженных имеет междупериодные флуктуации, а их статистические характеристики содержат информацию о типе и структуре метеообъектов [2]. В работе [4] предложен метод распознавания метеообъектов по оценкам энергетических спектров флуктуаций интенсивности эхо-сигналов, поступающих с выхода некогерентного импульсного радиолокатора. В работе [5] рассмотрены особенности косвенных методов извлечения информации о гидрометеорах на основе анализа корреляционных матриц междупериодных флуктуаций сигналов когерентного импульсного радиолокатора и предложено использовать эту информацию для классификации метеоявлений.

В настоящей статье приведен алгоритм радиолокационного распознавания метеообъектов

на основе авторегрессионной (АР) модели флуктуаций интенсивности отраженных сигналов, полученных с помощью импульсного некогерентного радиолокатора. Проведены экспериментальные исследования эффективности радиолокационного распознавания метеообъектов на примере высоко-кучевых непросвечивающихся облаков, кучево-дождевых облаков и “ангел-эхо”. При этом использован измерительный комплекс на базе метеорадара МРЛ-1, в котором реализован алгоритм распознавания метеообъектов по отраженным сигналам. Получены приемлемые для практики результаты распознавания заданных метеообъектов.

1. АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ

Постановка задачи синтеза алгоритма распознавания сигналов. Пусть распознаванию подлежат M случайных сигналов $X^i(t)$, $i = \overline{1, M}$, заданных на конечном интервале времени наблюдения $(0, T)$ последовательностью равноотстоящих отсчетов x_l , $l = \overline{1, L}$. Эти отсчеты характеризуют междупериодные флуктуации интенсивности сигналов, отраженных от метеообъектов. Заданы априорные вероятности предъявления сигналов на распознавание P_i . Предполагается, что отраженные сигналы различаются на уровне корреляционных функций, которые априори неизвестны, но могут быть найдены их оценки по классифицированным обучающим выборкам отсчетов сигналов $\{x_{lr}^i, l = \overline{1, L}; r = \overline{1, n_i}; i = \overline{1, M}\}$ для заданных метеообъектов. Необходимо получить алгоритм распознавания, оптимальный по критерию минимума средней вероятности ошибочного распознавания сигналов.

Такие исходные данные соответствуют классической постановке задачи распознавания сигналов в условиях априорной неопределенности. В настоящей статье рассматриваются особенности решения поставленной задачи синтеза алгоритма распознавания случайных сигналов для случая, когда вероятностное описание отраженных сигналов определяется математической моделью в виде авторегрессионной модели.

Особенности авторегрессионной модели сигналов. Вероятностное описание последовательности отсчетов случайного сигнала на основе линейной АР модели определяется рекуррентным соотношением [5-10]

$$x_j^i = \sum_{l=1}^p \phi_l^i x_{j-l}^i + \sigma_a^i a_j, \quad j = \overline{1, L}, \quad (1)$$

где ϕ_l^i , $l = \overline{1, p}$ — коэффициенты авторегрессии i -го сигнала, a_j — независимые случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; p — порядок АР модели i -го сигнала; σ_a^i — среднеквадратичное отклонение ошибки предсказания.

Видно, что последовательность, определяемая соотношением (1), является частным случаем линейного случайного процесса с дискретным временем, формируемого на выходе линейного АР фильтра при порождающем процессе в виде дискретного белого шума. Текущие отсчеты этого сигнала вычисляются путем взвешенного суммирования его p предыдущих отсчетов с добавлением отсчетов белого шума. Взвешивающие коэффициенты равны коэффициентам АР, а число звеньев фильтра — порядку АР модели. Первое слагаемое в (1) является предсказанием или оценкой j -го отсчета сигнала, а величина $\sigma_a^i a_j = (x_j^i - \sum_{l=1}^p \phi_l^i x_{j-l}^i)$

— ошибкой предсказания j -го отсчета сигнала при использовании АР модели p -го порядка.

Построение АР модели i -го случайного сигнала сводится к определению порядка и нахождению параметров АР модели p , ϕ^i , $(\sigma_a^i)^2$. Существуют разные способы оценивания параметров АР модели. В частности, коэффициенты АР ϕ_l^i , $l = \overline{1, p}$ могут быть найдены из решения уравнения Юла-Уокера в виде [9]

$$\phi = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}. \quad (2)$$

Здесь

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_p \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \dots & \rho_{p-1} \\ \rho_{p-1} & \rho_0 & \dots & \rho_{p-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{p-1} & \rho_{p-2} & \dots & \rho_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \vdots \\ \rho_p \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$\phi, \mathbf{p}$ — соответственно вектор коэффициентов АР и вектор коэффициентов корреляции сигнала; $\mathbf{R}^{-1}$ — обратная корреляционная матрица.

Требуемые оценки коэффициентов корреляции сигналов находятся по заданным классифицированным обучающим выборкам последовательностей отсчетов сигналов. При этом следует учитывать практические особенности оценивания корреляционных матриц по выборкам конечного объема, которые детально исследованы в работе [11].

Порядок АР модели p может определяться по различным критериям. В частности, в рассматриваемой задаче распознавания сигналов порядок модели должен выбираться, в первую очередь, исходя из обеспечения требуемого качества распознавания сигналов. Порядок АР модели каждого сигнала может быть разным. Однако в ряде случаев с целью упрощения порядки АР моделей распознаваемых сигналов могут выбираться одинаковыми.

Дисперсии ошибок предсказания $(\sigma_a^i)^2$ для АР модели p -го порядка i -го сигнала находятся из соотношения [9]

$$(\sigma_a^i)^2 = \frac{1}{L-p} \sum_{j=p+1}^L \left[X_j^i - \sum_{l=1}^p \phi_l^i X_{j-l}^i \right]^2. \quad (4)$$

При этом коэффициенты АР, полученные из уравнения (2), минимизируют дисперсии ошибок предсказания сигналов.

Поиски эффективных алгоритмов вычисления коэффициентов АР привели к применению решетчатых фильтров (РФ) [5,10]. Параметрами РФ являются коэффициенты отражения, однозначно связанные с коэффициентами АР. Число звеньев РФ равно порядку модели АР. Следует отметить, что РФ менее чувствительны к шуму округления и погрешностям квантования. Это определяет его преимущества при его реализации средствами вычислительной техники.

Кроме того, в случае гауссовских распределений сигналов существует аналитическое выражение для плотности вероятности последовательности отсчетов сигналов $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_L)$ через параметры АР модели [9]

$$W(\mathbf{x}) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} \sigma^{L-p} |\mathbf{R}_p|^{1/2}} \exp(-S(\mathbf{x})). \quad (5)$$

Здесь

$$S(\mathbf{x}) = (\mathbf{x}_p - \mathbf{m}_p)^T \mathbf{R}_p^{-1} (\mathbf{x}_p - \mathbf{m}_p) + \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{l=p+1}^L \left[x_l - \mu - \sum_{j=1}^p \phi_l(x_{l-j} - \mu) \right]^2, \quad (6)$$

$\mathbf{x}_p = (x_1, \dots, x_p)^T$, $\mathbf{m}_p = (m_1, \dots, m_p)^T$, $\mathbf{R}_p$, $|\mathbf{R}_p|$, μ , σ^2 — соответственно вектор последовательности отсчетов сигнала и средний вектор последовательности (размерности p), корреляционная матрица (размерности $p \times p$), ее определитель, математическое ожидание и дисперсия сигнала.

Как видно из (6), плотность вероятности L -мерной последовательности определяется двумя слагаемыми в выражении для $S(\mathbf{x})$. Для случаев, когда длина последовательности отсчетов сигнала L составляет сотни или тысячи, а порядок АР модели p оказывается небольшим (единицы, десятки), можно использовать приближенное выражение для плотности вероятности. В этом случае в выражении $S(\mathbf{x})$ можно пренебречь первым слагаемым в виде квадратичной формы. Тогда плотность вероятности будет задаваться только

вторым слагаемым в выражении $S(\mathbf{x})$, которое определяется ошибкой предсказания. Это существенно упрощает практическую реализацию синтезируемого на основе плотности вероятности (6) алгоритма распознавания сигналов.

Таким образом, с точки зрения вероятностного описания последовательностей отсчетов случайных сигналов рассмотренная АР модель является полной. На основе приведенного описания сигналов АР моделью получен ряд алгоритмов распознавания сигналов, когда в качестве информативных признаков распознавания используются коэффициенты АР либо коэффициенты отражения РФ [5-8]. Поскольку для многих практических задач выполняется условие $p \ll L$, использование таких информативных признаков позволяет существенно сократить размерность исходного описания сигналов и упростить практическую реализацию алгоритмов распознавания сигналов.

Алгоритм распознавания сигналов на основе авторегрессионной модели. В общем случае алгоритм распознавания сигналов, оптимальный по критерию минимума средней вероятности ошибочного распознавания, определяется известным соотношением [8]

$$i^* = \arg \max_{i=1, \overline{M}} \{P_i W(\mathbf{x}/i)\}, \quad (7)$$

где $W(\mathbf{x}/i)$ – многомерная плотность вероятности сигналов, представленных последовательностями отсчетов $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_L)$, P_i – априорные вероятности предъявления на распознавание сигналов.

Для гауссовских распределений сигналов имеет место асимптотически оптимальный алгоритм распознавания сигналов, определяемый квадратичным классификатором [6]

$$i^* = \arg \min_{i=1, \overline{M}} \left[(\mathbf{x} - \hat{\boldsymbol{\mu}}^i)^T \hat{\mathbf{R}}_i^{-1} (\mathbf{x} - \hat{\boldsymbol{\mu}}^i) - \ln \frac{P_i}{|\hat{\mathbf{R}}_i|} \right], \quad (8)$$

где $\hat{\boldsymbol{\mu}}^i$, $\hat{\mathbf{R}}_i$, $|\hat{\mathbf{R}}_i|$ – оценки соответственно среднего вектора, корреляционной матрицы и определителя, полученные по классифицированной обучающей выборке i -го сигнала.

Основная трудность при практической реализации классификатора (8) состоит в вычислении квадратичных форм. При большой размерности последовательности отсчетов сигналов L их вычисление требует значительных затрат, что при ограниченных ресурсах затрудняет практическую реализацию распознавания сигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, возникает проблема накопления обучающих выборок сигналов большого объема, поскольку при вычислении обратных корреляционных матриц должно выполняться условие $n_i > L$.

При использовании выражения для плотности распределения гауссовских сигналов через параметры АР модели можно получить алгоритмы распозна-

вания, для которых указанные ограничения не возникают. С учетом соотношений (5) и (6) структура алгоритма распознавания (8) определяется следующей системой неравенств [8]

$$\frac{S_k(\mathbf{x})}{2\sigma_k^2} - \frac{S_i(\mathbf{x})}{2\sigma_i^2} + \ln \frac{\sigma_i^{p_i L} |\mathbf{R}_i^{p_i}|^{\frac{1}{2}}}{\sigma_k^{p_k L} |\mathbf{R}_k^{p_k}|^{\frac{1}{2}}} \geq \ln \frac{P_k}{P_i}, \quad (9)$$

$$k = \overline{1, M}, k \neq i.$$

Когда выполняется условие $p \ll L$, можно пренебречь “краевым эффектом” (первым слагаемым в выражении для $S(\mathbf{x})$) и получить более простой алгоритм распознавания [8]

$$H_k(\mathbf{x}) - H_i(\mathbf{x}) + \ln \frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i - L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k - L}} \geq \ln \frac{P_k}{P_i}, \quad (10)$$

$$k = \overline{1, M}, k \neq i,$$

где

$$H_k(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\sigma_k^2} \sum_{l=p+1}^L \left[x_l - \mu^k - \sum_{j=1}^p \phi_j^k (x_{l-j} - \mu^k) \right]^2. \quad (11)$$

Соотношение (10), (11) фактически реализует алгоритм распознавания по минимуму средне-квадратической ошибки предсказания сигналов, который приведен в работе [6].

Здесь полагается, что параметры АР моделей для распознаваемых сигналов известны. Если параметры моделей неизвестны, то их оценки следует получить в режиме обучения через корреляционные функции, вычисленные по классифицированным обучающим выборкам сигналов. Оценки коэффициентов АР могут быть найдены с использованием уравнения Юла–Уокера [9] либо рекуррентной процедуры Левинсона–Дарбина [10].

В данной работе при исследованиях эффективности радиолокационного распознавания метеообъектов использовался алгоритм распознавания сигналов (10), (11). Практически при близких дисперсиях распознаваемых сигналов σ_k^2 в этом алгоритме решение о номере распознаваемого сигнала (типе метеообъекта) принимается по номеру АР фильтра, на выходе которого достигается минимум дисперсии ошибки предсказания

$$i^* = \arg \min_{i=1, \overline{M}} \{D_{a_i}\}. \quad (12)$$

Здесь D_{a_i} – дисперсия ошибки предсказания на выходе i -го АР фильтра, которая определяется соотношением (11). Параметрами АР фильтров являются коэффициенты АР, полученные на этапе обучения по классифицированным выборкам распознаваемых сигналов.

2. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

Для экспериментальных исследований эффективности радиолокационного распознавания

метеобъектов использовался радиолокационный измерительный комплекс на основе импульсного некогерентного метеорологического радиолокатора типа МРЛ-1 [12]. Комплекс включал в себя (рис. 1): блок управления антенны (БУА), оптико-телевизионное устройство (ОТВУ) для визуального наблюдения исследуемых объектов, блок калибровки (БК), приемник, блок сопряжения (БС) радиолокатора с персональным компьютером (ПК), а также ПК для управления радаром и обработки отраженных сигналов.

Использование ПК позволило осуществить программируемое сканирование антенной радара с заданной скоростью и в заданном секторе углов. Использование блока калибровки чувствительности приемного устройства, встроенного измерителя мощности передатчика и специально разработанного программного обеспечения для ПК, позволяет измерять абсолютные значения интенсивности отраженных сигналов. При этом осуществляется компенсация нелинейности амплитудной характеристики приемного устройства в диапазоне 45 дБ, что обеспечивает абсолютные измерения радиолокационной отражаемости исследуемых объектов с точностью не хуже $\pm 1,0$ дБ с учетом калибровки усиления антенны и потерь в антенно-фидерном тракте.

Предварительная обработка и передача оцифрованных данных в ПК осуществляется между зондирующими импульсами, следующими с частотой повторения 600 Гц. Время обзора сектора углов места 0° – 80° составляет ≈ 150 с при шаге сканирования антенны $\approx 0,5^{\circ}$. При максимальной дальности 37,5 км количество ячеек по дальности составляет 150. Основные характеристики радиолокационного комплекса приведены в табл. 1.

Для получения устойчивых оценок статистических характеристик флуктуаций интенсивности отраженных сигналов для каждой ячейки дальности производилось накопление 512 импульсов, характеризующих интенсивности отраженных сигналов при стробировании соответствующей ячейки дальности. Таким образом накапливались выборки реализаций последовательностей отсчетов сигналов для распознаваемых метеообъектов.

Таблица 1

Параметры радиолокационного измерительного комплекса

№	Параметр	Значение
1	Длина волны, см	3,2
2	Импульсная мощность, кВт	250
3	Длительность импульса, мкс	1,0
4	Частота повторения, Гц	300
5	Предельная чувствительность, дБ/Вт	−132
6	Полоса пропускания, МГц	1,0
7	Линейный динамический диапазон, дБ	45
8	Коэффициент усиления антенны, дБ	48
9	Диаметр антенны, м	3,0
10	Уровень боковых лепестков, дБ	−21
11	Ширина луча антенны по уровню −3 дБ, град	0,75
12	Энергетический потенциал, дБ	215
13	Частота дискретизации, МГц	2,0
14	Количество отсчетов на ячейку дальности	2
15	Интерфейс связи с ПК	USB

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ МЕТЕООБЪЕКТОВ

Исследования эффективности алгоритма радиолокационного распознавания метеообъектов проводились с использованием выборок реализаций отраженных сигналов, полученных с помощью описанного радиолокационного измерительного комплекса для разных метеообъектов.

Для распознавания были выбраны три метеобъекта: два вида облаков, которые наиболее характерны для Харьковского региона в весенне-летний период и классифицируются как высококучевые непросвечивающиеся (*Alto cumulus opacus*) (рис. 2а) и кучево-дождевые (*Cumulonimbus*) (рис. 2б). В качестве третьего метеобъекта было

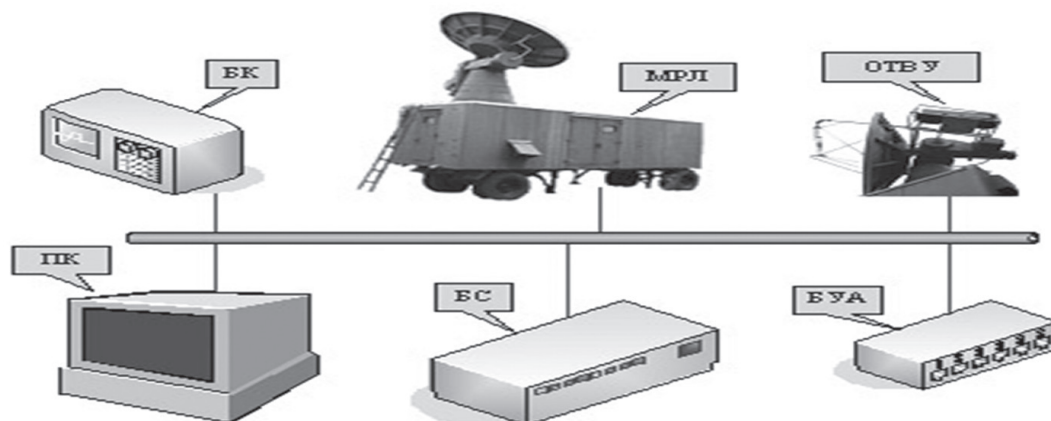


Рис. 1. Состав радиолокационного измерительного комплекса

выбрано оптически ненаблюдаемое формирование в виде “ангел эхо”, образованного брэгговским отражением от флуктуаций коэффициента преломления в нижних слоях тропосферы [13].

На рис. 3 приведены радиолокационные изображения указанных метеобъектов при угломестном сканировании антенны с шагом $0,5^\circ$ в секторе 0° - 80° при постоянном азимуте, которые построены в системе координат “дальность-высота”. При этом интенсивность изображения пропорциональна радиолокационной отражаемости метеобъекта, в связи с чем можно сделать определенные выводы о радиолокационной плотности исследуемых объектов по виду изображений. Кроме того, важными являются вероятностные свойства последовательности отсчетов интенсивности отраженных сигналов, которые позволяют судить о конвективных процессах в облаках.

В результате радиолокационных измерений были накоплены классифицированные обучающие выборки по $N = 100$ реализаций отраженных сигналов, соответствующих каждому выбранному метеобъекту. Аналогично были накоплены контрольные выборки по $N = 100$ реализаций отраженных сигналов для тех же метеобъектов, но наблюдаемых в другие периоды времени. Каждая реализация сигналов составляла последовательность длиной $L = 512$ отсчетов интенсивности отраженных сигналов, наблюдаемых в течение 0,85 с. Обучающие и контрольные выборки включали такие реализации отраженных сигналов, полученные для разных ячеек дальности и углов места.

При накоплении обучающих и контрольных выборок реализаций сигналов тип метеобъекта оп-

ределялся путем их визуального наблюдения и сравнению его по атласу облаков [14].

Обучающие выборки реализаций служили для оценивания корреляционных функций флуктуаций интенсивности отраженных сигналов. По выборкам реализаций сигналов, соответствующим разным участкам облачности (по дальности и углу места), найдены усредненные оценки корреляционных функций сигналов. На рис. 4 приведены полученные оценки корреляционных функций флуктуаций интенсивности сигналов, отраженных от выбранных метеобъектов.

С использованием полученных оценок корреляционных функций сигналов по уравнению (3) для каждого выбранного метеобъекта вычислены коэффициенты АР модели отраженных сигналов, которые определяют соответствующие параметры алгоритма распознавания (10), (11).

Контрольные выборки отраженных сигналов, полученные для тех же метеобъектов в другие периоды времени, использованы для оценивания эффективности распознавания заданных метеобъектов методом статистических испытаний. В результате исследований для каждого метеобъекта были получены оценки вероятности правиль-

ного распознавания $\hat{P}_{\text{пр}}^i = \frac{n_{\text{пр}}^i}{N}$. Здесь $n_{\text{пр}}^i$ – число правильно распознанных реализаций сигналов контрольной выборки i -го сигнала.

В табл. 2. приведены результаты исследований эффективности радиолокационного распознавания заданных метеобъектов при разных порядках АР модели сигналов p (числе исполь-

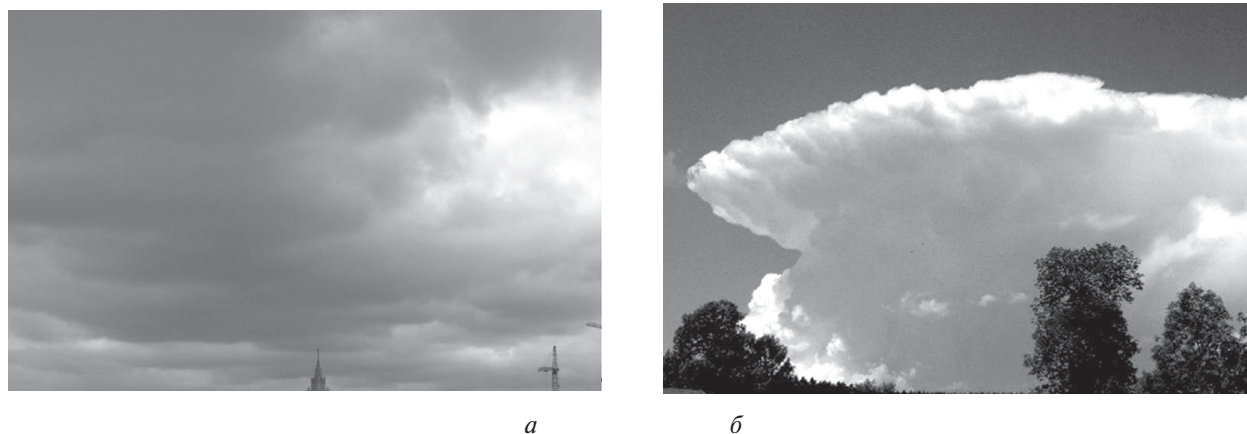


Рис. 2. Фотографии исследованных облаков: высоко-кучевые непросвечивающиеся (а), кучево-дождевые (б)

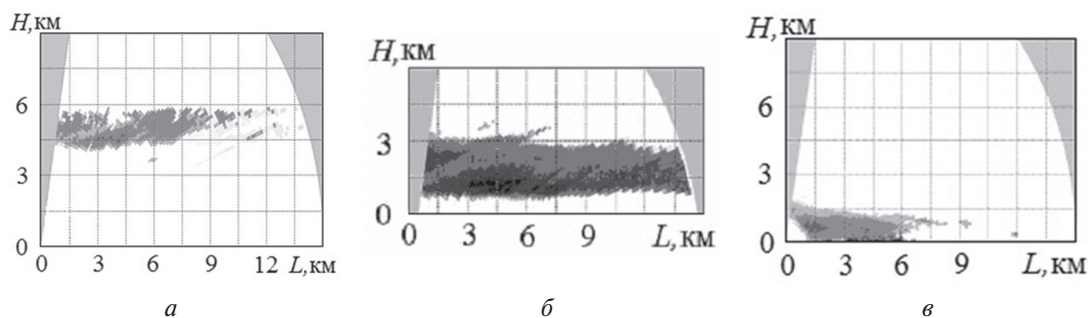


Рис. 3. Радиолокационное изображение метеобъектов в координатах “дальность-высота”: высоко-кучевые непросвечивающиеся облака (а), кучево-дождевые облака (б), “ангел-эхо” (в)

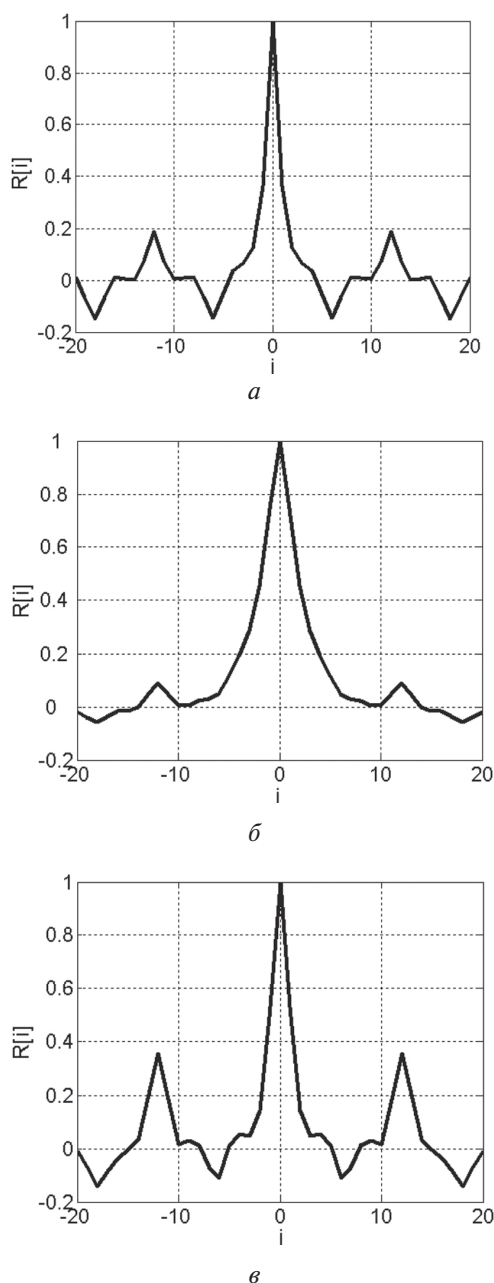


Рис. 4. Усредненные корреляционные функции для трёх типов облачности: белые кучевые (а), кучево-дождевые (б), ангел-эхо (в).

Таблица 2

Результаты радиолокационного распознавания метеообъектов

Порядок АР модели	Оценки вероятностей правильного распознавания метеообъектов $\hat{P}_{\text{пр}}^i$		
	Высоко-кучевые непросвечивающиеся облака	Кучево-дождевые облака	“Ангел-эхо”
2	0,94	0,79	0,42
4	0,96	0,8	0,44
8	0,98	0,81	0,44
16	0,99	0,86	0,56

зуемых коэффициентов АР). Видно, что для выбранных типов облачности получены приемлемые вероятности правильного распознавания даже при

невысоком порядке АР модели сигналов. Это свидетельствует о достаточно высокой информативности описания последовательности отраженных сигналов с помощью АР модели. Однако, сигналы, отраженные от “ангел-эхо”, хуже отличаются от других сигналов при их описании выбранной АР моделью. Причина этого требует дальнейших исследований.

ВЫВОДЫ

1. Исследован алгоритм радиолокационного распознавания метеообъектов на основе описания флуктуаций интенсивности отраженных сигналов импульсной некогерентной РЛС с помощью АР модели. В режиме обучения производится оценивание неизвестных параметров АР модели по классифицированным обучающим выборкам реализаций отраженных сигналов. В рабочем режиме производится автоматическое распознавание метеообъектов по наблюдаемой реализации отраженных сигналов.

2. Проведено экспериментальное исследование эффективности радиолокационного распознавания метеообъектов по флуктуациям интенсивности сигналов, отраженных от трех типов метеообъектов: высококучевые непросвечивающиеся облака, кучево-дождевые облака и “ангел-эхо” в виде брэгговского отражения от флуктуаций показателя преломления в приземном слое тропосферы. Исследования проводились с помощью импульсного метеорологического радиолокатора типа МРЛ-1.

3. Предложенный алгоритм радиолокационного распознавания метеообъектов на основе АР модели флуктуаций интенсивности отраженных сигналов обеспечивает достаточно высокую вероятность правильного распознавания (0,8–0,9) для заданных типов облачности при невысоком порядке АР-модели.

4. В дальнейшем необходимо продолжить исследования особенности радиолокационного алгоритма распознавания метеообъектов на основе АР модели отраженных сигналов при наличии “ангел-эхо”, для которого получена низкая вероятность правильного распознавания.

Литература.

- [1] Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. — Санкт-Петербург: Гидрометеопиздат, 2002. — 311 с.
- [2] Степаненко В.Д. Радиолокационная метеорология. — Л.: Гидрометеопиздат, 1973. — 324 с.
- [3] Golden J. N. Weather Radar Networking. — Brussels, 1989. — 358 p.
- [4] Омельченко В.А., Безрук В.М., Корытцев И.В., Пилипенко Ю.Л., Прошкин Е.Г. Распознавание метеорологических объектов по энергетическому спектру флуктуаций интенсивности эхо-сигналов // Радиотехника. — Харьков, 1981. — Вып. 57. — С.69–78.
- [5] Леховицкий Д.И., Жуга Г.А., Вовшин Б.М., Лаврукевич В.В. Извлечение метеоинформации на основе спектрального и корреляционного анализа отражений в импульсных доплеровских метеорологических РЛС // Прикладная радиоэлектроника. — 2007. — Т. 6, № 4. — С. 496–510.

- [6] Кравченко Н.И., Безрук В.М., Тихонов В.А. Структуры устройств распознавания гауссовских сигналов при их описании авторегрессионной моделью // Радиоэлектроника и информатика. — 2000. — №3. — С. 49-54.
- [7] Безрук В.М., Тихонов В.А., Тихонов Д.В. Распознавание случайных сигналов по параметрам их авторегрессионной модели // АСУ и приборы автоматики. — 2001. — Вып.114. — С.28-32.
- [8] Безрук В.М. Оптимизация авторегрессионных алгоритмов распознавания сигналов по совокупности показателей качества // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2001. — №2. — С. 10-13.
- [9] Дженин Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. — М.: Мир, 1972. — 287 с.
- [10] Марпл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 432 с.
- [11] Леховицкий Д.И., Абрамович Ю.И., Жуга Г.А., Рачков Д.С. Ленточно-диагональная регуляризация МП оценок корреляционных матриц гауссовых помех в алгоритмах адаптации антенных решеток // Прикладная радиоэлектроника. — 2010. — Том.9, №1. — С. 107-121.
- [12] Белов Е.Н., Войтович О.А., Макулина Т.А., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И. Аппаратурно-программный комплекс для исследования радиолокационных отражений от метеорообразований // Радиофизика и электроника. — 2009. — Т. 14, № 1. — С. 63-67.
- [13] Чедуик Р. Б. Радиолокационное зондирование ясного неба. Обзор. // ТИИЭР. — 1983. — Т. 71, №6. — С. 64-70.
- [14] Атлас облаков / Под ред. А.Х. Хргиана. — Л.: Гидрометеиздат, 1957. — 68 с.



Поступила в редколлегию 9.04.2010

Безрук Валерий Михайлович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Сети связи» Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: математическое моделирование и многокритериальная оптимизация систем распознавания сигналов.



Хлопов Григорий Иванович, доктор технических наук, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, заведующий отделом физических основ радиолокации. Область научных интересов: теория и практика создания радиолокационных систем.



Тихонов Вячеслав Анатольевич, доктор физико-математических наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: линейное предсказание и распознавание случайных процессов.



Нетребенко Константин Владимирович, канд. техн. наук, младший научный сотрудник Института радиофизики и электроники НАН Украины. Область научных интересов: распознавание сигналов в радиотехнических системах.



Белов Евгений Николаевич, кандидат технических наук, доцент, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Область научных интересов: практика создания радиолокационных систем.



Войтович Олег Антонович, кандидат технических наук, доцент, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, старший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Область научных интересов: адаптивная обработка сигналов.



Хоменко Станислав Иванович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, старший научный сотрудник физических основ отдела радиолокации. Область научных интересов: распространение радиоволн.



Руднев Геннадий Алексеевич, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, ведущий инженер отдела физических основ радиолокации. Область научных интересов: спектральная обработка радиолокационных сигналов.

УДК 621.396

Радіолокаційне розпізнавання метеорологічних об'єктів на основі авторегресійної моделі відбитих сигналів / В.М. Безрук, Є.М. Белов, О.А. Войтович, К.О. Нетребенко, В.А. Тихонов, Г.О. Руднев, Г.І. Хлопов, С.І. Хоменко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. № 9. № 2. — С. 209-215.

В статті наведено алгоритм радіолокаційного розпізнавання метеорологічних об'єктів, отриманий на основі авторегресійної моделі відбитих сигналів. За допомогою радіолокаційного вимірювального комплексу проведено експериментальні дослідження ефективності розпізнавання метеорологічних об'єктів. Отримані достатньо високі ймовірності правильного розпізнавання заданих метеорологічних об'єктів по реальним відбитим сигналам.

Ключові слова: метеорологічні об'єкти, радіолокатор, відбиті сигнали, авторегресійна модель, алгоритм радіолокаційного розпізнавання.

Табл. 02. Іл. 04. Бібліогр.: 13 найм.

UDK 621.396

Radar recognition of meteorological objects on the base of an autoregressive model of reflected signals / V.M. Bezruk, E.N. Belov, O.A. Voytovich, K.A. Netyubenko, V.A. Tikhonov, G.A. Rudnev, G.I. Hlopov, S.I. Homenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 209-215.

The paper provides an algorithm of the radar recognition of meteorological objects, which is obtained on the base of an autoregressive model of reflected signals. Experimental researches of the efficiency of recognizing meteorological objects are done by means of a radar measuring complex. Sufficiently high probabilities of the correct recognition of set meteorological objects by real reflected signals are obtained.

Key words: meteorological objects, radar, reflected signals, autoregressive model, algorithm of radar recognition.

Tab. 02. Fig. 04. Ref.: 13 items.

СИГНАЛЫ: ФОРМИРОВАНИЕ, ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА

УДК 004.315.5

РАЗРАБОТКА ПРОЕКТОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ФИРМЫ XILINX

В.Г. САХАРИН, А.А. СОФИЮК

Приводятся основные параметры программируемых логических интегральных схем фирмы Xilinx, предназначенных для разработки проектов цифровой обработки сигналов. Рассматриваются основные аспекты разработки проектов с использованием инструментальных средств фирмы. Описываются примеры верификации технических решений методом моделирования.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, проект, программируемые логические интегральные схемы.

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) фирмы Xilinx [1], ведущего производителя программируемых микросхем, находят все более широкое применение при создании реконфигурируемых систем для высокопроизводительных устройств обработки данных, цифровой обработки сигналов (ЦОС), поддержки телекоммуникаций, сопряжения комплексов и систем и т.д.

В отличие от традиционной архитектуры систем с программной интерпретацией алгоритмов, системы с использованием ПЛИС реализуют полностью аппаратную или смешанную – программно-аппаратную интерпретацию. Повышение производительности таких систем обеспечивается как за счет указанной реализации алгоритмов, так и за счет высокой степени параллелизма при выполнении задачи.

Структура ПЛИС представляют собой регулярную среду, обладающую свойствами многократной реконфигурации. Логическая емкость современных ПЛИС обеспечивает возможность создания в одном кристалле большого числа аппаратных фрагментов, реализующих заданные алгоритмы. Высокая степень параллелизма достигается за счет одновременного выполнения алгоритмов, а многократная (динамическая) реконфигурация всего кристалла или его части в процессе выполнения задачи позволяет реализовать многофункциональные или сложные системы с существенной экономией аппаратных ресурсов.

Другими достоинствами ПЛИС являются:

- универсальность, т.е. возможность создания практически любого цифрового устройства в кристалле при наличии персонального компьютера и соответствующих инструментальных средств (САПР);

- возможность модификации проектов на любых стадиях разработки и в процессе эксплуатации;

- высокое быстродействие, малую потребляемую мощность и высокую надежность, обеспечиваемые технологией изготовления кристаллов;

- совместимость с окружающей средой за счет возможности выбора уровней напряжения питания и параметров сигналов ввода/вывода;

- низкую по сравнению с заказными и полужаказными СБИС стоимость реализации проектов за счет массового производства кристаллов с регулярной структурой и небольшого времени, затрачиваемого на разработку проектов и их верификацию.

Фирма Xilinx совершенствует производимые ПЛИС путем выпуска новых серий, а также САПР для быстрой и качественной разработки проектов. Реализация алгоритмов ЦОС обеспечивается в рамках XtremeDSP технологии [2] как определенными функциональными возможностями, заложенными в кристаллах ПЛИС, так и соответствующими инструментальными средствами САПР, позволяющими реализовать эти возможности.

К функциональным возможностям, обеспечивающим эффективную работу современных ПЛИС типа FPGA, и соответственно реализацию алгоритмов ЦОС следует отнести:

- высокоточный аппарат формирования синхросерий, представленный в кристалле несколькими специализированными модулями, называемыми DCM (Digital Clock Managers);

- высокоскоростную блочную память (BRAM), распределенную RAM, а также аппаратные ресурсы, обеспечивающие обмен массивами данных между ПЛИС и внешней памятью;

- аппаратные умножители и сумматоры (аккумуляторы), выполненные в виде специализированных блоков DSP48, DSP48A или DSP48E.

Практически все выпускаемые фирмой Xilinx ПЛИС типа FPGA в той или иной мере могут выполнять функции ЦОС. Для получения свойств, удовлетворяющих требованиям высокой эффективности широкого спектра приложений, в том числе производительности и низкой стоимости,

изготавливаются и поддерживаются кристаллы, параметры которых приведены в таблице 1 [3].

Рассмотрим кратко перечисленные функциональные возможности и их поддержку инструментальными средствами САПР Xilinx Integrated Software Environment (ISE) v.10.1.

Модули DCM [4,5] предназначены для устранения перекося (временного сдвига) фаз импульсов синхросерии (Clock) на входах элементов схемы, синтеза частоты синхросерии, умножения и/или деления частоты, сдвига фазы синхросерии. DCM содержат DLL (Delay-Locked Loop) – схему автоподстройки задержки, DFS (Digital Frequency Synthesizer) – цифровой синтезатор частот, PS (Phase Shifter) – схему фазового сдвига, SL (Status Logic) – схему контроля состояний.

Включение DCM в схему разрабатываемого проекта может быть выполнено путем использования библиотечных элементов при описании схемы с помощью схемного редактора или HDL-языка, а также утилиты Architecture Wizard.

На рис. 1 приведен внешний вид утилиты Architecture Wizard для ПЛИС Spartan-3 при создании модуля DCM в системе проектирования Xilinx Ise 10.1, на рис. 2 – временная диаграмма, полученная при моделировании этого модуля в системе ModelSim XE III 6.3c.

Как следует из приведенных рисунков, на вход DCM `clk_in` поступает входная последовательность импульсов с частотой 100 МГц. Выходная последовательность `clk0_out`, определяемая опцией Phase Shift, сдвигается относительно

Таблица 1

	Spartan-3A DSP		Virtex-5 SXT			Virtex-4 SX		
	3SD1800A	3SD3400A	5VSX35T	5VSX50T	5VSX95T	4VSX25	4VSX35	4VSX55
Максимальная частота DSP, МГц	250	250	550	550	550	500	500	500
Производительность DSP, ГМ/с*	21	32	106	158	352	64	96	256
Объем блочной RAM, кбит	1512	2268	3024	4752	8784	2304	3456	5760
Пропускная способность блочной BRAM, Гбит/с	1512	2268	6653	10454	19325	4608	6912	11520
Объем распределенной RAM, кбит	260	373	520	780	1520	160	240	384
Количество блоков Xtreme DSP (DSP48)	84	126	192	288	640	128	192	512
Количество логических ячеек	37440	53712	34816	52224	94208	23040	34560	55296

* Производительность DSP оценивается числом операций умножения с накоплением, выполняемых в единицу времени – ГМ/с (GMACs/s).

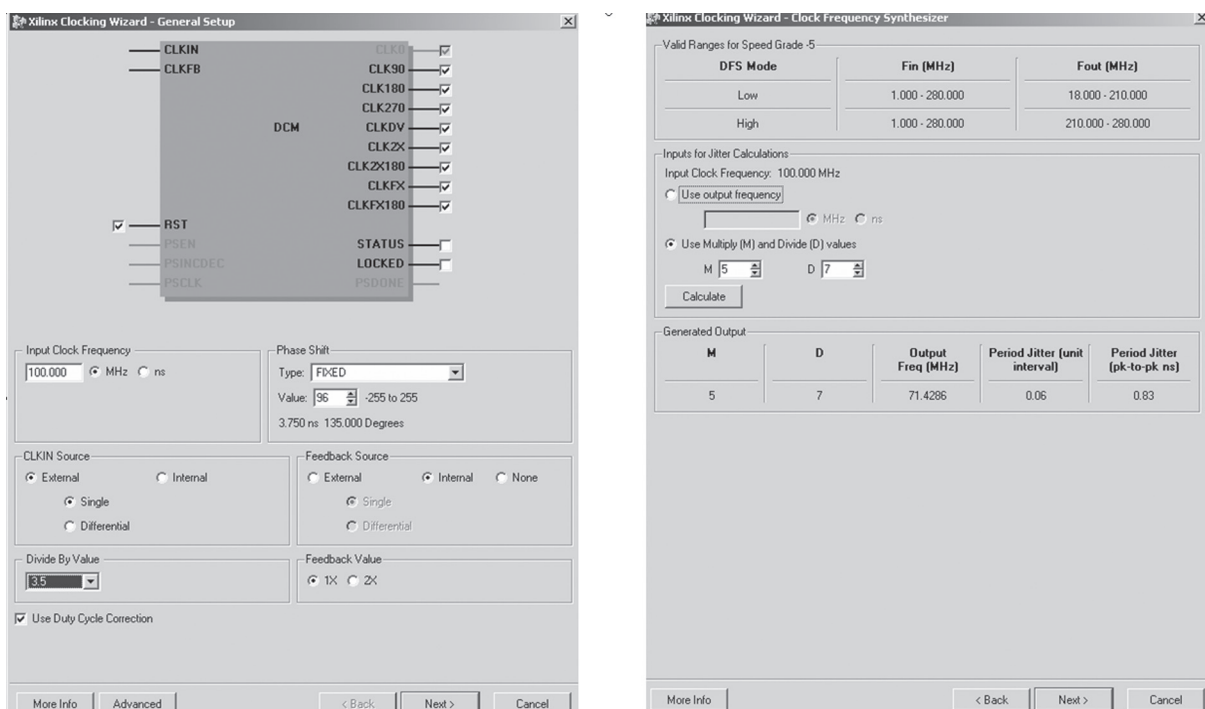


Рис. 1. Внешний вид утилиты Architecture Wizard при создании модуля DCM

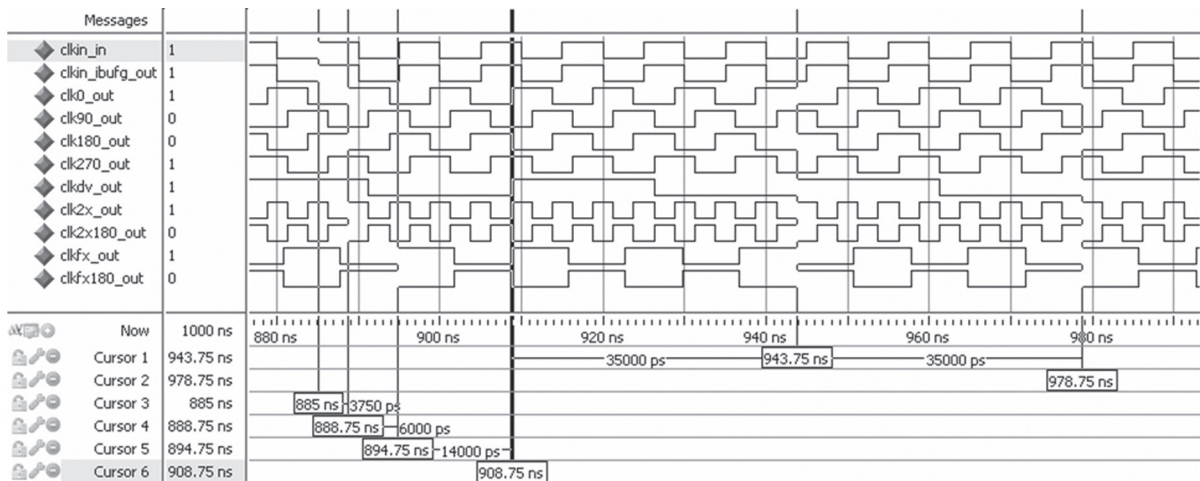


Рис. 2. Временная диаграмма работы модуля DCM

clk_in на величину, равную $T_{\text{clk_in}} \times \text{value} / 256 = 10 \times \times 96 / 256 = 3,75$ нс, где $T_{\text{clk_in}}$ – период clk_in , value – значение задаваемой опции Phase Shift. Выходные последовательности clk90_out , clk180_out и clk270_out сдвинуты по фазе относительно clk0_out на четверть, половину и три четверти периода соответственно. Частота последовательности clkdv_out заданием опции Divide By Value поделена в 3,5 раза и ее период составляет 35 нс. Частота последовательности clk2x_out является удвоенным значением частоты входной последовательности, а частота clkfx_out определяется умножением и делением входной частоты на коэффициенты, задаваемые опцией Use Multiply (M) and Divide (D) values, т.е. $F_{\text{clkfx_out}} = 100 \times 5 / 7 = 71,4286$ МГц ($T_{\text{clkfx_out}} = 14$ нс). Последовательности clk2x180_out и clkfx_out – инверсные по отношению к последовательностям clk2x_out и clkfx_out .

Система Xilinx ISE содержит утилиту LogiCORE IP, которая представляет собой генератор проектных решений с параметрами, задаваемыми пользователем (Xilinx Coregen Intellectual Property). Для формирования блочной или распределенной RAM используется Block или Distributed Memory Generator, позволяющий определить объем, разрядность и конфигурацию проектируемой памяти, сформировать соответствующий модуль в виде условного графического изображения (УГО) и включить этот модуль в проект, выполняемый в виде схемы или описания на HDL-языке. На рис. 3 представлен внешний вид генератора блочной памяти, на рис. 4 – сформированное УГО модуля двухпортовой RAM объемом 64 16-разрядных килослова.

Модуль BRAM может быть сформирован в одном из пяти вариантов (типов):

- однопортовая RAM (рабочая память процессора, просмотрные таблицы);
- двухпортовая RAM упрощенного типа с записью через один порт и чтением через другой порт (ассоциативная память, FIFO);
- двухпортовая RAM с независимым доступом по записи и чтению каждого порта (мультипроцессорная память);

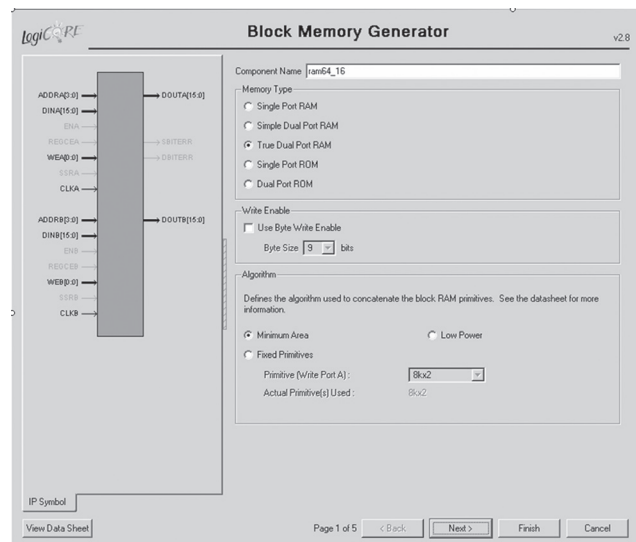


Рис. 3. Внешний вид утилиты Block Memory Generator

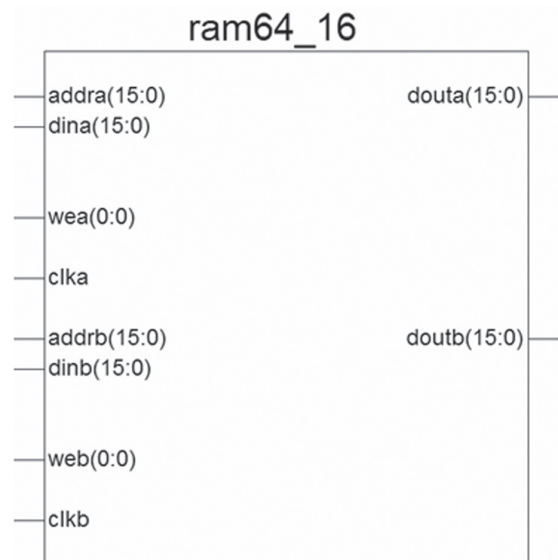


Рис. 4. УГО модуля двухпортовой RAM объемом 64 16-разрядных килослов

- однопортовая ROM (память кодов программы и т.д.);

— двухпортовая ROM (общая ROM, используемая двумя процессорами, системами).

Размер слова, записываемого (считываемого) в память составляет от 1 до 1152 бит, объем памяти — от 2 до 9 Мслов. При этом объем памяти ограничен количеством примитивов BRAM, содержащихся в выбранном кристалле ПЛИС.

Имеется три режима работы модуля, реализуемые при записи данных: WRITE_FIRST, READ_FIRST и NO_CHANGE. В режиме WRITE_FIRST на выходе отображаются записываемые данные по выбираемому в данный момент адресу, в режиме READ_FIRST — данные, хранящиеся в памяти по выбираемому в данный момент адресу, в режиме NO_CHANGE — данные, считанные по адресу, выбранному до операции записи, т.е. отображаемые на выходе до операции записи.

Для типов ПЛИС, приведенных в табл. 1, реализована возможность побайтовой записи с контролем по паритету или без него, а также конвейеризации модуля путем введения дополнительных регистров на входах и/или выходе.

При синтезе памяти и ее реализации в кристалле могут выбираться алгоритмы, позволяющие оптимизировать затраты ресурсов и энергопотребления ПЛИС.

Для работы с внешней памятью LogiCORE IP содержит генератор интерфейса памяти Memory Interface Generator (MIG), который позволяет сформировать в ПЛИС интерфейсный контроллер, работающий со следующими типами памяти [6]:

— DDRII SRAM, DDR SDRAM, DDR2 SDRAM, QDRII SRAM и RLDRAM II (для ПЛИС серии Virtex-4);

— DDR SDRAM, DDR2 SDRAM, QDRII SRAM, и DDRII SRAM (для ПЛИС серии Virtex-5);

— DDR и DDR2 SDRAM (для серий Spartan-3, Spartan-3A, Spartan-3E и Spartan-3A DSP).

В табл. 2 приведены временные характеристики интерфейсных контроллеров с некоторыми из перечисленных типов памяти [7].

Загрузка и запуск MIG осуществляются из LogiCORE IP, формирующим при запуске графический интерфейс в виде окна для выбора типа памяти и ее параметров. После задания требуемых параметров генерируется RTL (register transfer level — модель уровня регистровых передач) описание

и файл конструкторских ограничений (UCF—user constraints file) контроллера, которые импортируются в общий проект. Имеется дополнительная возможность генерации описания контроллера для памяти с параметрами, определяемыми пользователем, при этом дополнительно формируется тест для проверки в режиме функционального моделирования. Далее производятся обычные операции по реализации проекта: синтез, размещение и трассировка цепей, моделирование с реальными задержками и аппаратная верификация.

Специализированные блоки DSP48 являются эффективным инструментом для достижения высокого быстродействия в DSP приложениях. На рис. 5 приведена функциональная схема DSP48E, используемая в ПЛИС серии Virtex-5 [8].

Блоки DSP48 и DSP48A, используемые соответственно в ПЛИС Virtex-4 и Spartan-3A DSP имеют некоторые отличия от DSP48E: разрядность умножителя 18×18, отсутствие логических функций при работе в режиме ALU, отсутствие сигнала Carry out, наличие в DSP48A дополнительного сумматора перед умножителем (Pre-adder) и некоторые другие.

Операция умножения с накоплением (MAC—Multiply and Accumulate), являющаяся основной операцией, выполняемой DSP48, представляет собой сумму произведений вида:

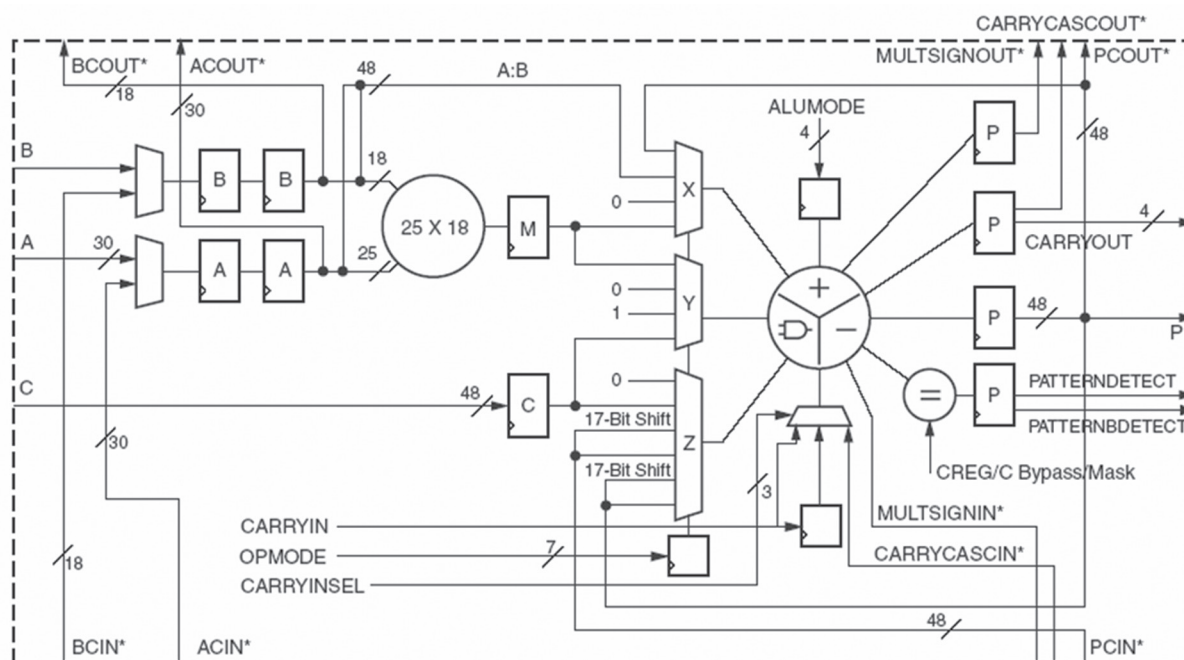
$$y = \sum_{i=0}^N k_i \times x_i.$$

Эта операция используется в дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), которое нашло широкое применение в различных областях анализа и обработки сигналов, а также арифметической обработки данных (например, умножение матриц). На рис. 6 приведены схемы реализации операции фильтрации [9] в сигнальном процессоре (верхняя часть рисунка) и ПЛИС (нижняя часть рисунка). При частоте сигнального процессора, например 1 ГГц и последовательной реализации фильтра порядка 256, производительность равна 1/256=4 MSPS (mega samples per second — мегаотсчетов в секунду).

В ПЛИС может быть произведено параллеливание работы, и операция будет выполнена за 1 цикл вместо 256. Производительность при частоте 500 МГц составит 500/1=500 MSPS.

Таблица 2

Тип памяти	Серия ПЛИС					
	Virtex-5		Virtex-4		Spartan-3A	
	Частота clk, МГц	Пропускная способность, Мбит/с	Частота clk, МГц	Пропускная способность, Мбит/с	Частота clk, МГц	Пропускная способность, Мбит/с
DDR2 SDRAM	333	667	300	600	200	400
DDR SDRAM	200	400	172	344	166	333
QDR II SRAM	300	2×600	275	2×550	—	—
RLDRAM II	333	667	235	470	—	—



* Сигналы, используемые для каскадирования.

Рис. 5. Функциональная схема DSP48E

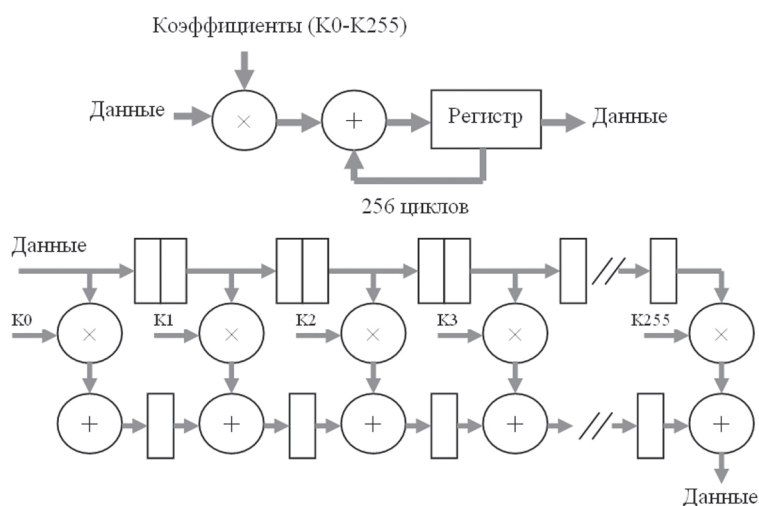


Рис. 6. Реализация операции фильтрации в сигнальном процессоре и ПЛИС

Поэтому количество блоков DSP48 увеличено в ПЛИС, предназначенных для выполнения задач ЦОС. Так, в новых сериях Spartan-6 и Vitex-6 максимальное число DSP48 составляет 182 и 2016 соответственно [10, 11].

Блок DSP48E поддерживает множество операций ЦОС и математических алгоритмов. К таким операциям относятся: умножение, умножение с накоплением (MACC), умножение и суммирование, трехходовое суммирование, циклический сдвиг, мультиплексирование, сравнение, побитовые логические функции, пересчет, контроль кода при переполнении, потеря значимости, выполнении логической функции.

Как видно из рис. 5, блок имеет три порта входных данных A, B и C. Порт A содержит 30 бит, порт B – 18, порт C – 48. Разряды портов A(24:0) и B(17:0) являются операндами умножителя, а

наличие порта C позволяет выполнять операции умножения со сложением, умножения с вычитанием и умножения с округлением. Конкатенация данных A:B портов A и B может быть подана в обход умножителя на мультиплексор X и далее на сумматор/вычитатель, на другой вход которого подаются данные порта C. При этом реализуется полный 48-разрядный сумматор/вычитатель без использования умножителя.

Каждый блок содержит два входа ACIN и BCIN для соединения при каскадировании со смежным блоком DSP48E, что необходимо при создании фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ), умножении комплексных чисел, а также при выполнении операций с высокой точностью вычислений. Данные из портов A, B, ACIN и BCIN могут быть поданы как непосредственно на входы умножителя, так и

через один или два регистра, выполняющих функции конвейеризации. Наличие или отсутствие этих регистров определяется атрибутами AREG, BREG, ACASCREG и BCASCREG.

Данные с выхода 48-разрядного порта С поступают на входы Y и Z мультиплексоров для выполнения операций сложения/вычитания, трехвходового сложения/вычитания и логических функций.

Под трехвходовым сложением/вычитанием подразумеваются следующие операции, выполняемые над данными, поступающими из мультиплексоров Z, X, Y с добавлением или вычитанием единицы переноса CARRYIN: $Z+X+Y+CARRYIN$, $Z-(X+Y+CARRYIN)$, $\text{not}(Z)+X+Y+CARRYIN = -Z+(X+Y+CARRYIN)-1$, $\text{not}(Z+X+Y+CARRYIN) = -Z-X-Y-CARRYIN-1$. Логические двухвходовые функции AND, NAND, OR, NOR, XOR, XNOR выполняются над данными A:B, C, P или PCIN, поступающими через мультиплексоры X и Z, через мультиплексор Y подаются константы 1 или 0 при выполнении логической функции одного из операндов с константой.

Наличие или отсутствие регистра для конвейеризации данных порта С определяется атрибутом CREG.

Управление потоками данных, режимами работы и логикой переноса осуществляется сигналами, формируемыми портами OPMODE (7 разрядов), ALUMODE (4 разряда) и CARRYINSEL (3 разряда).

Выходными портами блока являются: P – 48-разрядный порт вывода результата, данные из которого передаются помимо внешней среды в выходной порт PCOUT, предназначенный для каскадирования с портом PCIN смежного блока DSP48E, ACOUT (30 разрядов) и BCOUT (18 разрядов), предназначенные для каскадирования данных портов A и B, CARRYOUT – 4-разрядный порт выходных переносов, CARRYCASCOUT – каскадируемый порт выходного переноса, MULTSIGNOUT – каскадируемый порт знакового разряда с выхода умножителя, PATTERNDETECT и

PATTERNBDETECT – выходные порты схемы контроля кода, OVERFLOW и UNDERFLOW – выходные порты переполнения и потери значимости.

Четыре разряда порта CARRYOUT используются в режиме SIMD (Single Instruction, Multiple Data), обеспечивающем разделение 48-разрядного сумматора /вычитателя/ аккумулятора на сегменты размерностью 12 или 24 бита.

Включение блока DSP48 в схему разрабатываемого проекта может быть выполнено аналогично включению модуля DCM путем использования библиотечных элементов при описании схемы, а также утилиты Architecture Wizard.

Рассмотрим работу DSP48 на простом примере перемножения двух квадратных матриц, где блок используется для умножения двух элементов матрицы и сложения с накоплением полученных произведений.

$$A = \begin{bmatrix} 8 & 7 & 22 & 15 \\ -1 & 30 & 0 & 14 \\ 16 & 88 & -3 & 9 \\ 11 & 24 & 12 & -1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 17 & 35 & -2 & -5 \\ 14 & 77 & 12 & 0 \\ 23 & 15 & 32 & -9 \\ 81 & 17 & -24 & 18 \end{bmatrix}$$

$$C = A \times B = \begin{bmatrix} 1955 & 1404 & 412 & 32 \\ 1537 & 2513 & 26 & 257 \\ 2164 & 7444 & 712 & 109 \\ 718 & 2396 & 674 & -181 \end{bmatrix}$$

Для повышения производительности вычислений 4-размерной матрицы в схему для параллельной работы включены 4 одинаковых блока DSP48, сформированные с помощью утилиты Architecture Wizard.

Временная диаграмма работы схемы умножения матриц, приведенная на рис. 7, отображает результаты вычислений в выходном регистре, данные в который записываются одновременно со сбросом аккумулятора. Блоки DSP48 помимо умножителя и аккумулятора содержат конвейерные регистры, установленные на входах данных,

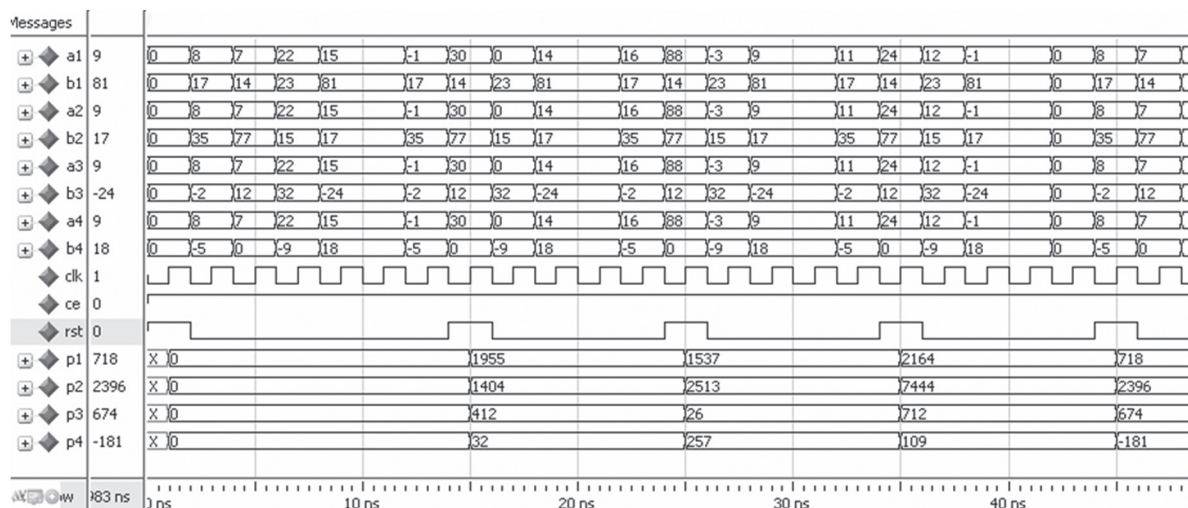


Рис. 7. Временная диаграмма работы схемы умножения матриц

выходах умножителя и аккумулятора. После загрузки конвейера результат, записываемый в каждую строку матрицы, формируется через 4 рабочих такта плюс 1 такт для очистки аккумулятора и записи данных во внешний регистр. Для реализации схемы выбран кристалл серии Virtex-5 (XC5VLX30-3FF676) с максимальной тактовой частотой 550 МГц. Ресурсы, используемые схемой, составили 4 DSP48E (12% ресурса кристалла) и 136 (менее 1% ресурса кристалла) триггеров, образующих выходные регистры.

LogiCORE IP содержит группу готовых технических решений, применяемых при создании проектов ЦОС: синтезаторы DDS (Direct Digital Synthesis), фильтры FIR (finite impulse response) и CIC (Cascaded Integrator-Comb), преобразователи Фурье DFT (Discrete Fourier Transform) и FFT (Fast Fourier Transform) и др.

Расчет коэффициентов фильтра проводится с помощью инструментального средства Filter Design and Analysis Tool (FDATool) системы MATLAB/Simulink. Исходными данными для расчета являются тип фильтра, значение частоты дискретизации и параметры АЧХ. Выходным продуктом FDATool является файл с рассчитанными коэффициентами, используемыми далее для синтеза фильтра. Следует отметить, что FDATool позволяет кроме коэффициентов получить и описание требуемого фильтра на языке VHDL или Verilog.

LogiCORE IP обеспечивает формирование модуля БПФ [12] с числом точек $N=2^m$, где $m=3-16$ и позволяет выбрать один из четырех вариантов архитектурного исполнения, для требуемого соотношения таких параметров, как используемые ресурсы и время преобразования:

- Pipelined, Streaming I/O (непрерывная, конвейерная обработка данных, высокая производительность, большая затрата логических ресурсов);

- Radix-4, Burst I/O (отдельные фазы загрузки/выгрузки и обработки данных, менее высокая производительность и меньшая затрата ресурсов);

- Radix-2, Burst I/O (тот же принцип, что Radix-4, но меньше затраты логических ресурсов и меньшая производительность);

- Radix-2 Lite, Burst I/O (используется архитектура Radix-2, облегченная обработка с временным мультиплексированием, менее высокая производительность).

Проверка работоспособности модуля БПФ заключается в определении номера точки при подаче на его вход синусоидального сигнала заданной частоты. На входы xn_re и xn_im БПФ подаются синусоидальный и косинусоидальный сигналы с выходов SINE, COSINE цифрового синтезатора. Номер точки на выходе xk_index БПФ определяется по формуле $N_p = N \left(1 - \frac{F_p}{F_{clk}} \right)$, где N_p – номер определяемой точки, N – число точек БПФ, F_p –

частота измеряемого сигнала, F_{clk} – частота синхросерии, подаваемой на вход clk БПФ. На рис. 8 в качестве примера приведен внешний вид утилиты Fast Fourier Transform, на рис. 9 – условное графическое изображение модуля, включаемое в схему проекта. Для данного примера $N_p=207$, $N=256$, $F_p=19$ МГц, $F_{clk}=100$ МГц. Обработка выполняется за 863 цикла, что по времени составляет 8,63 мкс. Выходные сигналы модуля xk_re и xk_im поступают на входы блока, реализующего функцию $dout=xk_re^2+xk_im^2$. На выход схемы проверки также выводятся 25 старших разрядов 50-разрядного сигнала $dout$. Отображение результатов моделирования приведено на рис. 10 и 11.

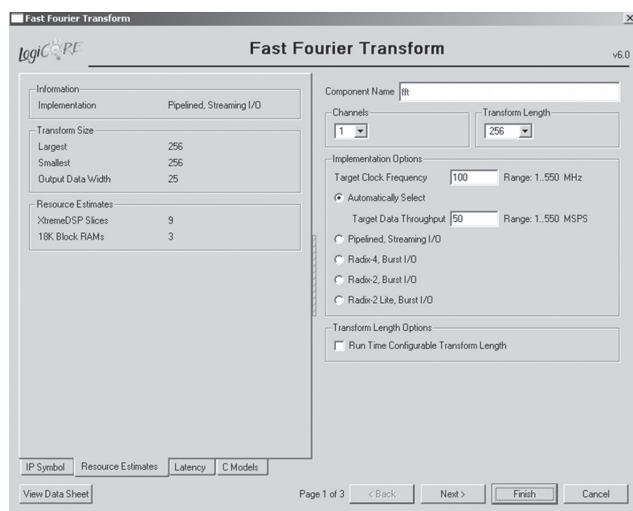


Рис. 8. Внешний вид утилиты Fast Fourier Transform

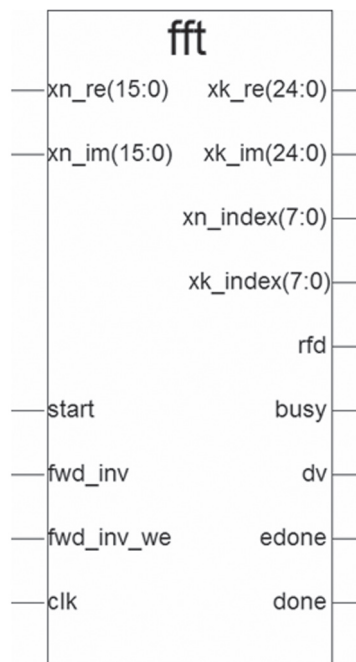


Рис. 9. УГО модуля FFT

Принципы визуально-ориентированного программирования MATLAB/Simulink дают возможность выполнять моделирование сложных устройств с достаточно высокой степенью досто-

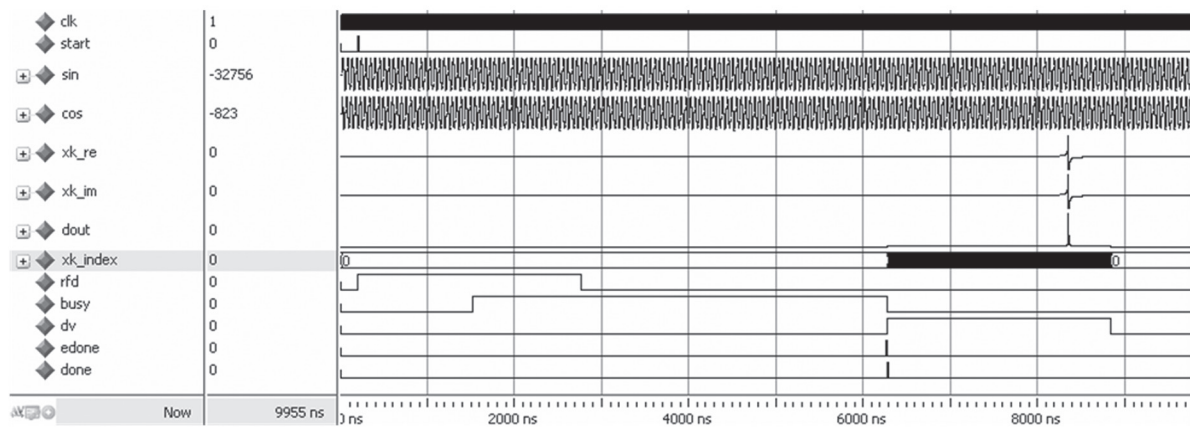


Рис. 10. Отображение результатов моделирования БПФ

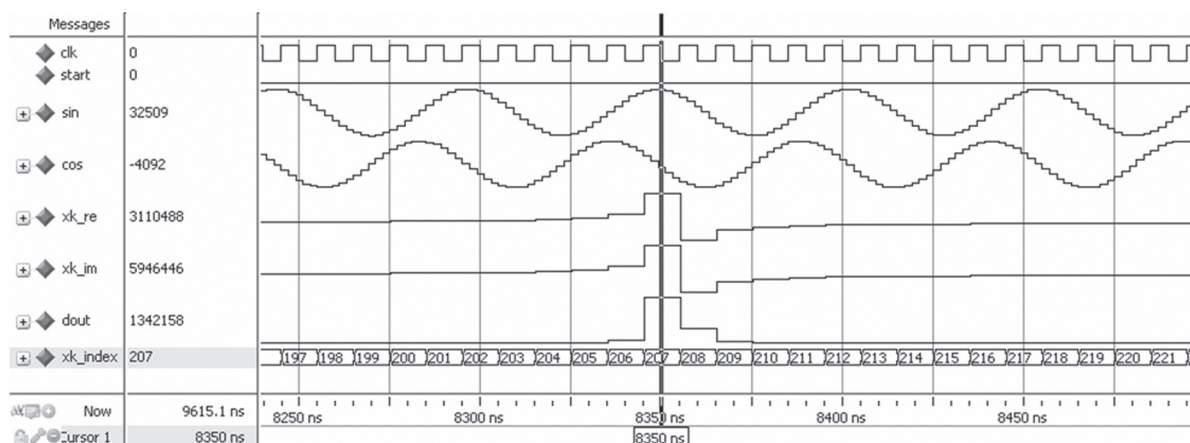


Рис. 11. Отображение результатов моделирования БПФ в увеличенном масштабе

верности и хорошим качеством представления результатов. Для моделирования логики, используемой в цифровой обработке сигналов, и трансляции Simulink-модели в аппаратную модель устройства, реализуемого в Xilinx FPGA, используется инструментальное средство System Generator [13,14], являющееся средством расширения Simulink. Модели создаются из Xilinx-блоков, поведение которых адекватно функционированию проектируемого устройства. В Simulink эти модели могут быть достаточно просто соединены с блоками, не встраиваемыми в FPGA (non-Xilinx blocks) для создания окружающей среды разрабатываемого устройства. Требуемые параметры Xilinx-блоков устанавливаются непосредственно из рабочей среды проектирования MATLAB аналогично параметрам Simulink-блоков. Поведение части Simulink-модели, не встраиваемой в FPGA, может быть преобразовано в HDL-описание входных воздействий (Test Bench), используемое при моделировании проектируемого устройства. Это позволяет произвести сравнение функционирования поведенческой модели, созданной в среде Simulink, с аппаратной моделью устройства.

Разработка проекта начинается с математического описания операций, содержащихся в алгоритме аппаратной реализации. При проектировании с применением System Generator пре-

дусматривается три типа представления арифметических данных, обычно используемых в DSP: с плавающей точкой, с фиксированной точкой со знаком и без знака. Для преобразования проекта с плавающей точкой из системы MATLAB в аппаратный модуль Xilinx FPGA используется средство AccelDSP Synthesis Tool [15]. Основными функциями, выполняемыми этим средством, являются:

- анализ проекта с плавающей точкой, выполненный в MATLAB;
- автоматическое преобразование этого проекта в проект с фиксированной точкой;
- моделирование преобразованного проекта средствами MATLAB;
- выбор алгоритмов, наиболее согласованных с архитектурой используемого типа FPGA;
- генерация синтезируемой RTL HDL-модели и теста (testbench), гарантирующего верификацию проекта;
- использование сценариев (scripts) для запуска программ и управления потоками данных при проведении HDL моделирования, RTL синтеза и реализации проекта в кристалле средствами Xilinx ISE.

Для согласования Simulink-блоков с Xilinx-блоками в System Generator имеются шлюзы (Gateway-блоки), выполняющие преобразова-

ние из одного формата представления данных в другой. Большинство Xilinx-блоков являются полиморфными, т.е. обладают возможностью реконфигурации, заключающейся в изменении их типов выходов в зависимости от типов входов. Путем выбора соответствующих параметров можно получить на выходе требуемую точность представления данных с учетом эффектов квантования и переполнения разрядной сетки. Естественно, что получение более высокой точности результата операции связано с увеличением аппаратных затрат при реализации проекта в кристалле.

Таким образом, алгоритм или математическое описание выполняются в виде схемы (модели), компонуемой в среде MATLAB/Simulink из Simulink-блоков и Xilinx-блоков. После моделирования проекта в этой среде инициализируется генератор кодов, формирующий в соответствующих каталогах полный проект для системы Xilinx Foundation ISE. При инициализации блока System Generator указываются: серия и тип кристалла, в котором предполагается разместить проект, тип инструментального средства синтеза, корневой каталог, в котором должны быть размещены проектные файлы, временные соотношения, необходимость формирования теста на языке VHDL для моделирования в системе ModelSim, возможность использования ядер, формируемых системой Xilinx LogiCORE. Далее завершение проекта осуществляется в системе Xilinx Foundation ISE, использующей подготовленные проектные файлы. При необходимости производится верификация проекта в системе ModelSim для выбранных этапов моделирования.

Литература.

- [1] Мальцев П.П., Гарбузов Н.И., Шарапов А.П., Кнышев Д.А. Программируемые логические ИМС на КМОП-структурах и их применение. — М.: Энергоатомиздат. — 1998.
- [2] Xtreme DSP Initiative. Technical Backgrounder / Xilinx Inc. — 16 p. // Available at <http://www.xilinx.com/dsp>.
- [3] DSP Solutions Using FPGAs. // Available at <http://www.xilinx.com/dsp>.
- [4] Xilinx ISE Design Suite 10.1 Software Manuals. // Available at <http://www.xilinx.com/dsp>.
- [5] В.Ю.Зотов. Проектирование блоков синхронизации цифровых устройств, реализуемых на базе модулей DCM в ПЛИС FPGA серии Spartan™-3, с помощью «мастера» Architecture Wizard САПР серии Xilinx ISE // Компоненты и технологии. — 2007. — №5.
- [6] Adrian Cosoroaba. Memory Interfaces Made Easy with Xilinx FPGAs and the Memory Interface Generator. White Paper: Virtex-4, Virtex-5, and Spartan-3 Generation FPGAs. WP260 (v1.0) February 16, 2007. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [7] Xilinx Memory Solutions. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [8] Virtex-5 FPGA XtremeDSP Design Considerations. User Guide. UG193 (v3.3) January 12, 2009. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [9] XtremeDSP Solutions Selection Guide. March 2008. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [10] Spartan-6. Family Overview. DS160 (v1.0) February 2, 2009. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [11] Virtex-6. Family Overview. DS150 (v1.0) February 2, 2009. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [12] Fast Fourier Transform. DS260 (v6.0) September 19, 2008. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [13] System Generator for DSP. Release 10.1.3 September, 2008. // Available at <http://www.xilinx.com>.
- [14] Палагин А.В., Опанасенко В.Н. Реконфигурируемые вычислительные системы: Основы и приложения. — К.: Просвіта, 2006. — 280 с. — Библиогр.: с. 232-239.
- [15] AccelDSP Synthesis Tool. Release 10.1.3 September, 2008. // Available at <http://www.xilinx.com>.

Поступила в редколлегию 8.04.2010



Сахарин Владислав Георгиевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник Института кибернетики им. В.М. Глушкова НАНУ. Область научных интересов: формирование и обработка радиолокационных сигналов.



Софиюк Александр Афанасьевич, научный сотрудник Института кибернетики им. В.М. Глушкова НАНУ. Область научных интересов: формирование и обработка радиолокационных сигналов.

УДК 004.315.5

Розробка проектів цифрової обробки сигналів в елементному базисі програмованих логічних інтегральних схем фірми Xilinx / В.Г. Сахарін, О.Т. Софіюк // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 216-224.

Приводяться основні параметри програмованих логічних інтегральних схем фірми Xilinx, які визначені для розробки проектів цифрової обробки сигналів. Розглядаються основні аспекти розробки проектів з використанням інструментальних засобів фірми. Описуються приклади верифікації технічних рішень методом моделювання.

Ключові слова: цифрова обробка сигналів, проект, програмовані логічні інтегральні схеми.

Табл. 02. Іл. 11. Бібліогр.: 15 найм.

UDC 004.315.5

Project development of digital signal processing in element bases of programmable logical integrated circuits of the company Xilinx / V.G. Sakharin, A.A. Sofiyuk // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 216-224.

Basic parameters of the programmable logic integrated circuits of the firm Xilinx intended for developing projects of digital signal processing are discussed. The basic aspects of developing the projects with use of the firm's tools means are examined. Examples of verifying engineering solutions by the method of modeling are described.

Key words: digital signal processing, project, programmable logical integrated circuits.

Tab. 02. Fig. 11. Ref.: 15 items.

УДК 617.7-007.681-07

МАРКОВСКАЯ МОДЕЛЬ ЛЕЧЕБНО-ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МЕРОПРИЯТИЙ ПРИ ПЕРВИЧНОЙ ОТКРЫТОУГОЛЬНОЙ ГЛАУКОМЕ

Е.В. ВЫСОЦКАЯ, О.А. КОЗИНА, А.Н. СТРАШНЕНКО, С.А. СИНЕНКО, С.Б. СОЛОМКО

Предложена Марковская модель, позволяющая прогнозировать эффективность лечебно-диагностических мероприятий при первичной открытоугольной глаукоме. Использование разработанной модели способствует своевременному качественному лечению пациентов и предотвращению их инвалидизации.

Ключевые слова: первичная открытоугольная глаукома, Марковская модель, матрица вероятностей.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время глаукома является одной из основных причин слепоты и слабовидения. Проблема глаукомы традиционно привлекает пристальное внимание офтальмологов. Это обусловлено многообразием ее клинических форм, сложностью патогенеза, включающего механические, сосудистые и метаболические факторы, трудностью ранней диагностики и лечения, а также медико-социальной значимостью заболевания. Причины возникновения и механизмы развития этой болезни до конца не изучены и до сих пор остро обсуждаются специалистами. Обнаружить глаукому в самом начале, пока ситуация еще вполне поправима, крайне сложно. Прежде всего потому, что на первых стадиях и даже в выраженных формах она в ряде случаев протекает практически бессимптомно.

Как известно [1], термин глаукомы объединяет большую группу заболеваний глаза, характеризующуюся постоянным или периодическим повышением внутриглазного давления (ВГД). Из-за нарушения оттока водянистой влаги развиваются характерные для глаукомы нарушения зрительных функций и атрофия зрительного нерва. Слепота, порожденная глаукомой, носит необратимый характер, так как погибает зрительный нерв. Лечение глаукомы позволяет лишь сохранить оставшееся зрение.

Глаукома может возникнуть в любом возрасте, начиная с рождения, но распространенность заболевания значительно увеличивается в пожилом и старческом возрасте [2]. Так если, частота врожденной глаукомы составляет 1 случай на 10–20 тысяч новорожденных, то в возрасте 40–45 лет первичная глаукома наблюдается уже примерно у 0,1% населения. В возрастной группе 50–60 лет недуг встречается уже в 1,5% случаев, а у пациентов старше 75 лет — более чем у 3%. Поэтому разработка новых моделей прогнозирования эффективности лечебно-диагностических мероприятий, способствующих своевременному качественному лечению пациентов и предотвращению их инвали-

дизации при первичной открытоугольной глаукоме, является актуальной задачей в офтальмологии.

Для разработки таких моделей возможно использование Марковских процессов, которые являются частным видом случайных процессов. Дискретные Марковские модели нашли свое применение в различных областях медицины. Например, в стоматологии разработана Марковская модель развития, профилактики и лечения воспалительных заболеваний пародонта, позволяющая учитывать во времени влияние факторов риска и проводимых лечебно-профилактических мероприятий на показатели состояния тканей пародонта [3]. В хирургии предложена дискретная Марковская модель последовательностей лечебно-реабилитационных мероприятий при острых черепно-мозговых травмах [4]. В онкологии разработана Марковская модель движения пациентов, позволяющая прогнозировать численность пациентов в различных состояниях и оценивать медицинскую и экономическую эффективность инвестиционных решений в системе онкологической помощи [5].

Целью работы является разработка модели с использованием теории Марковских процессов, позволяющей математически прогнозировать ход течения и соответственные средства лечебно-диагностических мероприятий при первичной открытоугольной глаукоме.

СУЩНОСТЬ РАБОТЫ

Для разработки модели были задействованы данные о течении и оказанных лечебно-диагностических мероприятиях у 300 пациентов с первичной открытоугольной глаукомой Харьковской городской клинической больницы №14 им. Л.Л. Гиршмана. Всем пациентам проводилось комплексное обследование по общепринятой методике, которая включала в себя визометрию, тонометрию, кинетическую периметрию, биомикроскопию, гониоскопию, офтальмоскопию. Также назначался определенный курс лечения глаукомы в зависимости от стадии развития.

В работе рассматривается система оказания медицинской помощи пациентам с различными стадиями открытоугольной глаукомы. Состояния пациентов на различных стадиях глаукомы можно представить в виде дискретных состояний такой системы.

Очевидно, что тактика оказания медицинской помощи при офтальмологическом заболевании отображает динамику заболевания и его лечения как у каждого пациента в отдельности, так и у потока пациентов в целом. При этом с одной стороны интервалы времени между возникновением, или другими словами фиксированием специалистами, того или иного состояния пациента можно рассматривать как дискретные величины. Это объясняется тем, что с одной стороны для того, что бы система изменила свое состояние, т.е. было выбрано соответствующее лечение для зафиксированного в данный момент времени состояния пациента, требуется анализ проблемы специалистом. А такого рода анализы – диагностические процедуры, осмотры, наблюдения – проводятся в фиксированные моменты времени, образующие конечное и счетное множество. С другой стороны, первичная открытоугольная глаукома является тем редким для медицины заболеванием, при котором состояние пациента при всех правильно выбранных и проведенных лечебно-диагностических мероприятиях, может либо остаться без изменений (желаемая стабилизация), либо ухудшиться (прогрессирование болезни). Кроме того, анализ историй болезней выбранных пациентов показал, что скорость прогрессирования глаукомы, как и время пребывания в текущем стабильном состоянии не зависит от того, как долго уже пациент болеет или как долго он находился на предыдущей фазе болезни. Таким образом, можно говорить, что открытоугольная глаукома может рассматриваться как Марковская цепь, состоящая из 30 дискретных состояний (рис. 1). Смена описанных ниже состояний есть результат случайного дискретного во времени процесса, вся последующая траектория движения которого зависит только от того, в каком состоянии находится пациент в текущий момент времени.

Специфика выявления и течения первичной открытоугольной глаукомы приводит к тому, что все пациенты обращаются за помощью, имея различные стадии заболевания. В этом случае всю предысторию болезни врач получает в лучшем случае в виде выписки с предыдущего места лечения/обследования и для врача вся такая предыстория болезни вне анализируемой системы оказания медицинской помощи, т.е. «прошлое» системы, превращается в особую форму «настоящего». Вся последующая тактика ведения такого пациента, т.е. «будущее» системы, будет зависеть от текущего начального положения пациента в модели с аккумулярованным прошлым в одной точке системы.

Для моделирования глаукомы был выбран шаг дискретизации времени равный 1 неделе и следующие различные состояния пациентов:

0 – состояние, фиксируемое как подозрение на глаукому. Проявляется это наличием следующих жалоб пациента: затуманивание, появление радужных колец, вокруг источников света. При этом могут наблюдаться повышение ВГД, асимметрия его уровня на обоих глазах больше, чем 4 мм рт. ст., или колебания ВГД на протяжении суток больше чем 5 мм рт. ст., изменения диска зрительного нерва (расширение экскавации диска зрительного нерва (ДЗН), особенно в вертикальном направлении, асимметрия экскавации ДЗН на обоих глазах, кровоизлияние в слое нервных волокон по краю ДЗН, утоньшение слоя нервных волокон и парапапиллярная атрофия ДЗН), гониоскопические изменения (щелевой, или закрытый угол передней камеры (УПК), усиления пигментации угла передней камеры, асимметрия строения УПК на обоих глазах, наличие гониосинехий, новообразованных сосудов, псевдоэксфолиаций в УПК) биомикроскопические изменения (гетерохромия радужки, атрофические изменения стромы радужки и пигментной каймы, выраженная асимметрия их на обоих глазах).

1 – состояние «I стадия глаукомы», показания к медикаментозной терапии. I стадия глаукомы характеризуется отсутствием изменений периферического поля зрения, но есть изменения в центральном поле зрения (парацентральные скотомы, скотома Бьерума, депрессия изоптер, в области

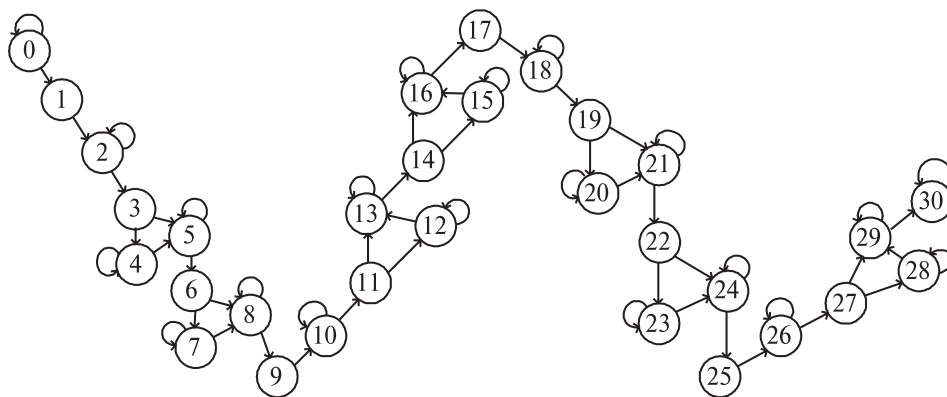


Рис. 1. Граф разработанной Марковской цепи

от 5 до 25 град, от точки фиксации, расширения слепого пятна, $MD < -6$ Дб), может быть увеличение экскавации по вертикали. Отношение диаметра экскавации к диаметру диска зрительного нерва может достигать 0,6 и больше, при условии, что экскавация не доходит до края диска, а также утоньшение слоя нервных волокон. Для определения выше перечисленных параметров проводят визометрию, рефрактометрию, биомикроскопию, тонометрию, кинетическую периметрию, гониоскопию, офтальмоскопию, томографию. В качестве лечения проводят медикаментозную терапию, включающая в себя местную гипотензивную терапию и курс нейропротекции. Медикаментозная терапия направлена на достижение гипотензивного (целевого ВГД) и нейропротекторного (коррекция трофических и циркуляторных нарушений) эффекта.

2 — состояние «I стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после медикаментозной терапии. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

3 — состояние «I стадия глаукомы», показания к лазерному лечению. При ухудшении поля зрения, прогрессировании оптической нейропатии, снижении остроты зрения, ухудшении показателей томографии проводят лазерное лечение (лазерная трабекулопластика или лазерная селективная трабекулопластика, трабекулоспазис, циклотрабекулоспазис).

4 — состояние «I стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

5 — состояние «I стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

6 — состояние «I стадия глаукомы», показания к хирургическому лечению (непроникающая глубокая склерэктомия и ее разновидности).

7 — состояние «I стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

8 — состояние «I стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление,

состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

9 — состояние «II стадия глаукомы», показания к медикаментозной терапии. II стадия глаукомы характеризуется краевой экскавацией, дугообразной скотомой, часто с прорывом на периферию в назальной области, которая приводит к формированию классической назальной ступеньки, сужение периферического поля зрения, больше, чем на 10 град в назальном сегменте, или концентрическое, но не достигает 15 градусов от точки фиксации, $MD < -12$ Дб. Вследствие чего появляется необходимость медикаментозной терапии. Медикаментозная терапия направлена на достижение гипотензивного (целевого ВГД) и нейропротекторного (коррекция трофических и циркуляторных нарушений) эффекта.

10 — состояние «II стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после медикаментозной терапии. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

11 — состояние «II стадия глаукомы», показания к лазерному лечению. При отсутствии эффекта (ухудшение поля зрения, прогрессирование оптической нейропатии, снижение остроты зрения, ухудшение показателей томографии) рекомендуется проводить лазерное лечение (лазерная трабекулопластика или лазерная селективная трабекулопластика, трабекулоспазис, цикло-трабекулоспазис).

12 — состояние «II стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

13 — состояние «II стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

14 — состояние «II стадия глаукомы» показания к хирургическому лечению. При ухудшении диагностических показателей после лазерного лечения проводят хирургическое лечение (непроникающая глубокая склерэктомия и ее разновидности).

15 — состояние «II стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

16 — состояние «II стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после

хирургического лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

17 — состояние «III стадия глаукомы», показания к медикаментозной терапии. III стадия глаукомы характеризуется тем, что сужено концентрическое поле зрения и в одном, или больше сегментах находится меньше, чем в 15 градусах от точки фиксации, глаукомная субтотальная краевая экскавация, MD > -12Дб. Вследствие чего появляется необходимость медикаментозной терапии. Медикаментозная терапия направлена на достижение гипотензивного (целевого ВГД) и нейропротекторного (коррекция трофических и циркуляторных нарушений) эффекта.

18 — состояние «III стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после медикаментозной терапии. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

19 — состояние «III стадия глаукомы», показания к лазерному лечению. При отсутствии эффекта (ухудшение поля зрения, прогрессирование оптической нейропатии, снижение остроты зрения, ухудшение показателей томографии) рекомендуется проводить лазерное лечение (лазерная трабекулопластика или лазерная селективная трабекулопластика, трабекулоспазис, цикло-трабекулоспазис).

20 — состояние «III стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

21 — состояние «III стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после лазерного лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

22 — состояние «III стадия глаукомы» показания к хирургическому лечению. В случае отсутствия необходимого эффекта после лазерного лечения рекомендуется проводить хирургическое лечение (непроникающая глубокая склерэктомия и ее разновидности).

23 — состояние «III стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

24 — состояние «III стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур

после хирургического лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

25 — состояние «IV стадия глаукомы», показания к медикаментозной терапии. IV стадия глаукомы характеризуется полным отсутствием зрения или остается неправильная светопроекция. Порой хранится остаточный островок поля зрения в темпоральной области. Медикаментозная терапия направлена на снижение ВГД вследствие болевого синдрома.

26 — состояние «IV стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после медикаментозной терапии. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

27 — состояние «IV стадия глаукомы», показания к хирургическому лечению в связи с болевым синдромом.

28 — состояние «IV стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, не требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

29 — состояние «IV стадия глаукомы», показания к комплексу диагностических процедур после хирургического лечения, требующее медикаментозного лечения. Поквартально контролируется острота и поле зрения, внутриглазное давление, состояние диска зрительного нерва, качество жизни пациента.

30 — состояние «аномаль» (отсутствие одного или обоих глаз).

На основе экспертного оценивания была получена матрица переходных вероятностей данного случайного процесса. Для этой матрицы переходов были получены вероятности всех состояний на первых 300 шагах. Использовались две матрицы, каждая строка которых представляет собой вектор исходных состояний модели:

```

1 0 0 000000 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0.05 0.95 000000 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 1000000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 010000 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000.80.20 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000.20.80 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000001 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000000.8 0.15 0.05 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 000 0 0000
0 0 000000.15 0.8 0.05 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 000 0 0000
0 0 000000 0.07 0.93 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 000 0 0000
0 0 000000 0 0.05 0.93 0.02 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000000 0 0 0 1 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 000 0 0000
0 0 000000 0 0 0 0.93 0.07 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000000 0 0 0.07 0.93 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000
0 0 000000 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0000 0 000 0 0000 0 000 0 0000

```

```
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.930.05.020 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.050.930.020 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.05 0.95 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.04 0.96 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.950.050 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.050.950 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.930.05.020 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.020.93.050 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.05 0.950 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.05 0.950 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.930.070
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0.070.930
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
```

Единичная матрица представляет собой матрицу размерностью 31×31 .

Полученные вероятности состояний для различных исходных состояний модели позволяют сформировать траектории движения случайного процесса.

Например, рассмотрим наиболее сложную ситуацию, когда поступил пациент с подозрением на первичную стадию глаукомы. Это означает, что можно рассматривать систему с разработанной матрицей переходов и вектором исходных состояний

$$[10000000000000000000000000000000]$$

Согласно расчетам, через один шаг моделирования система с вероятностью 0,82 окажется в состоянии 1, т.е. может быть проведена местная гипотензивная терапия и курс нейропротекции. Как видно из графа возможных состояний, рассматриваемая система представляет собой поглощающую Марковскую систему, в которой не может существовать стационарный режим и все вероятности состояний зависят от вектора исходных состояний и матрицы переходов. И если матрица переходов постоянна, то вектор исходных состояний указывает на движение системы по графу состояний. Это означает, что для определения следующего возможного шага в траектории движения по модели надо рассматривать новый вектор исходных состояний, в котором будет отображен факт, что система в данный момент времени достоверно находится в состоянии 1, т.е.

$$[01000000000000000000000000000000]$$

Подставляя этот вектор, получим, что на следующем шаге моделирования система с максимальной вероятностью окажется в состоянии 2. Продолжая подобные рассуждения и изменяя вектор исходных состояний, можно получить траекторию (1) движения системы по состояниям с максимальными вероятностями, начиная с состояния 0:

$$0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8 \rightarrow 9 \rightarrow 10 \rightarrow 11 \rightarrow 13 \rightarrow$$
$$14 \rightarrow 15 \rightarrow 16 \rightarrow 17 \rightarrow 18 \rightarrow 19 \rightarrow 21 \rightarrow 22 \rightarrow 24 \rightarrow 25 \rightarrow$$
$$26 \rightarrow 27 \rightarrow 29 \rightarrow 30.$$

Учитывая, что смена состояний происходит на каждом шаге моделирования, а также тот факт, что для состояний 2, 4, 5, 7, 8, 10, 12, 13, 16, 18, 20, 21, 23, 24, 26, 28, 29 шаг моделирования равен одному кварталу, т.е. около 17 недель, то максимально короткий интервал времени перехода системы из состояния 0 в поглощающее состояние, т.е. до потери глаза, равен 299 недель.

Используя теорию поглощающих Марковских систем, преобразуем переходную матрицу в каноническую форму [6], выделив в ней подматрицу Q размерностью 30×30 , которая описывает поведение процесса до выхода из множества невозвратных состояний. При этом, как известно, главная диагональ фундаментальной матрицы $N = (I - Q)^{-1}$, где I – единичная матрица, содержит среднее время, которое процесс проводит в данном невозвратном состоянии [6].

Тогда математическое ожидание движения системы по траектории (1) до поглощения, с учетом вклада состояний с длительностью в 17 недель, равно 298 недель. Вектор дисперсий времени пребывания в каждом состоянии траектории (1) может быть вычислен как $\frac{p_{ii}}{(1-p_{ii})^2}$ (табл.1),

где p_{ii} – вероятность того, что система останется в состоянии i на следующем шаге.

Таблица 1

**Вектор дисперсий времени пребывания
в каждом состоянии траектории (1)**

Состояние	Дисперсия времени пребывания
0	0,2677
1	0,0000
2	0,4748
3	0,0000
4	0,5401
5	0,1235
6	0,0000
7	0,2677
8	0,4444
9	0,0000
10	0,3125
11	0,0000
12	0,3879
13	0,5401
14	0,0000
15	0,1550
16	0,3125
17	0,0000
18	0,3365
19	0,0000
20	0,3125
21	0,3125
22	0,0000
23	0,2677
24	0,3365
25	0,0000
26	0,1550
27	0,0000
28	0,1718
29	0,8284

Из полученных вероятностей всех состояний на первых 300 шагах моделирования были сформированы траектории движения системы, которые отражают для каждого шага состояние с максимальной вероятностью среди всех других возможных состояний. Примеры таких наиболее вероятных траекторий (2), (3) и (4) движения системы по состояниям для векторов исходных состояний

A) [00010000000000000000000000000000]

В) [00000000010000000000000000000000]

B) [000000000000000001000000000000].

Т.е. для ситуаций, когда пациент находится в исходных состояниях 3, 9 и 17, представлены в виде графиков на рис. 2, 3, 4 соответственно, где на оси x — шаги моделирования, а на оси y — номера состояний модели.

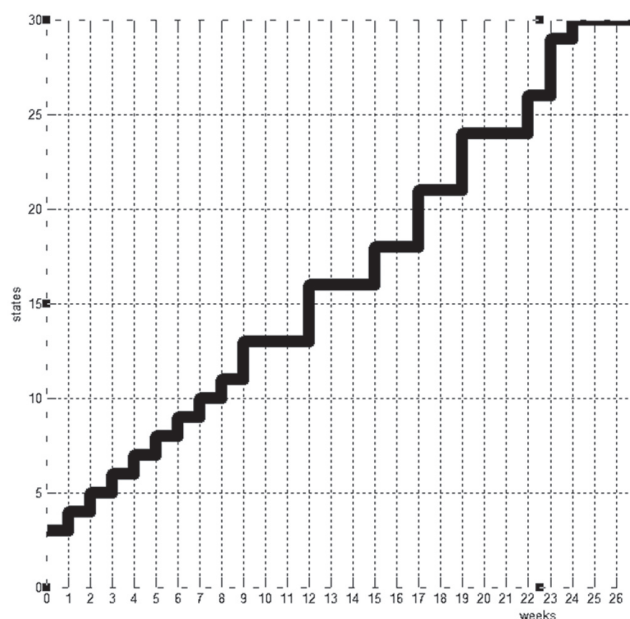


Рис. 2. Траектория движения системы (2)

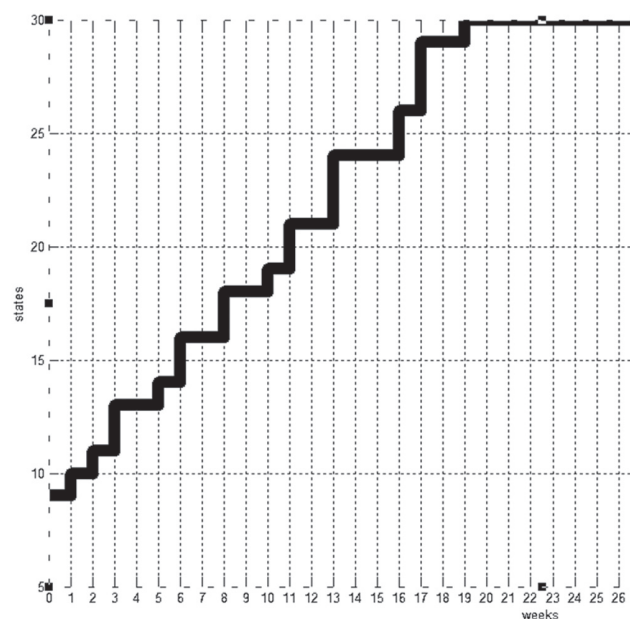


Рис. 3. Траектория движения системы (3)

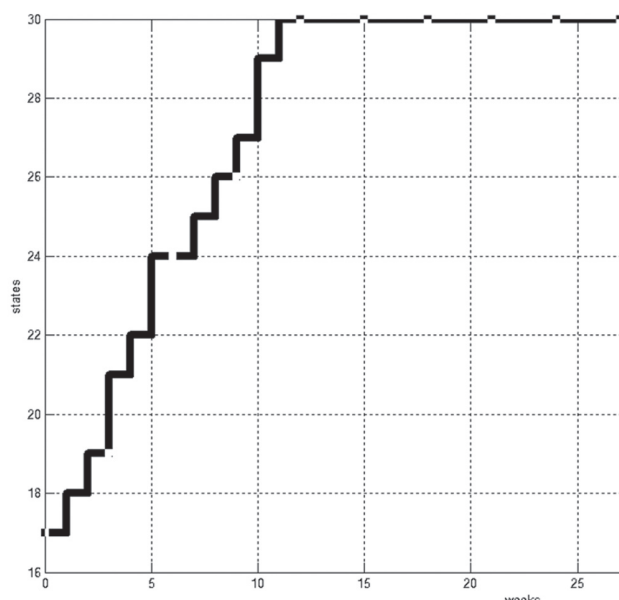


Рис. 4. Траектория движения системы (4)

Из графиков видно, что наиболее вероятные траектории движения системы проходят не через все вершины модели и в зависимости от вектора исходных состояний длительность пребывания в каждом состоянии может изменяться. Как и в первом случае, для определения длительности движения по полученным траекториям до поглощения необходимо учитывать вклад состояний, для которых шаг моделирования равен 17 недель.

Подобные оценки математического ожидания и длительности движения системы до поглощения (табл. 2) или до возникновения следующей стадии глаукомы можно сформировать для любого исходного состояния, что позволяет говорить о прогнозировании течения глаукомы.

Таблица 2

Оценка математического ожидания и длительности движения системы до поглощения

Исходное состояние пациента / номер траектории	Математическое ожидание времени до анофтальма по траектории (1), нед.	Длительность движения до анофтальма по траектории (2) / (3) / (4), нед.
3 / (2)	273	344
9 / (3)	186	259
17 / (4)	115	123

Будущая оценка адекватности предлагаемой модели на пациентах и других клиниках может привести к варьированию некоторых величин в переходной матрице, например, для состояний 12, 20, 23, 28, вероятности которых не были максимальными ни для каких комбинаций векторов исходных состояний. Однако, общую методику проведения прогнозирования течения открытоугольной глаукомы это не изменит, а лишь покажет гибкость разработанной модели.

ВЫВОДЫ

Таким образом, разработана модель с использованием теории Марковских процессов, позволяющая математически прогнозировать ход течения и соответствующие средства лечебно-диагностических мероприятий при первичной открытоугольной глаукоме.

Использование разработанной Марковской модели способствует своевременному качественному лечению пациентов и предотвращению их инвалидизации.

Литература.

- [1] Волков В.В. Глаукома при псевдонормальном давлении. — М.: Медицина, 2001. — 350 с.
- [2] Страшенно А.Н., Синенко С.А. Исследование информативности параметров диска зрительного нерва при ранней диагностике глаукомы // Биомедсистемы — 2008 Рязань. — 2008: Сб. научных докладов. — С. 165-166.
- [3] Осипова М.В. Прогнозирование эффективности сложных лечебно-профилактических программ при воспалительных заболеваниях пародонта // Материалы конференции «Актуальные вопросы клинической и экспериментальной медицины». — Санкт-Петербург, 2007. — С. 345.
- [4] Кудрявцев А.А. Менеджмент в здравоохранении: Медико-экономические стандарты и методы их анализа. — СПб.: Изд-во Санкт-Петербургского университета, 2004. — С. 72-74.
- [5] Медик В.А., Токмачев М.С. Математическая статистика в медицине: Учеб. пособие. — М.: Финансы и статистика, 2007. — 800 с.
- [6] Кемени Д.Д., Снелл Д.Л. Конечные цепи Маркова. — М.: Наука, 1970. — 272 с.

Поступила в редколлегию 13.04.2010



Высоцкая Елена Владимировна, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры Биомедицинских электронных устройств и систем Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: аппараты и системы замещения утраченных органов и функций организма человека.



Козина Ольга Андреевна, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры вычислительной техники и программирования Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Область научных интересов: теория массового обслуживания, телеметрия, сетевое программирование.



Страшенно Анна Николаевна, студентка 4-го курса Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: теория случайных процессов, офтальмология.



Синенко Сергей Александрович, врач-офтальмолог Харьковской городской клинической больницы №14 им. Л.Л. Гиришмана. Область научных интересов: ранняя диагностика и лечение первичной открытоугольной глаукомы.



Соломко Сергей Борисович, заведующий диагностическим отделением Харьковской городской поликлиники № 8. Область научных интересов: медицина, функциональная диагностика.

УДК 617.7-007.681-07

Марковська модель лікувально-діагностичних заходів при первинній відкритокутовій глаукомі / О.В. Высоцкая, О.А. Козина, Г.М. Страшенно, С.О. Синенко, С.Б. Соломко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 225-231.

У даній статті була запропонована Марковська модель лікувально-діагностичних заходів при первинній відкритокутовій глаукомі, що дозволяє прогнозувати ефективність лікувально-діагностичних заходів при первинній відкритокутовій глаукомі. Використання розробленої моделі сприяє своєчасному якісному лікуванню пацієнтів та запобіганню їх інвалідизації.

Ключові слова: первинна відкритокутова глаукома, Марковська модель, матриця ймовірностей.

Табл. 02. Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 617.7-007.681-07

A Markov model of medical and diagnostic measures at primary open-angle glaucoma / E.V. Vysotskaya, O.A. Kozina, A.N. Strashnenko, S.A. Sinenko, S.B. Solomko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 225-231.

A Markov model allowing to forecast the efficiency of medical and diagnostic measures at primary open-angle glaucoma is offered in this paper. Using the developed model is instrumental in timely high-quality treatment and prevention of patients' disability.

Key words: primary open-angle glaucoma, Markov model, probability matrix.

Tab. 02. Fig. 4. Ref.: 6 items.

УДК 621.385.12, 621.385.64, 621.385.8

КАЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА РАБОТЫ БЕЗЭЛЕКТРОДНОЙ СЕРНОЙ ЛАМПЫ С СВЧ НАКАЧКОЙ

Г.И. ЧУРЮМОВ, Е.Н. ОДАРЕНКО, Т.И. ФРОЛОВА, Ю.Л. СТАРЧЕВСКИЙ,
В.П. ГЕРАСИМОВ, В.П. ИВАНЦОВ, А.И. ЭКЕЗЛИ

В данной работе рассмотрены тепловые режимы работы безэлектродной лампы с СВЧ накачкой. Показан энергетический баланс безэлектродной серной лампы с СВЧ накачкой. Описаны физические процессы, приводящие к перегреву и разрушению кварцевых колб. Предложены пути по снижению тепловой нагрузки колбы и обеспечению её теплового режима при работе лампы. Проведены измерения температуры колбы и показаны пути её регулирования.

Ключевые слова: серная лампа, СВЧ накачка, тепловой режим.

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время внимание исследователей обращено на создание энергосберегающих источников излучения в оптическом диапазоне [1]. Ведется активная работа по созданию новых и совершенствованию существующих ламп. Среди перспективных конструкций таких ламп следует выделить безэлектродную серную лампу с накачкой СВЧ полем [2].

Интерес к безэлектродным серным лампам с СВЧ накачкой связан с рядом их преимуществ по сравнению с другими источниками света. Эти лампы обладают высокой светоотдачей (порядка 140 лм/Вт), квазисолнечным спектром излучения и большой эффективностью (до 25 %). Лампы накаливания, люминесцентные лампы, металлогалогенные лампы, светодиоды уступают безэлектродной серной лампе с СВЧ накачкой по энергетическим и спектральным характеристикам [1]. Конкурировать по светоотдаче с серной лампой может дуговая натриевая трубчатая (ДНАТ) лампа, которая обеспечивает освещение объектов преимущественно жёлтым светом и содержит в качестве рабочего вещества ртуть, что усложняет распознавание цветов и создаёт ряд опасных экологических проблем при утилизации таких ламп. Дуговые ртутные люминесцентные (ДРЛ) лампы и дуговые ртутные лампы с йодидами металлов (ДРИ) обладают лучшим спектром излучения, чем лампы ДНАТ, но имеют относительно низкую эффективность (не более 60 лм/Вт) [3].

Одной из причин, препятствующих повсеместному внедрению источников света на основе безэлектродной серной лампы с СВЧ накачкой, является проблема обеспечения её стабильной и долговечной работы. Перегрев колбы лампы приводит к её преждевременному разрушению и выходу из строя всей осветительной установки [4].

Целью данной работы является исследование физических эффектов, влияющих на тепловой режим работы безэлектродной серной лампы с СВЧ

накачкой, рассмотрение и улучшение конструктивных особенностей данной лампы, направленных на улучшение теплоотвода и повышение ее эффективности.

1. ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАБОТЫ БЕЗЭЛЕКТРОДНОЙ СЕРНОЙ ЛАМПЫ

Магнетрон генерирует электромагнитные колебания мощностью $P_{\text{свч}} = 800$ Вт на частоте $f_{\text{свч}} = 2450$ МГц. В резонаторе возбуждается электромагнитное поле на выбранном типе колебаний (при применении цилиндрического резонатора обычно выбирается E_{010} тип колебания). Колба лампы выполнена из кварцевого стекла и содержит инертный газ неон, находящийся под давлением $p_0 = 10^3$ Па. Лампа размещается в том месте резонатора, где напряженность электрической компоненты электромагнитного поля максимальна. Для возбуждения разряда неона в колбе необходимо, чтобы амплитуда напряженности электрической составляющей электромагнитного поля E_m и давление газа в колбе p удовлетворяли кривой Пашена. Для возбуждения разряда при меньших амплитудах напряженности электрического поля необходимо увеличивать его температуру и длину свободного пробега заряженных частиц, которая ограничивается характерным размером колбы. На минимальную амплитуду электромагнитного поля, при которой происходит разряд в газе, также влияет его частота и потенциал ионизации инертного газа [5, 6].

Особый интерес при изучении безэлектродного разряда в серной лампе представляют процессы ионизации, для описания которых воспользуемся микроскопическим подходом. Для этого предполагаем, что в начальный момент времени $t_0 = 0$ концентрация молекул неона в колбе равна:

$$n_0 = \frac{p_0}{k \cdot T_0} = 2,415 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}, \quad (1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T = 300$ °К. Нейтральные молекулы газа при своем движении испытывают соударения друг с другом. Количество соударений характеризуется длиной свободного пробега молекул, которая определяется как

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n_0 \cdot Q} = 6,72 \cdot 10^{-5} \text{ м}, \quad (2)$$

где $Q = 4,14 \cdot 10^{-20} \text{ м}^{-2}$ — эффективное газокинетическое сечение столкновений молекул неона.

Средняя скорость теплового (хаотического) движения молекул неона $\bar{v}_T$ определяется из выражения

$$\bar{v}_T = \sqrt{\frac{8 \cdot k \cdot T_0}{\pi \cdot m_{Ne}}} \approx 560,914 \text{ м/с}, \quad (3a)$$

частота их столкновений равна

$$\nu = \sqrt{2} \cdot n_0 \cdot \bar{v}_T \cdot Q = 8,347 \cdot 10^6 \text{ Гц}. \quad (4)$$

В результате процесса ударной ионизации молекулы неона переходят в возбужденное состояние или ионизируются. При этом в объеме колбы образуются свободные заряженные частицы (электроны и ионы неона). Средняя тепловая скорость $\bar{v}_e$ электронов определяется из выражения

$$\bar{v}_e = \sqrt{\frac{8 \cdot k \cdot T_0}{\pi \cdot m_e}} \approx 1,076 \cdot 10^5 \text{ м/с}, \quad (5)$$

где $m_e = 9,1096514 \cdot 10^{-31}$ кг — масса электрона. Эффективная частота столкновений молекул неона с электронами равна

$$\nu_{Ne-e} = n_0 \cdot \bar{v}_e \cdot Q = 1,132 \cdot 10^9 \text{ Гц}. \quad (6)$$

Длина свободного пробега электрона равна

$$\lambda = (n \cdot Q)^{-1} = 9,504 \cdot 10^{-5} \text{ м}. \quad (7)$$

Под действием внешнего СВЧ поля $\vec{E} = \vec{E}_0 \sin(\omega t)$ электрон осциллирует с амплитудой смещения

$$\Delta r = \frac{e \cdot E_0}{m \cdot \omega \cdot \sqrt{\omega^2 + \nu_{Ne-e}^2}} = 3,701 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (8)$$

и амплитудой скорости

$$u_e = \frac{e \cdot E_0}{m_e \cdot \sqrt{\omega^2 + \nu_{Ne-e}^2}} = 5,697 \cdot 10^7 \text{ м/с}, \quad (9)$$

где $E = 5 \cdot 10^4$ В/м — амплитуда напряженности СВЧ поля, при которой происходит пробой; $e = 1,6021 \cdot 10^{-19}$ к — заряд электрона; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{свч} = 1,539 \cdot 10^{10}$ Гц — круговая частота СВЧ поля.

Проводимость плазмы с учётом полной ионизации определяется выражением:

$$\sigma_p = \frac{e^2 \cdot n_e \cdot \nu_{Ne-e}}{m_e \cdot (\omega^2 + \nu_{Ne-e}^2)} = 34029,82 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}, \quad (10)$$

где n_e — концентрация электронов в плазме. Эффективная глубина проникновения СВЧ поля в плазму вычисляется по формуле:

$$\delta = \frac{5,03}{\sqrt{\sigma_p \cdot f_{свч}}} = 5,509 \cdot 10^{-7} \text{ м}. \quad (11)$$

Плазменная частота определяется выражением:

$$\omega_p = \frac{n_e \cdot 4 \cdot \pi \cdot e^2}{m_e} = 2,844 \cdot 10^{13} \text{ Гц}. \quad (12)$$

Предельная концентрация электронов $n_e^{\max}$, при которой поле ещё не отражается от плазмы, определяется по формуле:

$$n_e^{\max} = \frac{m_e \cdot \omega^2}{4 \cdot \pi \cdot e^2} = 7,446 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}. \quad (13)$$

Это достигается при степени ионизации $2,928 \cdot 10^{-7}$, что соответствует тлеющему разряду.

Таким образом, свободные заряженные частицы (электроны и ионы неона) под действием внешнего электромагнитного поля совершают колебательные движения с частотой $f_{свч}$. Частицы, находящиеся вблизи внутренней поверхности стенок колбы на расстоянии не превышающем λ , бомбардируют их с потерей части кинетической энергии, которая переходит в тепловую энергию материала колбы и, как следствие, температура ее поверхности увеличивается. Повышение температуры приводит к росту давления внутри лампы и, как следствие, к дальнейшему росту частоты столкновений, степени ионизации газовой среды и появлению тлеющего газового разряда.

Важная роль в процессе формирования выходного спектра излучения безэлектродной серной лампы отводится рабочему веществу лампы — сере $S_2 - S_8$, которая в начальный момент находится в твердом состоянии, а с повышением температуры (при $T > T_s = 444,6$ °С, где T_s — температура сублимации серы) переходит в газообразное состояние с полиморфной структурой. Наличие такой структуры молекул серы обуславливает широкий спектр ее излучения на частотах

$$(\nu_{изл})_{S_{2-8}} = \frac{(\Delta E)_{S_{2-8}}}{h}, \quad (14)$$

где h — постоянная Планка; ΔE — энергия возбуждения молекул серы $S_2 - S_8$ свободными заряженными частицами ионизированной газовой среды. В результате наблюдается квазинепрерывный спектр излучения, приближенный к солнечному. Наибольшая интенсивность свечения с квазисолнечным спектром регистрируется при температуре колбы порядка $T_{\min} = 600$ °С [7].

С дальнейшим ростом температуры ($T > 1200$ °С) в газовой среде происходит распад молекулы серы на атомы, что ведет к изменению спектра излучения. Энергия диссоциации молекул серы $S_2 - S_8$ лежит в пределах 2,6–4,4 эВ. Поэтому энергия электронов в разряде не должна превы-

шать эту величину для обеспечения непрерывного квазисолнечного спектра свечения [8].

С другой стороны, генерация серной лампой излучения в ультрафиолетовом диапазоне частот (особенно в диапазоне температур от 460 °C до 640 °C [7]) позволяет предположить о существовании процесса переизлучения как результата взаимодействия генерируемой световой энергии со средой (пары серы + плазма), ее поглощения и переход во внутреннюю энергию среды с последующим переизлучением на частотах, отличных от частоты поглощенного излучения (ультрафиолетового излучения).

2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ БАЛАНС ИСТОЧНИКА СВЕТА С БЕЗЭЛЕКТРОДНОЙ СЕРНОЙ ЛАМПОЙ

Безэлектродная серная лампа является ключевым элементом осветительной системы, схема которой показана на рис. 1. Как видно, в состав экспериментальной установки для запуска безэлектродной серной лампы входят блок питания 1, СВЧ генератор — магнетрон 2, согласующее устройство 3, резонатор 4, колба лампы 5, содержащая рабочую смесь инертного газа (неона) и серы [9].

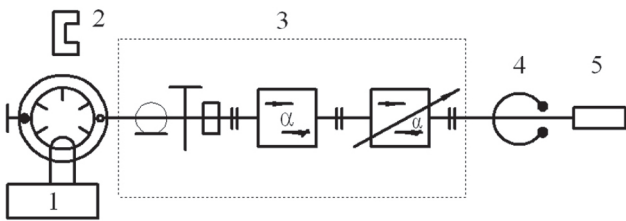


Рис. 1. Схема экспериментальной установки на основе безэлектродной серной лампы

Эффективность работы экспериментальной установки в целом зависит от функциональных особенностей и эффективности работы каждого элемента установки с учетом вносимых ими потерь энергии. В этом случае эффективность работы осветительной системы можно представить как

$$\eta_{\text{эфф}} = \eta_{\text{бп}} \cdot \eta_{\text{магн}} \cdot \eta_{\text{лампа}}, \quad (15)$$

где $\eta_{\text{бп}} \approx 0,98$ — эффективность работы блока питания; $\eta_{\text{магн}} = \frac{P_{\text{свч}}}{P_{\text{бп}}} \approx 0,7$ — коэффициент полезного действия (кпд) магнетрона (при условии, что коэффициент стоячей волны (кsw) в тракте не превышает 1,1.); $P_{\text{бп}}$ — мощность, потребляемая магнетроном от блока питания; $\eta_{\text{лампа}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{свч}}}$ — кпд лампы; $P_{\text{свч}}$ — мощность на выходе магнетрона; $P_{\text{изл}}$ — мощность излучения лампы.

В качестве источника СВЧ колебания используется магнетрон ОМ75S(21) с выходной мощностью $P_{\text{свч}} = 800$ Вт. Отсюда мощность, которая пот-

ребляется от блока питания равна $P_{\text{бп}} \approx 1143$ Вт, мощность, потребляемая от сети $P_0 \approx 1166$ Вт, а мощность излучения лампы $P_{\text{изл}} \approx 286$ Вт.

Как показывает анализ механизма преобразования энергии в элементах установки, эффективность работы осветительной системы, по данным работ [10], равна $\eta_{\text{эфф}} = 0,25$. Из (15) следует, что эффективность преобразования энергии в лампе равна $\eta_{\text{лампа}} = 0,36$. Тогда мощность излучения лампы составляет $P_{\text{изл}} \approx 292$ Вт.

Легко показать, что необходимая для обеспечения работы лампы мощность равна $\Delta P = P_{\text{свч}} - P_{\text{изл}} = 508$ Вт. Данную мощность можно представить в виде

$$\Delta P = P_{\text{мин}} + \Delta P_{\text{доп}}, \quad (16)$$

где $P_{\text{мин}}$ — минимальная мощность, подводимая к кварцевой колбе лампы и обеспечивающая устойчивую ее работу при температурах $T > T_{\text{мин}}$; $\Delta P_{\text{доп}}$ — излишек мощности, который следует отводить от колбы лампы для обеспечения нормальной ее работы. Мощность $\Delta P_{\text{доп}}$ затрачивается на нагрев стенок колбы. При этом следует стремиться к уменьшению мощности $\Delta P_{\text{доп}}$ до значения, которое обеспечивает нагрев колбы лампы до температур $1200^\circ\text{C} > T > T_{\text{мин}}$. Важным условием является также поддержание данной температуры колбы постоянной, что позволит генерировать излучение с устойчивым выходным спектром.

3. СПОСОБЫ ОХЛАЖДЕНИЯ КОЛБЫ И ФИЗИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

В источнике света на основе безэлектродной серной лампы с СВЧ накачкой применяются различные способы охлаждения элементов. Магнетрон охлаждается принудительным конвективным способом при помощи вентилятора, обеспечивающего скорость прокачки воздуха не менее 800 литров в минуту. Блок питания и СВЧ-тракт, как правило, не требуют специальных систем охлаждения, поскольку достаточно эффективно охлаждаются естественным путём. Кварцевая колба лампы в процессе работы имеет наиболее высокую рабочую температуру до 800–1000 °C. Процесс деформации колбы возникает при температуре 1250–1340 °C и зависит от марки применяемого кварцевого стекла КВ и КУ. Размягчение колбы происходит, соответственно, при температурах 1660–1700 °C [11].

Ввиду низкой теплопроводности кварца естественное охлаждение обеспечивается конвекцией и тепловым излучением. Излучение происходит со всего объёма стенки колбы и увеличивается с увеличением толщины стенки кварцевой оболочки. По оценкам работы [10], отводимая мощность путём естественной конвекции в зависимости от характерного размера колбы составляет 1,1–1,5 Вт/см² при 1000 °C, причём с увеличением характерного размера колбы отводимая мощность уменьшается.

Механизм охлаждения путём теплового излучения позволяет отводить мощность до 6 Вт/см² при 1000 °С, причём с увеличением характерного размера колбы отводимая мощность увеличивается, поскольку она пропорциональна площади излучаемой поверхности.

Таким образом, для отвода излишков тепловой мощности $\Delta P_{\text{доп}}$ от сферической колбы естественным путём и поддержания её температуры на уровне 1000 °С, как показывают предварительные расчеты, достаточно выполнить её с внешним радиусом $R_2 = 22$ мм. Такой подход предполагает погрешность не более 10–15 %, поэтому для надёжной работы радиус колбы необходимо выбирать с соответствующим запасом.

При работе колбы в резонаторе электромагнитное поле взаимодействует с заряженными частицами разрядной плазмы и может существенно изменить равномерное распределение температуры на внутренней поверхности колбы. Кварц теряет прозрачность (в результате образования трещин) и механическую прочность, что ведёт к локальному разрушению оболочки. Участки разрушений колбы составляют единицы квадратных миллиметров. Также наблюдаются следы вдавливания размягчённого участка во внутрь колбы при остывании за счёт более высокого атмосферного давления по сравнению с давлением внутри колбы.

Для решения проблемы неравномерного нагрева участков кварцевой колбы применяется система вращения колбы с высокой частотой [2, 12]. В этом случае рабочая смесь под действием центробежной силы сосредотачивается вблизи внутренней поверхности на максимально возможном расстоянии от оси вращения, а потом разряд постепенно заполняет весь объём. Также для охлаждения колбы применяется метод принудительного конвективного охлаждения [13, 4].

При циклических термических нагрузках (200 °С–800 °С) на поверхности колбы могут образовываться трещины глубиной до 0,5 мм как с внутренней, так и с внешней стороны. Это вызвано наличием внутренних напряжений, поверхностных субмикротрещин и наличием молекул воды на поверхности колбы (см. рис. 2). В работе [14] предлагается проводить отжиг не готовых кварцевых деталей, а заготовок, чтобы после термообработки удалить трещины механическим путём либо травлением в плавиковой кислоте.

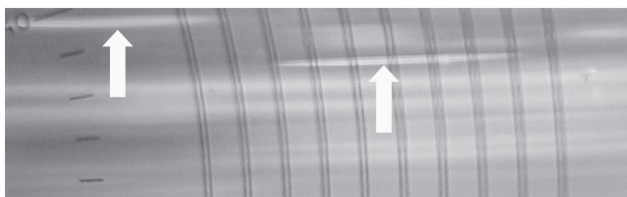


Рис. 2. Микротрещины в стенке кварцевой колбы

Важным вопросом является электромагнитная связь разряда с СВЧ полем, возбуждаемым в

резонаторе. Увеличение размеров колбы существенно влияет на распределение поля в резонаторе и выбранный тип колебаний. Появляются участки плазмы, которые испускают различное по спектральному составу излучение. Эти участки имеют различные электрические характеристики и по-разному поглощают энергию поля СВЧ накачки. Часть пространства колбы используется менее эффективно. При уменьшении размеров кварцевой колбы также ограничивается связь с СВЧ полем и потребляемая мощность, по сравнению с колбами, занимающими весь объём резонатора. В то же время изменение свойств внутреннего пространства резонатора автоматически ведёт к изменению его добротности, распределения и амплитуды СВЧ-поля. Уменьшение размера колбы приводит к снижению её температуры за счёт уменьшения связи с СВЧ полем и отражению части энергии.

Рассмотрим варианты выполнения кварцевых колб в составе источника света, позволяющие минимизировать наиболее опасные факторы, влияющие на перегрев колбы лампы без применения систем принудительного охлаждения колбы.

Часть колбы покрывается материалом, который обладает большим значением коэффициента теплопроводности и экранирует объём покрытой части колбы от влияния СВЧ поля накачки в резонаторе. Фактически таким материалом может быть металл [15].

Рассмотрим работу колбы в составе источника света. Разряд возбуждается под действием СВЧ поля в той части колбы, которая не покрыта материалом, экранирующим внутренний объём покрытой части колбы от СВЧ поля накачки в резонаторе. В экранированной части колбы разряд не возбуждается и её температура близка к температуре окружающей среды. Эта часть колбы с газом работает как термостат, который выводит тепло из разряда за счёт столкновений частиц газоразрядной плазмы с нейтральными молекулами, которые, в свою очередь, передают тепло через кварцевую стенку материалу покрытия, выполняющему функции радиатора, поскольку имеет большое значение коэффициента теплопроводности и эффективно выводит из колбы дополнительное тепло.

Для улучшения контакта колбы с материалом, который обладает большим значением коэффициента теплопроводности, можно использовать термопасту, которая уменьшает тепловое сопротивление контакта. Данный способ охлаждения был проверен экспериментально и оказался работоспособным. С его помощью удалось обеспечить стабильную, надёжную и длительную работу источника света.

Отметим, что металлическое покрытие на поверхности колбы не только изменяет степень связи плазменного разряда с СВЧ полем накачки, но и меняет параметры резонаторной камеры.

Рассмотрим различные резонаторы на основе коаксиальной линии, нагруженной на ёмкость, которые позволяют реализовать предложенный способ охлаждения на практике (рис. 3). Длина резонатора при фиксированных диаметрах стенок изменяется дискретно. С увеличением длины резонатора добротность уменьшается. Внутренний диаметр резонатора выбирается исходя из внешнего диаметра кварцевой колбы. Внешний радиус не должен превышать четверти длины волны СВЧ накачки ($R_2 < 30$ мм).

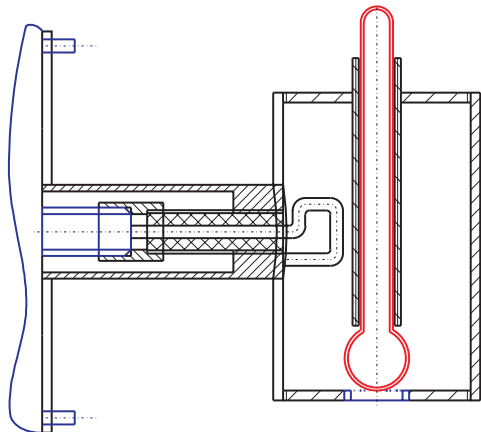


Рис. 3. Коаксиальный резонатор, нагруженный на ёмкость

Электрическое поле сосредоточено в ёмкостном зазоре, где размещается сферическая часть колбы. В этой части увеличивается средняя длина свободного пробега заряженных частиц, вероятность столкновений и снижается амплитуда электрического СВЧ поля, необходимая для возникновения разряда. Такая конструкция резонатора позволяет использовать колбы различной длины. С другой стороны, при такой конструкции колбы распределение температуры на ее поверхности вдоль продольной длины является неравномерным. Вблизи области плазменного разряда температура колбы значительно выше, чем на другом ее конце. Такой недостаток устраняется путём изменения формы кварцевой колбы с добавлением сферической части, объём которой значительно больше объёма, в котором происходит разряд (рис. 4). Сферическая часть более эффективно выполняет функции термостата, чем цилиндрическая часть такого же объёма.

К достоинствам резонатора в этой конструкции можно отнести высокую добротность, малые размеры разрядного промежутка, что позволяет рассматривать его как точечный источник света и наличие элемента для подстройки частоты. Сложности реализации заключаются в изменении параметров резонатора при возникновении разряда, а также за счёт элементов ввода энергии и отверстий для вывода света.

Рассмотрим работу цилиндрических кварцевых колб в объёмных резонаторах. Эти колбы широко применяются в осветительной технике, поскольку они просты в изготовлении. Сложности их

использования в источниках света с СВЧ накачкой связаны с тем, что в резонаторных камерах устанавливается распределение амплитуд, приводящее к неравномерной накачке, и, как следствие, к свечению разной интенсивности и спектра различных участков колбы. С другой стороны, в резонаторных камерах иногда устанавливаются колебания сразу нескольких видов колебаний, что приводит к более равномерной накачке. Перераспределение давления внутри колбы также приводит к сглаживанию неравномерности свечения. При удалении от источника света неравномерность свечения становится невидимой.

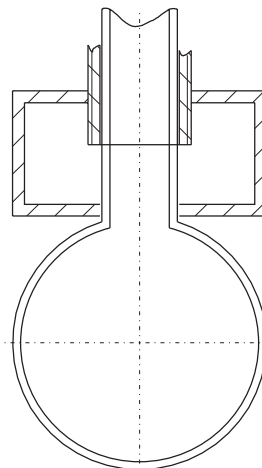


Рис. 4. Коаксиальный резонатор, нагруженный на ёмкость с колбой-термостатом

При работе цилиндрической колбы теплоотдача в окружающее пространство происходит через всю её поверхность, она занимает большее пространство и эффективнее поглощает энергию СВЧ поля, чем точечные источники света.

Один из возможных вариантов конструкции СВЧ-тракта для возбуждения в цилиндрическом резонаторе вида колебаний E_{010} представлен на рис. 5. Отличительной чертой данной конструкции является возбуждение резонатора с помощью проводника с током (штыря), который обеспечивает согласование резонатора с волноводом. Это исключает возможность возбуждения H_{111} вида, имеющего более низкую собственную частоту. Кроме этого одновидовость обеспечивается выбором отношения длины резонатора к его радиусу менее 2,03 [16].

Было проведено измерение температуры колбы на начальной стадии работы лампы. Датчик температуры Т1 был размещён в стенке запредельного волновода на поверхности колбы и защищён от воздействия СВЧ излучения. Измерение температуры проводилось прибором АРА106 с погрешностью 1 °С. Мощность СВЧ накачки регулировалась входным напряжением, которое изменялось от 220 до 180 В. Из графиков (рис. 6) видно, что при большем напряжении питания нагрев происходит за меньшее время. Уменьшая напряжения питания, можно наблюдать за ди-

намикой нагрева и регулировать интенсивность свечения лампы.

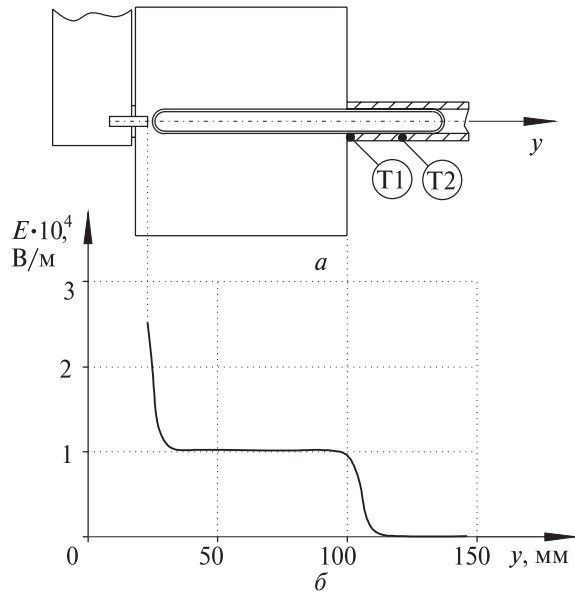


Рис. 5. Возбуждение цилиндрического резонатора на виде колебаний E_{010}

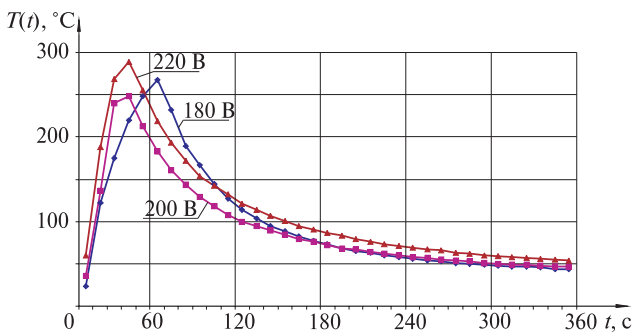


Рис. 6. Зависимость температуры колбы от времени при различных напряжениях питания установки

На рис. 7 представлены экспериментальные зависимости изменения температуры по длине лампы. Датчик температуры поочерёдно размещался в точках T1 и T2, расстояние между которыми 2 см (рис. 5, а). Как видно, температура в точке T1 может во время работы отличаться от температуры в точке T2 более, чем на 100 °С. Это вызвано малой теплопроводностью стекла и наличием металлической пластины вблизи точки T1, которая выполняет функции радиатора и эффективно отводит тепло от колбы. Остывание колбы в окрестности точки T1 также происходит медленнее, благодаря большой теплоёмкости радиатора. Точка T2 имеет тепловой контакт с тонкой металлической трубкой с малой теплоёмкостью, поэтому колба в этом месте быстрее нагревается и быстрее остывает, чем в точке T1 несмотря на различные расстояния от края резонатора. Полученные результаты измерения позволяют сделать вывод, что можно эффективно отводить тепло от экранированной части колбы, используя радиатор.

Спектр излучения регистрировался спектрометром «USB 2.0 Fiber Optical Spectrometer», который фиксировал линию излучения неона 640 нм.

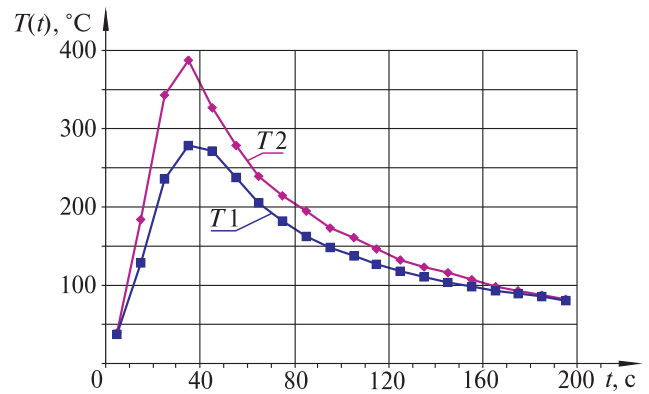


Рис. 7. Зависимость температуры колбы от времени в точках T1 и T2

Исследуем влияние возбуждающего штыря, кварцевой колбы и держателя на распределение E_{010} вида колебания в цилиндрическом СВЧ резонаторе. Наличие в резонаторе дополнительных элементов сдвигает его резонансную частоту на $\Delta f_1 = -35$ МГц, что требует наличие дополнительного устройства подстройки частоты. Увеличения резонансной частоты резонатора можно добиться путем вытеснения магнитного поля электропроводящим телом [16]. Однако эффективность такой подстройки мала (не более $\Delta f_2 = +10 \div 15$ МГц) и ведет к усложнению конструкции. Другой путь — выбор такого радиуса резонатора, при котором резонансная частота будет больше частоты генерации магнетрона на Δf_1 .

На рис. 5, б представлены результаты моделирования распределения амплитуды электрического СВЧ поля вдоль продольной оси цилиндрического резонатора от торца возбуждающего штыря до окончания держателя лампы.

Как видно, амплитуда напряженности электрического поля имеет максимум вблизи возбуждающего штыря, что облегчает возбуждение разряда в лампе. При удалении от штыря поле быстро падает и становится практически однородным по всей длине резонатора. Эту область можно использовать для обеспечения равномерного свечения разряда в цилиндрической колбе по всей длине. Затем электрическое СВЧ-поле быстро убывает до нуля внутри держателя, который представляет собой цилиндрический заперделный волновод. Длина держателя должна быть более 20 мм, чтобы СВЧ поле оставалось внутри резонатора и отсутствовало излучение в окружающее пространство.

Оценочные расчеты уровня ионизации показывают, что существуют режимы, при которых внутри колбы амплитуда напряженности электрического поля в поперечном сечении практически не изменяется. Амплитуда напряженности электрического поля в поперечном сечении резонатора имеет максимум на оси y и падает возле стенок.

Использование цилиндрического резонатора с видом колебаний E_{010} позволяет расположить колбу параллельно вектору электрического поля

и снизить таким образом температуру колбы за счёт снижения числа ударов заряженных частиц о её стенки.

Горизонтальное расположение колбы имеет ряд преимуществ. Упрощается крепление колбы в стенках резонатора, нет необходимости делать это консольно (в одной точке). Появляется возможность расположить несколько колб по высоте так, чтобы сферическая часть попадала в максимум электрического поля резонатора (рис. 8). Это облегчает возбуждение разряда за счёт увеличения длины свободного пробега частиц и увеличения электромагнитной связи разряда с полем СВЧ накачки.

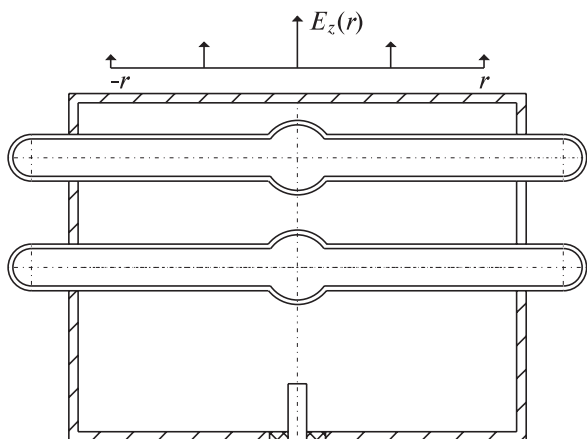


Рис. 8. Горизонтальное расположение колб в цилиндрическом резонаторе

При удалении от оси резонатора амплитуда поля уменьшается, поэтому края колбы имеют меньшую температуру и позволяют охлаждать изнутри сферическую часть колбы, путём обмена частиц. Мощность СВЧ поля накачки расходуется на несколько колб, что приводит к их меньшему разогреву и улучшению теплового режима.

ВЫВОДЫ

В данной работе представлен качественный анализ теплового режима работы и рассмотрены физические принципы работы безэлектродной серной лампы. Показано, что результатом ударной ионизации является образование в колбе лампы плазмы в виде тлеющего разряда, а процесс генерации оптического излучения обусловлен как возбуждением молекул серы ускоренными СВЧ полем заряженными частицами образованной плазмы, так и явлением переизлучения световой энергии средой (пары серы + неон) на частотах, отличных от частоты поглощенного ультрафиолетового излучения (область «малых» температур до 600 °С).

Анализ физики работы лампы показывает, что процесс нагрева колбы до 460–640 °С является необходимым и достаточным для нормальной ее работы. Дальнейшее увеличение температуры ухудшает эффективность работы лампы и приводит к росту тепловых потерь. Оценка энергетического баланса показывает, что в лампе и узлах ее конструкции выделяется в виде тепла более

60% от подводимой СВЧ мощности. Представлен анализ причин разрушения кварцевой колбы, вызванный процессом нагревания.

Исследована динамика разогрева колбы до 400 °С. Эта температура достигается менее, чем за минуту. Процесс остывания колбы до температуры 50 °С занимает 5 минут. Установлено, что улучшению теплоотвода способствует контакт лампы с резонатором, который выполняет функции радиатора. Часть тепла из колбы отводится благодаря взаимодействию частиц из разряда с нейтральными молекулами, находящимися в экранированной от СВЧ поля части колбы. Температура поверхности колбы в различных точках при фиксированной мощности накачки может отличаться более чем на 100 °С.

Проведены измерения температуры при различных напряжениях питания, показаны способы управления динамикой разогрева колбы. Установлено, что процесс нагревания с уменьшением напряжения происходит дольше и в этом режиме можно наблюдать поэтапное развитие разрядного процесса.

Рассмотрены физические механизмы естественного и принудительного охлаждения колбы лампы и их сочетание.

Литература.

- [1] Шлифер Э.Д. Некоторые особенности и проблемы создания осветительных и облучательных устройств на базе безэлектродных газоразрядных ламп с СВЧ накачкой. — Светотехника, 1999, № 1, с. 6–9.
- [2] Гутцайт Э.М. Безэлектродные источники света, использующие электромагнитную энергию высоких и сверхвысоких частот // Радиотехника и электроника. — 2003. — Т. 48, №1, С. 5–38.
- [3] Ефимкина В.Ф., Софронов Н.Н. Светильники с газоразрядными лампами. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 104 с.
- [4] Michael G. Ury, Charles H. Wood. Method and Apparatus for cooling Electrodeless Lamps, USA Patent # 4,695,757 (1987), PP 6.
- [5] Мик Дж. М., Крэгс Дж. Д. Электрический пробой в газах. — М.: Издательство иностранной литературы, 1960. — 605 с.
- [6] Макдональд А.Д. Сверхвысокочастотный пробой в газах. — М.: Мир, 1969. — 206 с.
- [7] Козлов А.Н., Ляхов Г.А., Павлов Ю.В., Резников А.Е., Умарходжаев Р.М., Шлифер Э.Д. СВЧ и ВЧ возбуждение разряда в парах серы с неоном // Письма в ЖТФ. — 1999. — Т. 25, № 13. — С. 27–33.
- [8] Шукин А.Ю. СВЧ-разряд в аргон-серной смеси в высокоэффективном источнике света с малой мощностью питания: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук: 01.04.13. — Москва, 2009. — 95 с.
- [9] Мачехин Ю.П., Чурюмов Г.И., Одаренко Е.Н., Фролова Т.И., Старчевский Ю.Л., Экезли А.И. Безэлектродная серная лампа с СВЧ-накачкой // Светотехника. — 2008. — №3. — С. 9–14.
- [10] Прокопенко А.В. Разработка высокоэффективных источников видимого света на базе серных ламп: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук: 01.04.13. — Москва, 2001. — 152 с.

- [11] ГОСТ 15130-86.
- [12] Brian Turner, Mohammad Kamarehi, Leslie Levine, Michael G. Ury Electrodeless Lamp with Improved Efficacy, USA Patent # 5,831,386 (1998), PP 7.
- [13] Ury M. G., Wood C. H., Dolan J. T. Lamp including sulfur, USA Patent # 5,404,076 (1995), PP 9.
- [14] Лунин Б.С., Торбин С.Н. Образование дефектов поверхности кварцевого стекла при термообработке // Вестник Московского университета. Сер. 2. Химия. — 2005. — Т. 46, № 6. — С. 378-381.
- [15] Рішення про видачу деклараційного патенту на корисну модель Заявка № u 2009 08270. Вхідний номер листа 19 жовтня 2009 №11711/1 Україна, МПК (2009) H01J 65/04, H05B 41/24. Пристрій для освітлення на основі безелектродної лампи з НВЧ-накачкою: Г.І.Чурюмов, Ю.П. Мачехін, Ю.Л. Старчевський; Харківський національний університет радіоелектроніки; Заявл. 05.08.2009.
- [16] Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Главная редакция физико-математической литературы, 1989. — 607 с.



Поступила в редколлегию 19.04.2010

Чурюмов Геннадий Иванович, доктор физико-математических наук, профессор. Область научных интересов: математическое моделирование вакуумных приборов СВЧ; теория и техника СВЧ, применение СВЧ технологий.



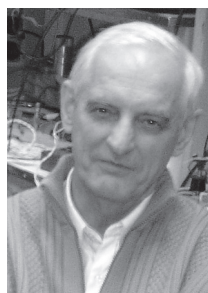
Одаренко Евгений Николаевич, кандидат физико-математических наук, с.н.с., доцент кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: многомерные теоретические модели электровакуумных приборов мм диапазона; численное моделирование физических процессов в сложных электронно-волновых системах.



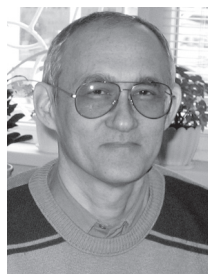
Фролова Татьяна Ивановна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: разработка трехмерных математических моделей вакуумных приборов; численное моделирование нелинейных процессов в нетрадиционных приборах со скрещенными полями; проектирование новых электронных СВЧ-приборов.



Старчевский Юрий Львович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: разработка трехмерных математических моделей электронных приборов; моделирование нелинейных физических процессов в мощных приборах СВЧ; математическое моделирование генерации мощных электронных пучков.



Герасимов Владимир Петрович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: моделирование физических процессов в электронных приборах и устройствах; автоматизированное компьютерное проектирование СВЧ-приборов.



Иванцов Валентин Петрович, инженер кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: разработка и исследование электронных приборов; современные источники света.



Экезли Андрей Игоревич, аспирант кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: разработка трехмерных математических моделей электронных приборов; исследование СВЧ-трактов для улучшения работы магнетронов.

УДК 621.385.12, 621.385.64, 621.385.8

Якісний аналіз теплового режиму роботи безелектродної сіркової лампи з НВЧ накачкою / Г.І. Чурюмов, Є.М. Одаренко, Т.І. Фролова, Ю.Л. Старчевський, В.П. Герасимов, В.П. Іванцов, А.І. Екезлі // Прикладна радіоелектроніка: науч.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 232-239.

У даній роботі розглянуті теплові режими роботи безелектродної лампи з НВЧ-накачкою. Показаний енергетичний баланс безелектродної сіркової лампи з НВЧ-накачкою. Описані фізичні процеси, що призводять до перегріву та виходу з ладу кварцових колб. Запропоновані шляхи по зменшенню теплового навантаження колби та забезпеченню її теплового режиму при роботі лампи. Проведені вимірювання температури колби та показані шляхи її регулювання.

Ключові слова: сіркова лампа, НВЧ накачка, тепловий режим.

Іл. 8. Бібліогр.: 19 найм.

UDC 621.385.12, 621.385.64, 621.385.8

Qualitative analysis of the thermal regime of an electrodeless sulphuric lamp with microwave pumping / G.I. Churyumov, Ye.N. Odarenko, T.I. Frolova, Yu.L. Starchevskiy, V.P. Gerasimov, V.P. Ivantsov, A.I. Ekezhli // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 232-239.

Thermal modes of operation of an electrodeless lamp with microwave pumping are considered in this paper. Energy balance of the electrodeless sulfuric lamp with microwave pumping is shown. Physical processes that lead to overheat and damage of quartz retorts are described. Some ways of reducing the thermal loading of a retort and providing its thermal regime during the operation of the lamp are offered. Measurements of the retort temperature are executed and ways of adjusting the retort temperature are considered.

Key words: sulphuric lamp, microwave pumping, thermal regime.

Fig. 8. Ref.: 19 items.

ЛАЗЕРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ РАССТОЯНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА СПЕКТРАЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

К.А. ЛУКИН, Ю.П. МАЧЕХИН, А.А. МОГИЛА, Д.Н. ТАТЬЯНКО, В.М. БАБИЧ, А.С. ЛИТВИНЕНКО

Представлены результаты разработки лазерного устройства, обеспечивающего абсолютные измерения расстояний с интерферометрической точностью. В основе принципа работы этого устройства лежит метод спектральной интерферометрии, реализованный в оптическом диапазоне с помощью шумовых сигналов. В работе показано, что использование одномодового излучения полупроводниковых лазеров с естественной шириной линии до 200 МГц позволяет осуществлять прецизионные измерения расстояний, начиная от 75 сантиметров и до сотен метров.

Ключевые слова: лазерный измеритель расстояния, спектральная интерферометрия, длина когерентности, гетеродин.

ВВЕДЕНИЕ

Известные лазерные устройства, обеспечивающие относительные и абсолютные измерения расстояний, представляют собой либо интерферометры перемещения, либо импульсные и фазовые дальнометры. Эти устройства нашли широкое применение при решении разнообразных практических задач. Так, например, лазерные измерительные интерферометры перемещений являются неотъемлемой частью обрабатывающих станков в машино- и приборостроении. Лазерные импульсные и фазовые дальнометры позволяют осуществлять измерения расстояний при топографических и кадастровых изысканиях на поверхности земли. Однако у этих методов существуют свои недостатки. Одним из основных является необходимость выполнения интерферометрических измерений в динамическом режиме, когда отражающее зеркало перемещается вдоль измеряемого расстояния.

В последнее время активно развивается шумовая радиолокация [1-2], и в частности, шумовые радары, основанные на методе спектральной интерферометрии или методе модифицированной двойной спектральной обработки [1-4]. Экспериментальные и теоретические исследования особенностей шумовых радаров микроволнового и миллиметрового диапазонов, принцип действия которых основан на методе спектральной интерферометрии, показали перспективность реализации этого метода и в оптическом диапазоне. По-сути, результаты исследований этих шумовых радаров и созданные методы спектральной обработки послужили основой разработки оптического шумового радара со спектральной обработкой отраженных сигналов, который позволил бы осуществлять прецизионные измерения расстояний с погрешностью сравнимой с погрешностью оптических интерферометров.

Целью настоящей работы были исследования условий реализации шумового лазерного измерителя расстояний (ШЛИР) для обеспечения прецизионных абсолютных измерений расстояний в диапазоне от долей миллиметров до десятков метров.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ШЛИР

Метод спектральной интерферометрии (или метод двойной спектральной обработки) [1-4] основан на линейной интерференции гармонических составляющих спектра зондирующего и отраженного сигналов, если выполняется условие

$$\Delta f > c/2L_0$$

полного отсутствия интерференции амплитуд сигналов из-за большой задержки $\tau_0 = 2L_0/c$ отраженного сигнала относительно зондирующего. Здесь Δf — ширина спектра зондирующего сигнала, c — скорость света в вакууме, L_0 — дальность до отражателя, τ_0 — время распространения сигнала до отражателя и обратно. Метод может быть реализован с помощью классического интерферометра Майкельсона (рис. 1).

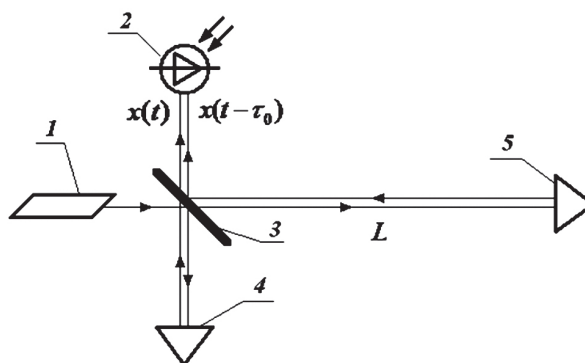


Рис. 1. Схема интерферометра Майкельсона: 1 — He-Ne лазер с шумовой модуляцией; 2 — фотоприемник; 3 — светоделительная пластина; 4 — отражатель опорного канала интерферометра; 5 — отражатель измерительного канала интерферометра

Амплитуда сигнала на входе фотоприемника

$$x_{\Sigma}(t, \tau_0) = x(t) + x(t - \tau_0) \quad (1)$$

образуется в результате суммирования отраженного $x(t - \tau_0)$ и зондирующего $x(t)$ сигналов и не зависит от времени задержки, где t — текущее время. Поэтому она не несет информации о расстоянии до отражателя. Анализ [1, 4] спектра мощности $F_{\Sigma}(f)$ суммарного сигнала $x_{\Sigma}(t, \tau_0)$ позволяет получить информацию о дальности L_0 отражате-

ля. Для одиночного отражателя спектр мощности на входе фотоприемника можно записать в следующем виде

$$F_{\Sigma}(f, \tau_0) = 2F(f)\{1 + \cos(2\pi f\tau_0 + \theta)\}, \quad (2)$$

где θ — разность фаз между опорным и отраженным сигналами.

Основная особенность спектра (2) этого сигнала состоит в периодическом чередовании максимумов и минимумов на оси частот, которые являются следствием интерференции гармонических спектральных составляющих суммируемых сигналов. Период этого чередования обратно пропорционален времени запаздывания τ_0 отраженного сигнала относительно зондирующего, что дает возможность однозначно оценивать расстояние до отражателя. Для этого измеряется разность Δf_m частот f_1 и f_2 , соответствующая положению двух соседних максимумов спектра мощности (2) и расстояние находится из соотношения

$$L_0 = \frac{c}{2\Delta f_m} = \frac{c}{2(f_1 - f_2)}. \quad (3)$$

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ШЛИР

Принцип работы разработанного дальномера основан на использовании оптического сигнала, ширина спектральной линии которого обеспечивает минимальную дальность $L_{\min}$ измерений. При использовании лазерного излучения это требование означает, что ширина спектра Δf зондирующего сигнала по уровню -3 дБ должна удовлетворять следующему условию [4]

$$\Delta f > |f_1 - f_2| = c/2L_{\min}. \quad (4)$$

Максимальная дальность измерений $L_{\max}$ определяется разрешающей способностью δf анализатора спектра [4]

$$L_{\max} \leq c/2\delta f = cT_s/2, \quad (5)$$

где T_s — длительность зондирующего сигнала.

Существует несколько методов получения шумовых оптических сигналов с требуемой шириной Δf спектра. В работе рассмотрена возможность частотной модуляции излучения одночастотного, одномодового He-Ne лазера шумовым сигналом радиочастотного диапазона с помощью акустооптического модулятора.

Другой метод заключается в использовании одномодового излучения инжекционных полупроводниковых лазеров, изготовленных по обычной технологии, которая обеспечивает ширину лоренцевского спектра зондирующего сигнала в пределах 200 МГц. Эта величина зависит от рабочего тока полупроводникового лазера, поэтому путем подбора режима работы полупроводникового лазера можно обеспечить либо ее увеличение, либо небольшое уменьшение.

Для регистрации спектра оптического сигнала модулированного по частоте, с шириной спектра в несколько сотен мегагерц, необходимо использовать гетеродинный приемник. С его помощью спектр частотно модулированного сигнала преобразуется из оптического диапазона в радиодиапазон. Поэтому, используя лазер с шумовой частотной модуляцией для получения суммарного информационного сигнала в радиодиапазоне, необходимо использовать другой лазер, частота которого отличается от средней частоты оптического зондирующего сигнала не менее, чем на половину ширины спектра шумового зондирующего сигнала.

Общая структурная схема ШЛИР, представленная на рис. 2, включает в себя два лазера 1 и 8, генерирующих в одном диапазоне оптических частот. Один из них 1 является лазером—гетеродином с частотой сигнала f_G , излучение которого одномодовое и одночастотное, с узкой естественной шириной линии излучения. В общем случае ширина линии излучения лазера гетеродина, как и стабильность частоты его излучения, определяют точность выполняемых частотно-временных измерений. Лазер—гетеродин имеет одно отличие от измерительного лазера — он не имеет шумовой частотной модуляции, а оптическая частота и ее стабильность совпадают с этими же параметрами измерительного лазера. Лазерный гетеродин должен обладать следующими характеристиками, необходимыми для работы ШЛИР. Во-первых, чтобы избежать неоднозначности в измерениях, спектр излучения лазера должен быть одночастотным и одномодовым (рабочая мода ТЕМ₀₀). Во-вторых, относительная нестабильность оптической частоты зависит от требуемой точности измерений и не должна быть меньше 10^{-9} .

Второй лазер 8 является измерительным. Его выходной сигнал модулирован по частоте с помощью шумового радиочастотного сигнала в полосе нескольких сотен мегагерц. Средняя частота его спектра f_N . Для суммирования (1) опорного $x(t)$ и отраженного $x(t - \tau_0)$ шумовых сигналов, генерируемых с помощью измерительного лазера и переноса их спектров в диапазон промежуточных частот в структуру ШЛИР, введены два преобразователя частоты, выполненных на основе лавинных фотодиодов.

Первый преобразователь ШЛИР предназначен для получения опорного шумового сигнала в диапазоне радиочастот

$$f_{пч1}(t) = f_G(t) - f_N(t). \quad (6)$$

Второй — предназначен для преобразования в радиочастотный диапазон измерительного сигнала. На его вход поступает оптический сигнал, отраженный от исследуемого предмета и излучение гетеродинного лазера

$$f_{пч2}(t) = f_G(t) - f_N(t - \tau_0). \quad (7)$$

Ширина спектра шумового оптического сигнала должна находиться в интервале от 50 до 200 МГц, в зависимости от условий применения лазерного измерителя.

Основная проблема при создании ШЛИР заключалась в подборе необходимых лазерных источников. При всех преимуществах частотно модулированного оптического зондирующего сигнала процесс его получения очень дорогостоящий. Поэтому он был исключен из исследований. С учетом простоты и реализации всех требуемых параметров, целесообразно использовать полупроводниковые лазеры, работающие в диапазоне частот лазера гетеродина. В качестве оптического гетеродина выбран одночастотный одномодовый He-Ne лазер с длиной волны 632,8 нм. Ширина линии излучения этого лазера не более 20 кГц, а пассивная относительная нестабильность частоты на интервале времени измерения от 0,1 до 10 секунд не хуже 10^{-9} . Эти параметры сигнала лазерного гетеродина обеспечивают преобразование спектра шумового оптического сигнала в радиодиапазон без дополнительных искажений. Используемый He-Ne лазер-гетеродин не имеет активной стабилизации частоты, поэтому в условиях стабильных параметров внешней среды, значение частоты этого лазера может медленно изменяться (6-7) в пределах зоны свободной дисперсии и время измерений не должно превышать 1–2 с.

Совокупность требуемых параметров к измерительному лазеру может быть реализована в полупроводниковом лазере. Преимущества полупроводниковых лазеров перед газовыми и твердотельными заключаются в следующем:

- получение необходимой ширины линии излучения осуществляется подбором величины тока питания лазера, при котором лоренцевское уширение линии излучения будет достигать требуемого значения;

- подстройка частоты оптического излучения до заданного значения осуществляется с помощью токовой и температурной перестройки режима работы лазера.

В этой связи, в ШЛИР в качестве источника лазерного шумового сигнала использовался полупроводниковый лазер 8 (рис. 2), который работает при нормальных условиях на центральной длине волны 635 нм. Для обеспечения работы этого лазера в диапазоне излучения лазера-гетеродина (He-Ne лазер с центральной длиной волны излучения 632,8 нм) разработана система контроля и перестройки температурного режима работы полупроводникового лазера. Эта система позволяет устанавливать и удерживать необходимый уровень температуры, при котором частота (длина волны) излучения измерительного полупроводникового лазера отличается от частоты излучения He-Ne лазера гетеродина на величину, которая равна промежуточной частоте.

Для реализации ШЛИР на основе He-Ne лазера-гетеродина и измерительного полупроводникового лазера разработан макет оптического блока, представленный на рис. 2.

Оптический блок предназначен для: генерации и передачи в открытое пространство излучения полупроводникового лазера; приема отраженного от объекта излучения; переноса шумового сигнала из оптического диапазона в радиодиапазон путем гетеродинирования оптических сигналов. Для измерения параметров сигнала шумовой модуляции важно, чтобы частота лазера гетеродина оставалась постоянной в течение периода измерений.

Приёмно-передающая часть оптического блока сконструирована на базе телескопа-рефрактора системы Ньютона. Такой выбор объясняется тем, что зеркало даёт изображение лучшего качества, чем линзовый объектив; изготовление

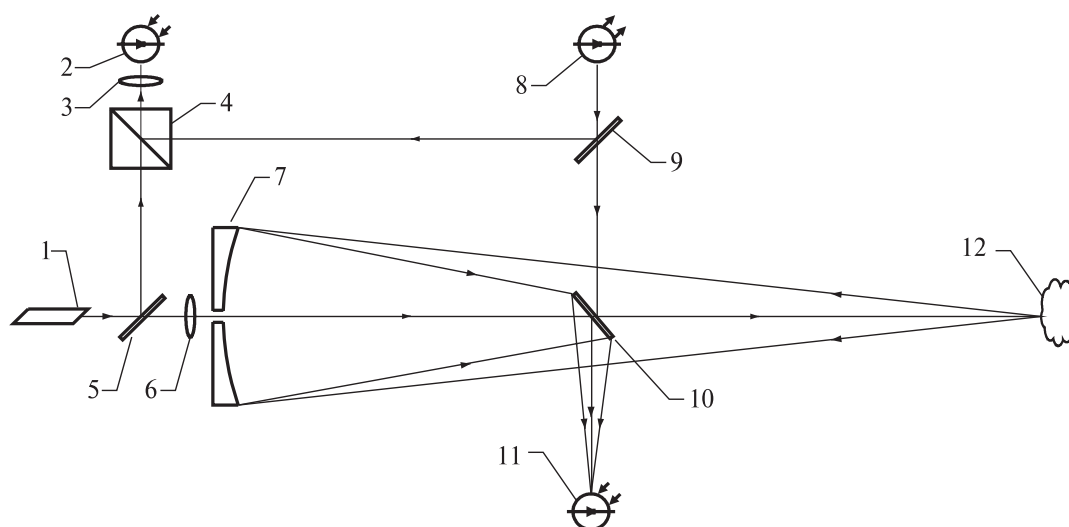


Рис. 2. Схема оптического блока ШЛИР:

1 — He-Ne лазер-гетеродин; 2 — фотоприемник опорного канала; 3 — коллимирующая линза; 4 — делительная призма; 5 — делительная пластина; 6 — коллимирующая линза; 7 — главное зеркало; 8 — полупроводниковый лазер; 9 — делительная пластина; 10 — двухстороннее диагональное зеркало; 11 — фотоприемник измерительного канала; 12 — объект

телескопа-рефрактора проще и дешевле, а, кроме того, такая схема позволяет наиболее удачно совместить объектный (отраженный от объекта) и опорный лучи, сведя к минимуму количество оптических элементов, что приводит к снижению потерь и упрощению юстировки всей системы. Особенностью этого блока является то, что главное зеркало 7 на рис. 2 имеет отверстие для ввода луча лазера-гетеродина 1 на фотоприёмник 11.

Излучение He-Ne лазера-гетеродина 1 (рисунок 2) попадает на делительную пластину 5. При этом отраженный от делительной пластины 5 луч направляется на интегрирующую призму 4 и далее через фокусирующую линзу 3 на фотоприемный модуль 2 опорного канала. Прошедшее через делительную пластину 5 излучение лазера-гетеродина 1 направляется через корректирующую линзу 6 и через отверстие в главном зеркале 7 на внутреннюю поверхность двухстороннего диагонального зеркала 10 оптического приемно-передающего блока и далее на фотоприемный модуль 11 измерительного канала. Особенностью диагонального зеркала 10 является то, что оно имеет две отражающие поверхности (внешнюю и внутреннюю) расположенные параллельно.

Излучение полупроводникового лазера 8 попадает на делительную пластину 9. При этом отраженный от делительной пластины 9 луч направляется на интегрирующую призму 4, складывается с лучом лазера-гетеродина 1 и направляется на фотоприемный модуль 2 опорного канала. Прошедшее через пластину 9 излучение лазера 8 попадает на двухстороннее диагональное зеркало 10. Отразившись от внешней поверхности зеркала 10, лазерный луч направляется на объект (отражатель) 12, после чего, отраженный от объекта луч распространяется в обратном направлении в приёмно-передающий блок. Расходящееся

излучение, отраженное от объекта 12, попадает на вогнутое главное зеркало 7, направляется на внутреннюю поверхность диагонального зеркала 10 и далее фокусируется на фотоприёмник 11, где складывается с лучом гетеродинного лазера 1.

Частотный интервал, в котором могут наблюдаться биения между лазерами (сигнал промежуточной частоты), определяет полосу частот разработанного фотоприемного устройства. В результате работы оптического блока на выходе фотоприемного модуля 2 формируется опорный сигнал биений в радиодиапазоне, а на выходе фотоприемного модуля 11 формируется измеряемый сигнал биений также в диапазоне радиочастот.

На основании проведенного исследования и анализа существующих технических решений была разработана схема фотоприемного блока, который обеспечивает регистрацию сигнала биений между оптическими частотами He-Ne лазера и полупроводникового лазера.

Схема базируется на использовании двух фотоприемных модулей, каждый из которых содержит лавинный фотодиод, трансимпедансный усилитель, быстродействующий дифференциальный усилитель, высоковольтный источник напряжения смещения лавинного фотодиода и источник питания фотоприемного модуля. Блок-схема фотоприемных модулей измерительного и опорного каналов представлены на рис. 3 (обведены пунктирной линией).

Разработанная схема с использованием двух фотоприемных модулей позволяет реализовать двухканальный фотоприемный блок, в котором один канал служит для приема отраженного от объекта сигнала, а второй канал принимает, в качестве опорного, выходное излучение устройства. Два канала фотоприемного блока имеют аналогичные электронные принципиальные схемы.

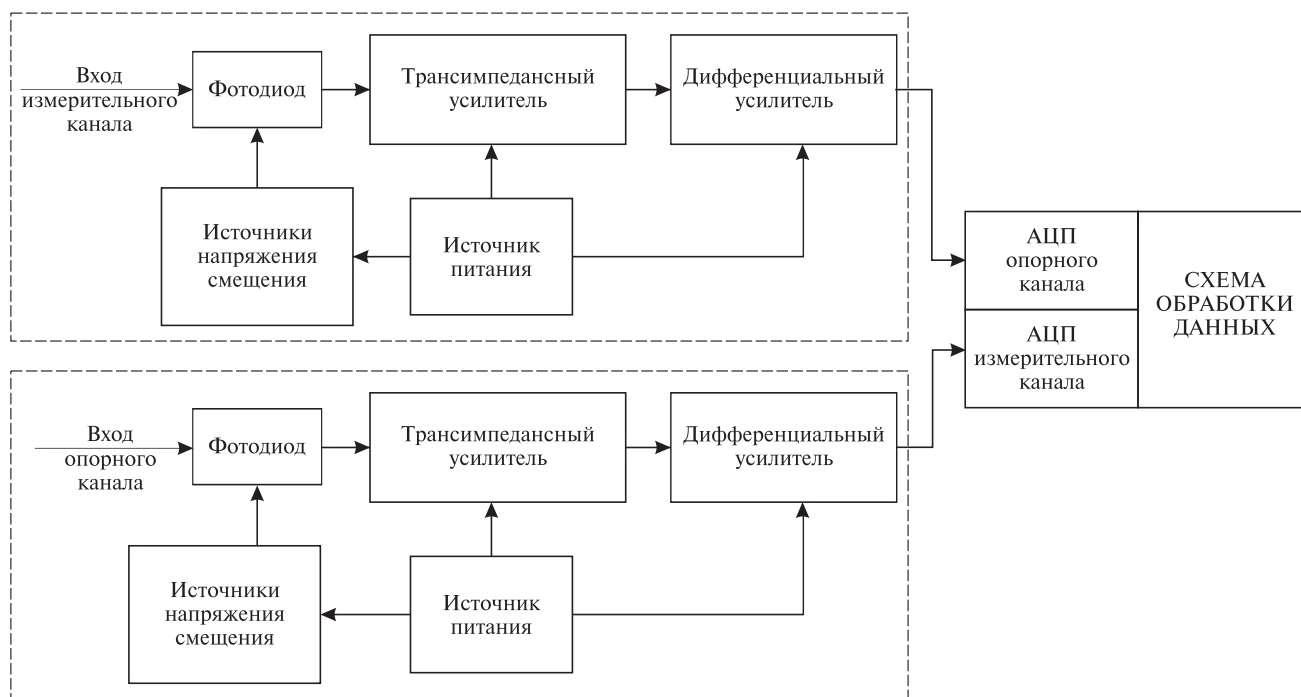


Рис. 3. Блок-схема приемной части ШЛИР

Сигналы на выходе фотоприемных блоков поступают на два канала высокоскоростного АЦП и далее на схему обработки данных (рис. 3).

Сравнение отраженного и опорного сигналов на выходе этих двух каналов дает возможность выявить составляющую помех, вносимую в отраженный сигнал объектом, а также составляющую помех, вносимую в отраженный сигнал в процессе его прохождения до объекта и обратно.

Преобразование оптического сигнала в радиодиапазон осуществляется при помощи фотодетектирования фотодиодом оптических сигналов полупроводникового лазера-передатчика и He-Ne лазера-гетеродина. Гетеродинная схема преобразования особенно полезна для детектирования слабых оптических сигналов, когерентных с сигналом лазера-гетеродина.

При рабочей частоте лазера-гетеродина $4,74 \times 10^{12}$ Гц и квантовой эффективности фотодиода 65 % минимальная детектируемая мощность P_{min} составляет $0,12 \times 10^{-9}$ Вт. Учитывая технические требования к фотоприемному блоку в части рабочего отношения сигнал/шум, равного $S/N=10$ (20 дБ), нижней границей мощности входного сигнала можно считать уровень в 10^{-9} Вт. Поскольку динамический диапазон фотоприемного блока должен перекрывать пять порядков изменения мощности входного сигнала, то верхним пределом мощности входного сигнала выбран уровень 10^{-4} Вт.

Если два оптических пучка не параллельны, не освещают один и тот же участок приемной площадки фотоприемника или падают под углом, тогда величина отношения сигнал/шум и минимальной детектируемой мощности отличаются от указанных выше. Это обязывает производить тщательную юстировку между пучками лазера-гетеродина и отраженного сигнала для сохранения постоянства фазы по всей поверхности приемной площадки фотодиода. Кроме того, максимально достижимое отношение сигнал/шум ограничено также искажениями фронта отраженной волны при распространении ее в атмосфере. Поэтому расчетные значения нижней границы мощности входного сигнала должны быть увеличены с учетом неидеальных условий измерений. Для расчета коэффициента передачи сигнала от входа до выхода всего устройства принят уровень мощности входного сигнала в 10^{-7} Вт.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ШЛИР

Работоспособность системы была исследована с использованием монохромных сигналов от двух HeNe лазеров в качестве измерительного и гетеродинного источников. С помощью фотоприемников ШЛИР и высокоскоростной платы АЦП зафиксированы и затем программно обработаны временные ряды опорного и измерительного сигналов. Получены сигналы биения от этих лазеров в опорном (фотоприемник 2, рис. 2) и в измерительном (фотоприемник 11, рис. 2) ка-

налах. Спектральные характеристики сигналов представлены на рис. 4 и 5.

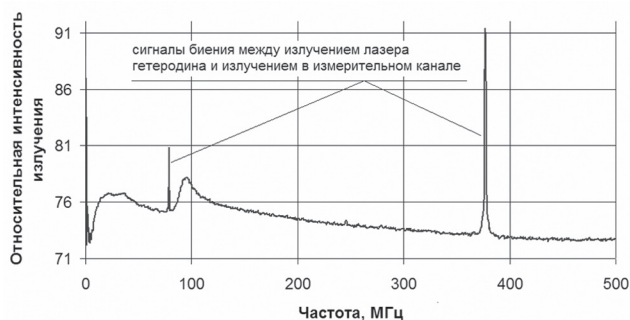


Рис. 4. Спектр сигнала измерительного канала

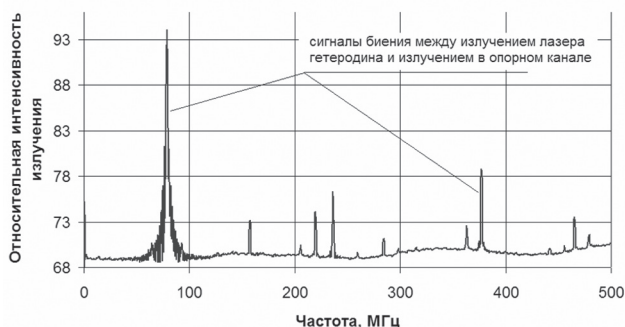


Рис. 5. Спектр сигнала опорного канала

Сигнал биения между излучением измерительного лазера и лазера гетеродина присутствует на частотах ~ 80 МГц и ~ 380 МГц в обоих каналах, что свидетельствует о правильной работе исследуемого макета ШЛИР.

ВЫВОДЫ

В настоящей работе разработан и исследован шумовой лазерный измеритель дальности. Разработка проведена на базе шумовой радарной технологии. Модуль оптического передатчика проектировался в соответствии с теорией одно- и многомодовых лазерных источников, приемника — на основе теории оптических фокусирующих устройств слабо коллимированных лазерных пучков. Обработка оптических сигналов выполнена на основе спектральной интерферометрии. Обосновано использование в качестве источника шумовых сигналов одномодовых инжекционных полупроводниковых лазеров без дополнительной внешней модуляции. Для приема оптических отражений обоснована двухканальная супергетеродинная схема.

Лабораторные исследования подтвердили перспективность применения шумового лазерного дальномера и спектральной интерферометрии для прецизионного измерения абсолютных расстояний с погрешностью, которая сравнима с погрешностью оптических интерферометров в диапазоне дальностей от долей миллиметра до десятков метров.

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта УНТЦ № 3377.

Литература.

- [1] К.А.Лукин. Шумовая радарная технология // Радиофизика и электроника. — Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. — 1999. — 4, № 3. — С. 105-111.
- [2] K.A. Lukin. Millimeter Wave Noise Radar Applications, Theory and Experiment / Proc. of the MSMW2001 Symposium, June 4-9, 2001, Kharkiv, Ukraine, 2001, VI, P. 68-73.
- [3] K.A.Lukin, V.V.Kulyk and A.A.Mogyla. Spectral Interferometry method and autodyne (self-mixing) effect for Noise Radar Application / Proc. Int. Workshop on the Noise Radar Technology, Sept., 18-20, 2002, Yalta, Crimea, Ukraine, pp.179-186.
- [4] А.А.Могила, К.А.Лукин, В.В.Кулик. Статистическая погрешность измерения расстояния методом спектральной интерферометрии. // Радиофизика и электроника, том 5, №1, 2000. — С. 163-170.

Поступила в редколлегию 21.04.2010

Лукин Константин Александрович, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. отделом НДЭС ИРЭ НАН Украины, IEEE Fellow, ICTP Senior Associate, руководитель исследовательской группы «Шумовая радарная технология» Научно-Исследовательского Агентства НАТО. Область научных интересов: динамический хаос и генерация хаотических колебаний, цифровая обработка случайных сигналов, шумовая радарная технология и наземные РСА для дистанционного зондирования.



Мачехин Юрий Павлович, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.



Могила Анатолий Андреевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ИРЭ им. А.Я.Усикова НАН Украины. Область научных интересов: статистическая радиофизика, радиолокация, радиотехнические системы, модели сигналов и методы их обработки.



Татьянко Дмитрий Николаевич, ведущий инженер Института радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова НАН Украины. Область научных исследований: спектральная интерферометрия для прецизионных измерений расстояний, прецизионные измерения энергетических и спектральных характеристик когерентного и шумового оптического излучения.



Бабич Валентин Михайлович, ведущий инженер ННЦ «Института метрологии». Область научных интересов: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.



Литвиненко Анатолий Савельевич, канд. техн. наук, доцент кафедры светотехники и источников света Харьковской национальной академии городского хозяйства. Область интересов: голография, метрология, светотехника.

УДК 681.785.57

Лазерний вимірювач відстані на основі методу спектральної інтерферометрії / К.О. Лукин, Ю.П. Мачехин, А.А. Могила, Д.М. Татьяна, В.М. Бабич, А.С. Литвиненко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 240-245.

Наведено результати розробки лазерного пристрою, який забезпечує вимірювання абсолютної відстані з інтерферометричною точністю. В основі принципу його роботи лежить метод спектральної інтерферометрії, який реалізовано за допомогою шумових оптичних сигналів. У роботі показано, що використання одномодового випромінювання напівпровідникових лазерів з природною шириною лінії до 200 МГц дозволяє здійснювати прецизійне вимірювання відстані, починаючи з 75 см і до сотні метрів.

Ключові слова: лазерний вимірювач відстані, спектральна інтерферометрія, довжина когерентності, гетеродин.

Лл. 05. Бібліогр.: 04 найм.

UDC 681.785.57

Laser distance meter on the basis of spectral interferometry method / K.A. Lukin, Yu.P. Machekhin, A.A. Mogila, D.N. Tatyanko, V.M. Babich, A.S. Litvinenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 240-245.

Results of developing a laser-based device which provides absolute measurements of distances with interferometry accuracy are presented. The device exploits spectral interferometry method which is realized in optical frequency range with the help of noise signals. The paper shows that using a single mode operation of a semiconductor laser with a natural spectrum width up to 200 MHz enables to carry out precise measurements of distances within the range of 75 cm up to hundreds of meters.

Key words: laser distance meter, spectral interferometry, coherence length, heterodyne.

Fig. 05. Ref.: 04 items.

МАГНИТОГИДРОДИНАМИЧЕСКОЕ ПОЛЕ В ДИССИПАТИВНОЙ СРЕДЕ

А.А. АЛЕКСАНДРОВА, Ю.Н. АЛЕКСАНДРОВ

В работе обобщается метод интегральных уравнений решения краевых задачах линейной магнитной гидродинамики на случай диссипативных сред.

Ключевые слова: магнитогидродинамическое поле, диссипативная среда, разрывная функция.

ВВЕДЕНИЕ

Характер взаимодействия движущихся электропроводящих жидкостей и газов с магнитным полем определяется числом Рейнольдса $Rm = Lu/v_m$, где L и u — характерные длина и скорость, а $v_m = c^2/4\pi\sigma$ — коэффициент диффузии или магнитная вязкость. Наиболее ярко законы магнитной гидродинамики проявляются при $Rm \gg 1$, т.е. в случае большой проводимости среды или ее больших размеров. Это условие выполняется для астрофизических объектов, а в лабораторных условиях — для горячей плазмы термоядерных устройств. Предельный случай $Rm \rightarrow \infty$, когда можно пренебречь диффузией магнитного поля и когда работает приближение идеальной магнитной гидродинамики, освещен достаточно хорошо в литературе. В этом случае влияние движения электропроводящей жидкости на магнитное поле допускает наглядную интерпретацию, указанную Альфвеном [1] и заключающуюся в том, что магнитные силовые линии как бы приклеены к частицам жидкости и увлекаются ими при движении. В реальных средах всегда присутствует вязкость, что приводит к новым эффектам и иной интерпретации магнитогидродинамических (МГД) явлений.

1. ПОСТАНОВКА КРАЕВОЙ ЗАДАЧИ В МАГНИТНОЙ ГИДРОДИНАМИКЕ

Магнитная гидродинамика изучает взаимодействие электромагнитного поля с жидким или газообразным проводником, рассматриваемым как сплошная среда, т.е. магнитная гидродинамика — это синтез таких наук, как электродинамика, гидродинамика и физика плазмы. Ее теоретический фундамент составляют классические уравнения электромагнитного поля и гидродинамические уравнения сплошной среды.

Один из методов решения краевых задач магнитной гидродинамики основывается на совместно написанных уравнениях Максвелла, движения и непрерывности в их дифференциальной форме. Специфика магнитной гидродинамики проявляется в том, что появляются дополнительные члены, отображающие влияние систем уравнений друг на друга. С одной стороны, при движении проводящей среды в магнитном поле возникают

токи, которые должны быть учтены в уравнениях Максвелла, с другой стороны, воздействие магнитного поля на токи в среде приводит к дополнительной электромагнитной объемной силе, которую следует учесть в гидродинамике. В совокупности с граничными условиями задача приобретает сложный математический характер.

В дифракционных МГД задачах рассматриваются малые возмущения, проявляющиеся в результате взаимодействия электромагнитных и гидродинамических явлений при наличии магнитного поля. В этом случае так же, как и в электродинамике приходим к волновым процессам. Но в отличие от электродинамики эти процессы представляются суперпозицией волн различной физической природы (альфвеновские, магнитозвуковые ускоренные и замедленные и энтропийные волны). В определенных условиях каждый волновой процесс можно рассматривать как независимый. Однако при дифракции МГД волн на различных неоднородностях может происходить взаимная трансформация типов волн и краевая задача в простейших случаях становится достаточно сложной.

Существенное упрощение для определенного класса задач может быть достигнуто при использовании аппарата интегральных уравнений магнитной гидродинамики, полностью эквивалентных линейаризованным дифференциальным уравнениям магнитной гидродинамики, совместно с граничными условиями на границе с неоднородностью. Интегральная формулировка задачи более естественным образом включающая в себя начальные и граничные условия и обладающая значительно большей физической наглядностью, позволяет существенно упростить построение алгоритма решения краевых задач. Причем самосогласованность постановки состоит в том, что решение краевой МГД задачи рассматривается в лабораторной системе координат, в которой поверхность разрыва движется под действием падающего поля [3]

2. ВЫВОД ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ЛИНЕЙНОЙ МАГНИТНОЙ ГИДРОДИНАМИКИ С УЧЕТОМ ДИССИПАЦИИ

Если основные уравнения магнитной гидродинамики формулировать в интегральной форме, в которой непрерывность искомых функций (по-

лей) по существу не подразумевается и которые обладают большей общностью для описания разрывных процессов, то построение кусочно-гладких решений для системы МГД дифференциальных уравнений приводит к теории обобщенных функций. При этом удовлетворение граничным и начальным условиям происходит, вообще говоря, автоматически. И один из характерных моментов вывода интегральных уравнений дифракции магнитной гидродинамики заключается во введении разрывных функций, описывающих среду как внутри, так и вне объекта дифракции.

В данной работе на основе этой идеи рассмотрен вывод интегральных уравнений магнитной гидродинамики в пространственно-временном представлении для МГД полей при общих предположениях относительно параметров МГД неоднородности. Под этими параметрами понимаются зависящие от времени форма объекта дифракции и свойства среды внутри этого объекта (неоднородности), которые в невозмущенном состоянии описываются параметрами: $\mathbf{B}_2$ — невозмущенное магнитное поле; V_{A2} — альфвеновская скорость; V_{S2} — звуковая скорость; ρ_2 — плотность; ν_m — магнитная вязкость; ζ, η — коэффициенты вязкости. Предполагается, что объект дифракции погружен в неограниченную однородную среду с соответствующими отличными от нуля параметрами $\mathbf{B}_1, V_{A1}, V_{S1}, \rho_1$, при этом $\nu_m = 0, \zeta = 0, \eta = 0$.

С учетом электропроводимости линеаризованное уравнение индукции имеет вид

$$\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} = \text{rot}[\mathbf{u}, \mathbf{b}] + \nu_m \Delta \mathbf{b}, \quad \nu_m = \text{const.} \quad (1)$$

Здесь первый член справа описывает индукционный эффект движения магнитных силовых линий вместе со средой, а второй — диффузию магнитных силовых линий, способствующую выравниванию магнитного поля в различных точках пространства. (Отношение этих величин имеет порядок числа Рейнольдса Rm). В более общем случае учет диссипативных процессов определяется не только проводимостью σ , но и двумя коэффициентами вязкости ζ, η . При этом уравнение движения Эйлера заменяется уравнением Навье-Стокса

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} = & -V_{S2}^2 \text{graddiv} \mathbf{u} - \frac{1}{4\pi\rho_2} [\mathbf{B}_2, \text{rot} \mathbf{b}] + \\ & + \frac{\eta}{\rho_2} \Delta \mathbf{u} + \frac{1}{\rho_2} \left(\zeta + \frac{\eta}{3} \right) \text{graddiv} \mathbf{u}. \end{aligned} \quad (2)$$

С точки зрения волнового уравнения движения МГД среды уравнение (2) можно представить в виде

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} = \mathbf{F}_i + \mathbf{F}_m + \mathbf{F}_j + \mathbf{F}_p,$$

где $\mathbf{F}_i$ — сила инерции; $\mathbf{F}_m$ — магнитная сила; $\mathbf{F}_j$ — сила вязкости; $\mathbf{F}_p$ — сила давления. Причем МГД эффекты будут наиболее существенными, когда

в уравнении движения основной силой является магнитная сила $\mathbf{F}_m$.

Подчеркнем еще раз, что основным моментом при выводе интегральных уравнений является введение разрывных функций, описывающих единым образом среду внутри и вне неоднородности, именно это позволяет включить в уравнения условия для полевых функций на границах разрыва и в начальный момент времени. Поскольку на границе $S(t)$ неоднородности объема $V(t)$ параметры среды терпят разрыв, то введение разрывных функций удобно осуществить с помощью, так называемой характеристической функции, равной единице внутри области $V(t)$ и нулю вне области

$$\chi(\mathbf{r}, t) = \begin{cases} 1, & \mathbf{r} \in (V(t)) \\ 0, & \mathbf{r} \notin (V(t)) \end{cases}.$$

В этом случае удобно воспользоваться аппаратом обобщенных функций, для этого продолжим уравнения (1) и (2) на все рассматриваемое пространство следующим образом

$$\begin{aligned} V_{S1}^2 \text{graddiv} \mathbf{u} - \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} + \left[\text{rot} \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t}, \frac{\mathbf{B}_1}{4\pi\rho_1} \right] &= \mathbf{F}, \\ \mathbf{F} = \chi \cdot (V_{S1}^2 - V_{S2}^2) \text{graddiv} \mathbf{u} + \\ + \chi \cdot \left[\text{rot} \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t}, \frac{\mathbf{B}_1}{4\pi\rho_1} - \frac{\mathbf{B}_2}{4\pi\rho_2} \right] + \\ + \frac{\chi\eta}{\rho_2} \Delta \mathbf{u} + \frac{\chi}{\rho_2} \left(\zeta + \frac{\eta}{3} \right) \text{graddiv} \mathbf{u}; \\ \text{rot}[\mathbf{u}, \mathbf{B}_1] - \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} &= \mathbf{Q}, \\ \mathbf{Q} = \chi \cdot \text{rot}[\mathbf{u}, \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2] - \chi \cdot \nu_m \Delta \mathbf{b}. \end{aligned} \quad (3)$$

Заметим, что все классические дифференциальные операторы заменены на обобщенные по соответствующим правилам [2], например,

$$\begin{aligned} \text{grad} \varphi &= (\text{grad} \varphi) + \mathbf{n} \{ \varphi \}_S \cdot \delta S(t); \\ \text{div} \mathbf{a} &= (\text{div} \mathbf{a}) + (\mathbf{n}, \{ \mathbf{a} \}_S) \cdot \delta S(t), \end{aligned}$$

где (...) — обычная производная; $\delta S(t)$ — поверхностная дельта-функция; $\{ \varphi \}_S$ — скачок величины φ на границе. (Аналогично записываются следующие дифференциальные операторы $\text{rot} \mathbf{a}, \Delta \mathbf{a}, \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t}$).

Для упрощения изложения в данной работе рассматриваем приближение адиабатического «включения» на бесконечности. Это, с одной стороны, исключает учет эволюционного характера явления, который существенно связан именно с начальным моментом нестационарности и сопровождается переходными эффектами, исследование которых выходит за пределы данной статьи, а с другой, производная по времени $\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t}$ автомати-

чески будет являться производной в обобщенном смысле слова.

После введения разрывных функций $\mathbf{F}, \mathbf{Q}$ и учитывая обобщенный смысл операций дифференцирования, уравнения (3) объединяются в одно обобщенное волновое уравнение магнитной гидродинамики

$$\begin{aligned} (V_{A1}^2 + V_{S1}^2) \text{graddiv} \mathbf{u} - \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} - V_{A1}^2 \mathbf{s}_1 (\mathbf{s}_1, \text{graddiv} \mathbf{u}) - \\ - V_{A1}^2 [\mathbf{s}_1, (\mathbf{s}_1, \nabla) \text{rot} \mathbf{u}] = \mathbf{W}, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{W} = \mathbf{F} + \chi \left[\frac{\mathbf{B}_1}{4\pi\rho_1}, v_m \text{rot} \Delta \mathbf{b} - \text{rotrot} [\mathbf{u}, \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2] \right] + \\ + \left[\frac{\mathbf{B}_1}{4\pi\rho_1}, [\mathbf{n}, \{\text{rot} [\mathbf{u}, \mathbf{B}_2]\}_S \delta S(t) + \{v_m \Delta \mathbf{b}\} \delta S(t)] \right]. \end{aligned}$$

В рассматриваемой МГД среде имеются поверхности разрыва полевых функций, поэтому на них должны выполняться следующие граничные условия: непрерывность массы $\{\rho u_n\} = 0$, импульса $\{\pi_{in}\} = 0$, потока энергии $\{W_n\} = 0$, тангенциальной составляющей электрического поля $\{\mathbf{E}_\tau\} = 0$ и нормальной составляющей магнитного поля $\{\mathbf{B}_n\} = 0$.

Выбрав, например, в качестве $z=0$ плоскость, касательную к поверхности разрыва, граничные условия можем, в частности, представить в развернутом виде, выпишем для примера некоторые из них:

$$\{\rho(u_z - u_S)\}_S = 0, \quad \langle B_z + b_z \rangle_S = 0,$$

$$\{u_x B_z - (u_z - u_S) B_x\}_S = 0 \text{ и т.д.}$$

Перечисленные граничные условия записаны в лабораторной системе отсчета, в которой поверхность разрыва, перпендикулярная оси Oz движется вдоль этой оси со скоростью u_S под действием возмущения, т.е. рассматривается задача в самосогласованной постановке [3].

Отметим, что уравнение (4) описывает поле во всем рассматриваемом пространстве, так как в нем уже учтены граничные условия на поверхности разрыва полевых функций, кроме того, в уравнении присутствуют поверхностные слагаемые.

Считая, что правая часть (4) ограничена по пространственным и временным переменным, общее решение этого уравнения можем записать в виде свертки

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_0 + \hat{G} * \mathbf{W}, \quad (5)$$

где $\mathbf{u}_0$ общее решение соответствующего однородного уравнения; $\hat{G}$ — функция Грина, являющаяся фундаментальным решением уравнения (4), т.е. функция, удовлетворяющая следующему уравнению с δ -образной правой частью

$$\begin{aligned} (V_{A1}^2 + V_{S1}^2) \text{graddiv} \hat{G} - \frac{\partial^2 \hat{G}}{\partial t^2} - V_{A1}^2 \mathbf{s}_1 (\mathbf{s}_1, \text{graddiv} \hat{G}) - \\ - V_{A1}^2 [\mathbf{s}_1 (\mathbf{s}_1, \nabla) \text{rot} \hat{G}] = \hat{\varepsilon} \delta(t-t') \delta(\mathbf{r}-\mathbf{r}'), \end{aligned}$$

здесь $\hat{\varepsilon}$ — аффинор.

Эта функция, найденная в [4], представлена в виде

$$\hat{G}(\mathbf{r}-\mathbf{r}', t-t') = \hat{G} \cdot I(\mathbf{r}-\mathbf{r}', t-t'). \quad (6)$$

Здесь дифференциальный оператор $\hat{G}$ записан в базисе $\langle \mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3 \rangle$, который непосредственно связан с невозмущенным магнитным полем, так как $\mathbf{e}_2 = \mathbf{s}_1 = \mathbf{B}_1 / B_1$, что подчеркивает анизотропный характер задачи. Сам оператор представляет собой матрицу $\hat{G} = \|G_{ij}\|_{i,j=1,2,3}$, для краткости выпишем один из ее элементов:

$$\begin{aligned} G_{11} = \frac{\partial^4}{\partial t^4} - (V_{A1}^2 + V_{S1}^2) \left(\frac{\partial^2}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2}{\partial x_3^2} \right) \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \\ + V_{A1}^2 V_{S1}^2 \frac{\partial^2}{\partial x_2^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2}{\partial x_3^2} \right). \end{aligned}$$

А интегральный оператор $I(\mathbf{r}-\mathbf{r}', t-t')$ имеет вид обратных преобразований Фурье-Лапласа:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{I}} = \hat{\mathbf{I}}(\mathbf{r}-\mathbf{r}', t-t') = \\ = \frac{1}{(2\pi)^4} \int_{-\infty+i\sigma_0}^{\infty+i\sigma_0} e^{-q(t-t')} dq \iiint_{\infty} \frac{e^{i\mathbf{p}(\mathbf{r}-\mathbf{r}')}}{\delta(q, \mathbf{p}) \cdot \Delta(q, \mathbf{p})} d\mathbf{p}, \end{aligned}$$

здесь

$$\begin{aligned} \delta(q, \mathbf{p}) = q^2 - V_{A1}^2 (\mathbf{p}, \mathbf{s}_1)^2, \\ \Delta(q, \mathbf{p}) = q^4 - (V_{A1}^2 + V_{S1}^2) q^2 p^2 + V_{S1}^2 V_{A1}^2 (\mathbf{p}, \mathbf{s}_1)^2. \end{aligned} \quad (7)$$

Величина $\mathbf{u}_0$ в (5) имеет смысл поля в среде в отсутствие неоднородности $V(t)$, т.е. в терминах дифракции это есть поле падающей волны.

Поскольку свертка является интегральной операцией, уравнение (5) представляет собой интегро-дифференциальное уравнение относительно $\mathbf{u}$. Входящую в (5) магнитную индукцию $\mathbf{b}$ всегда можно выразить через $\mathbf{u}$ с помощью второго уравнения (3).

Хотя уравнение (5) и определено во всем пространстве определения поля $\mathbf{u}$, интегрирование в нем ограничено областью $V(t)$, задаваемой характеристической функцией $\chi(t, \mathbf{r})$. Следовательно, соотношение (5) представляет собой квадратурную формулу, позволяющую вычислить внешнее поле по предварительно найденному внутреннему. Таким образом, согласно основной идеи работы [4] задача дифракции разбивается на два этапа: нахождение внутреннего поля путем решения интегрального уравнения (5); вычисле-

ние внешнего поля по найденному внутреннему с помощью того же интегрального соотношения (5).

Построенное фундаментальное решение (6) позволяет записать интегро-дифференциальное уравнение (5) в замкнутой форме. Записывая явно свертку в виде интеграла и используя основное свойство свертки, позволяющее перенести дифференцирование со вторых множителей на функцию Грина, получаем уравнение относительно $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{r}, t)$ и $\mathbf{b} = \mathbf{b}(\mathbf{r}, t)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} = & \mathbf{u}_0 + \left(V_{s1}^2 - V_{s2}^2 - \frac{3\zeta + \eta}{3\rho_2} \right) \hat{G} \operatorname{grad} \operatorname{div} \mathbf{I} + \\ & + V_{A1}^2 \hat{G} \left(\mathbf{s}_1, \operatorname{rot} \operatorname{rot} \left(\mathbf{s}_1 - \frac{\mathbf{B}_2}{B_1} \mathbf{s}_2, \mathbf{I} \right) \right) - \\ & - \frac{\hat{G}}{B_1} \left[V_{A1}^2 \mathbf{s}_1 - \frac{B_1}{B_2} V_{A2}^2 \mathbf{s}_2, \operatorname{rot} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I} \right] + \\ & + \hat{G} v_m \frac{V_{A1}^2}{B_1} [\mathbf{s}_1, \operatorname{rot} \Delta \mathbf{I}] + \frac{\eta}{\rho_2} \hat{G} \Delta \mathbf{I} + \\ & + \frac{1}{4\pi\rho_1} \int_{-\infty}^{\infty} dt' \int_{(S(t))} \hat{G}(\mathbf{r} - \mathbf{r}', t - t') \times \\ & \times [\mathbf{B}_1, [\mathbf{n}, \{ \operatorname{rot} [\mathbf{u}, \mathbf{B}_2] \}_S + \{ v_m \Delta \mathbf{b} \}_S]] dS, \end{aligned} \quad (8)$$

здесь

$$\mathbf{I} = \int_{-\infty}^{\infty} dt' \iiint_{(V(t'))} \mathbf{u}(\mathbf{r}', t') \cdot \hat{\mathbf{I}}(\mathbf{r} - \mathbf{r}', t - t') d\mathbf{r}',$$

$\mathbf{n}$ — нормаль к поверхности $S(t)$.

Очевидно, что уравнение (8) по своей структуре ничем не отличается от соответствующих интегральных уравнений магнитной гидродинамики [3], и поверхностные интегралы, появляющиеся в результате учета деформации границы, выражаются через составляющие внутреннего поля $\mathbf{u}^{in}, \mathbf{b}^{in}$.

При этом уравнение (8) является нестационарным интегральным уравнением линейной магнитной гидродинамики, записанным в лабораторной системе координат. С помощью этого уравнения и решаются краевые задачи магнитной гидродинамики в самосогласованной постановке. Это понимается в том смысле, что в задачах о дифракции или обтекании МГД неоднородности происходит описываемое скоростью u_s возмущение поверхности, ограничивающей МГД неоднородность. Интегральная формулировка задачи позволяет найти это возмущение по следующему алгоритму.

На первом этапе согласно принципу погашения в магнитной гидродинамике [4] падающая волна $\mathbf{u}_0(\mathbf{r}, t)$ гасится в любой точке внутри неоднородности в результате интерференции создаваемого ею поля с полем диполей. При этом появляется новая волна (одна или более) с иной

скоростью распространения (в общем случае и с иным направлением распространения), что позволяет найти полностью внутреннее поле. В этом случае основное уравнение распадается на группы, каждое из которых описывает волну, распространяющуюся со своей скоростью, что с математической точки зрения приводит к ряду тождеств, откуда и находятся все параметры внутреннего поля.

На втором этапе по уже найденному внутреннему полю находим рассеянное поле с помощью квадратурных формул (8), наконец, на третьем этапе выражаем поверхностную скорость.

Заметим, что при решении краевой задачи МГД волн в дифференциальной постановке граничные условия могут удовлетворяться либо волнами одной и той же моды, либо для их удовлетворения требуется привлечение нескольких мод (имеется в виду МГД волны: альфвеновские, магнитозвуковые ускоренные или замедленные, альфвеновские волны сжатия и т.д.). При интегральной постановке этот непростой вопрос решается автоматически. Механизм появления в среде рассеянных волн сводится к возникновению в ней под действием основной волны индуцированных источников, приводящих к излучению новых (вторичных) волн, интерференция которых и дает требуемые моды колебаний. Определенные преимущества рассматриваемого подхода, который в ряде случаев оказывается мощнее подхода, в основе которого лежат дифференциальные уравнения, заключается в том, что метод интегральный уравнений имеет более глубокую физическую наглядность. Он связывает макроскопические явления в МГД среде с молекулярными явлениями, при условии, что молекулы, составляющие МГД неоднородности, ведут себя в поле падающей волны подобно диполям.

3. КРАЕВАЯ МГД ЗАДАЧА НА ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЕ ДИССИПАТИВНЫХ СРЕД

Рассмотрим на основе выработанного алгоритма модельную задачу взаимодействия МГД поля с плоской границей раздела, что даст возможность изучить в наиболее отчетливом виде некоторые характерные особенности распространения волн в диссипативных средах. Влияние диссипации проиллюстрируем, когда единственной ее причиной будет являться электрическое сопротивление, это тот случай, когда из диссипативных коэффициентов только магнитная вязкость v_m отлична от нуля.

Итак, имеем пакет невозмущенных плоских МГД волн

$$\mathbf{u}_0(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}_0^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)} \mathbf{r}), \quad (9)$$

входящих в среду, заполняющую полупространство $z > 0$, параметры которой равны:

$$V_{A2}, V_{S2}, v_m, \mathbf{B}_2 = \{B_{2x}, B_{2y}, B_{2z}\}.$$

В пакет (9) входят волны: альфвеновская ($j=1$), ускоренная ($j=2$) и замедленная ($j=3$) магнитозвуковые. В качестве пробного решения для прошедшего поля в полупространство $z > 0$ выберем суперпозицию соответствующих волн

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}). \quad (10)$$

Зависимость от времени рассматривается как $\exp(i\omega t)$.

В силу линейности исходных дифференциальных уравнений скорость движения поверхности раздела $\mathbf{u}_S$, по-видимому, будет также представлена в виде соответствующей суперпозиции волн

$$\mathbf{u}_S(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^3 \left[\mathbf{u}_S^{(m)} \exp(-i\mathbf{k}_0^{(m)}\mathbf{r}) + \tilde{\mathbf{u}}_S^{(m)} \exp(-i\mathbf{k}^{(m)}\mathbf{r}) \right]. \quad (11)$$

Подставив (10) в подынтегральные выражения уравнения (8), получим интегралы типа $\mathbf{I}_1(\mathbf{r})$ и $\mathbf{I}_2(\mathbf{r})$, первый из которых равен

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_1(\mathbf{r}) &= \iiint_{(V)} \mathbf{u}(\mathbf{r}') I(\mathbf{r}-\mathbf{r}') d\mathbf{r}' = \\ &= \frac{1}{2\pi i} \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}^{(j)} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-ik_x^{(j)}x - ik_y^{(j)}y + ip_z z]}{(p_z + k_z^{(j)}) \cdot \Delta^j \cdot \delta^j} dp_z, \end{aligned}$$

где $\Delta(\omega, \mathbf{p}), \delta(\omega, \mathbf{p})$ определяются соотношениями (7).

Для дальнейшего существенно, что тангенциальные составляющие волновых векторов $\mathbf{k}^{(j)}$ непрерывны, тогда

$$\begin{aligned} \Delta^{(j)} &= \omega^4 - [V_{A1}^2 + V_{S1}^2] \omega^2 - V_{A1}^2 V_{S1}^2 (-k_{0x}^{(j)} s_{1x} - \\ &- k_{0y}^{(j)} s_{1y} + p_z s_{1z})^2 \left[-\left(k_{0x}^{(j)}\right)^2 - \left(k_{0y}^{(j)}\right)^2 + p_z^2 \right]; \end{aligned} \quad (12)$$

$$\delta^{(j)} = \omega^2 - V_{A1}^2 \left(-k_{0x}^{(j)} s_{1x} - k_{0y}^{(j)} s_{1y} + p_z s_{1z} \right)^2. \quad (13)$$

Отсюда видно, что $\Delta^{(j)}, \delta^{(j)}$ есть не что иное, как дисперсионные уравнения для магнитозвуковых (12) и альфвеновских (13) волн, если положить $p_z = -k_{0z}^{(j)}, j=2,3$ для (12) и $p_z = -k_{0z}^{(j)}, j=1$ для (13), т.е. $\Delta^{(j)} = 0$ обращается в нуль при $p_z = -k_{0z}^{(2)}, -k_{0z}^{(3)}$, а $\delta^{(j)} = 0$ при $p_z = -k_{0z}^{(1)}$.

Таким образом, подынтегральная функция $\mathbf{I}_1(\mathbf{r})$ имеет простые полюса при

$p_z = -k_z^{(j)}, j=\overline{1,3}$; а также при $p_z = -k_{0z}^{(j)}, j=\overline{1,3}$, лежащие в верхней полуплоскости комплексной плоскости p_z . Тогда согласно теореме о вычетах интеграл равен:

$$\mathbf{I}_1(\mathbf{r}) = \sum_m \text{Res} f(p_{zm}),$$

где $f(p_z)$ — подынтегральная функция $\mathbf{I}_1(\mathbf{r})$. Найдя вычеты, в результате получим

$$\mathbf{I}_1(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}^{(j)} \left(\frac{\exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r})}{\Delta(\mathbf{k}^{(j)})\delta(\mathbf{k}^{(j)})} + \frac{\exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r})}{(k_z^{(j)} - k_{0z}^{(j)}) \cdot \Omega^{(j)}} \right),$$

где

$$\Omega^{(1)} = 2\omega V_{A1} s_{1z} \cdot \Delta(\mathbf{k}_0^{(1)});$$

$$\begin{aligned} \Omega^{(j)} &= 2\delta(\mathbf{k}_0^{(j)}) \{ (V_{A1}^2 + V_{S1}^2) \omega^2 k_{0z}^{(j)} + \\ &+ V_{A1}^2 V_{S1}^2 (k_{0z}^{(j)} - s_{1z}(\mathbf{k}_0^{(j)}, \mathbf{s}_1)) \}, \quad j=2,3. \end{aligned}$$

Интегралы типа $\mathbf{I}_2(\mathbf{r})$ запишем в виде

$$\mathbf{I}_2(\mathbf{r}) = \int_{(\infty)} \mathbf{u}(\mathbf{r}') I(\mathbf{r}-\mathbf{r}') \delta S(t) d\mathbf{r}'.$$

Используя очевидное свойство обобщенной поверхностной функции δS , называемой простым слоем на поверхности S с плотностью μ , а именно

$$\begin{aligned} (\mu \cdot \delta S, \varphi) &= \int_{(S)} \mu(x) \varphi(x) dS; \\ \mu \cdot \delta S &= 0, \quad x \notin (S), \end{aligned}$$

получим

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_2(\mathbf{r}) &= \int_{(S)} \mathbf{u}(\rho') I(\rho - \rho') dS = \\ &= i \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}^{(j)} \frac{\exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r})}{\Omega^{(j)}}. \end{aligned}$$

Следовательно, интегральные слагаемые $\mathbf{I}_1(\mathbf{r})$ и $\mathbf{I}_2(\mathbf{r})$ представляют собой набор шести волн, имеющих различные зависимости от координат

$$\exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}), \exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r}),_{j=\overline{1,3}}.$$

Подставив $\mathbf{I}_1(\mathbf{r})$ и $\mathbf{I}_2(\mathbf{r})$ в исходное интегральное уравнение, получим тождество, справедливое для всех внутренних точек области

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}) &= \sum_{j=1}^3 \mathbf{u}_0^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r}) + \\ &+ \sum_{j=1}^3 \hat{\mathbf{A}}_j \mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}) + \\ &+ \sum_{j=1}^3 \hat{\mathbf{C}}_j \mathbf{u}_0^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r}), \mathbf{r} \in V, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\hat{\mathbf{A}}_j, \hat{\mathbf{C}}_j$ — результат действия дифференциальных операторов в исходном интегральном уравнении на соответствующую экспоненту.

Следует заметить, что для прозрачности изложения интегралы $\mathbf{I}_1(\mathbf{r}), \mathbf{I}_2(\mathbf{r})$ были вычислены при условии $k_{0x}^{(1)} \neq k_{0x}^{(2)} \neq k_{0x}^{(3)}, k_{0x}^{(1)} \neq k_{0x}^{(2)} \neq k_{0x}^{(3)}$, которое преднамеренно исключает трансформацию одного типа МГД волны в волну другого типа, что представляет интерес для самостоятельного ис-

следования. Это явление, описанное в [5] в случае недиссипативных сред, происходит в точках совпадения фазовых скоростей двух или более волн.

При рассмотрении тождества (14) вступает в силу принцип погашения в магнитной гидродинамике [6], который обусловлен физикой явления и является дальнейшим обобщением теоремы Озеена-Эвальда. Согласно этому принципу механизм появления в среде рассеянных волн сводится к возникновению в ней под действием основной волны индуцированных источников. Эти источники приводят к излучению новых (вторичных) волн, интерференция которых и дает требуемые моды колебаний. Математически вторичные волны описываются в интегральном уравнении интегральными слагаемыми справа. Именно здесь и проявляются определенные преимущества интегрального подхода перед методом, в основе которого лежат дифференциальные уравнения. Это связано в первую очередь с тем, что в интегральном методе непосредственно переплетаются макроскопические явления с молекулярными, при этом молекулы, составляющие МГД-неоднородности, ведут себя в поле падающей волны подобно диполям.

4. АНАЛИТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РЕШЕНИЯ КРАЕВОЙ ЗАДАЧИ

Итак, поле МГД диполей (интегральные слагаемые в уравнении поля) представляется в виде суммы двух групп слагаемых, одни из которых удовлетворяют уравнению поля во внешней среде, т.е. имеют характер падающего поля $\mathbf{u}_0(\mathbf{r})$, тогда как другие удовлетворяют уравнениям поля внутренней среды. Таким образом, падающая волна в точности гасится в любой точке внутри среды в результате интерференции создаваемого ею поля с полем диполей, при этом появляется новая волна с иной скоростью распространения $\mathbf{k}^{(j)}$. Отсюда следует, что члены тождества (13), изменяющиеся по закону $\exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r})$, образуют равенства

$$\mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}) = \hat{\mathbf{A}}_j \mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}^{(j)}\mathbf{r}), j = \overline{1,3}$$

и взаимно сокращаются, если $\mathbf{k}^{(j)}$ удовлетворяют дисперсионным уравнениям для альфвеновских (15) и магнитозвуковых (16) волн

$$\omega^2 - (k^{(1)})^2 \left[V_{A1}^2 (\mathbf{s}_2, \mathbf{n}^{(1)})^2 + i\omega v_m \right] = 0, \quad (15)$$

$$\mathbf{n}^{(1)} = \mathbf{k}^{(1)} / k^{(1)};$$

$$\omega^4 - \omega^2 (k^{(j)})^2 (V_{A2}^2 + V_{S2}^2) + V_{A2}^2 V_{S2}^2 (k^{(j)})^2 (\mathbf{k}^{(j)}, \mathbf{s}_2)^2 + i\omega v_m (k^{(j)})^2 \left((k^{(j)})^2 V_{S2}^2 - \omega^2 \right) = 0, j = 2, 3. \quad (16)$$

Падающее же поле гасится полем вторичных волн, отсюда имеем уравнения для нахождения амплитуд прошедшего поля

$$\mathbf{u}_0^{(j)}(\mathbf{r}) + \hat{\mathbf{C}}^j \mathbf{u}^{(j)} \exp(-i\mathbf{k}_0^{(j)}\mathbf{r}) = 0.$$

Направления распространения преломленных волн находим из условия трансляционной симметрии относительно осей Ox, Oy

$$k_{0x}^{(j)} = k_x^{(j)}, \quad k_{0y}^{(j)} = k_y^{(j)}, \quad j = \overline{1,3},$$

откуда закон преломления для альфвеновских волн имеет вид

$$V_{A1}^2 \left[s_{1x} + s_{1y} \operatorname{tg} \varphi_1^A + s_{1z} \frac{\operatorname{ctg} \theta_1^A}{\cos \varphi_1^A} \right]^2 =$$

$$= V_{A2}^2 \left[s_{2x} + s_{2y} \operatorname{tg} \varphi_2^A + s_{2z} \frac{\operatorname{ctg} \theta_2^A}{\cos \varphi_2^A} \right]^2 + \frac{i\omega v_m}{\cos^2 \varphi_2^A \sin^2 \theta_2^A};$$

$$V_{A1}^2 \left[s_{1y} + s_{1x} \operatorname{ctg} \varphi_1^A + s_{1z} \frac{\operatorname{ctg} \theta_1^A}{\sin \varphi_1^A} \right]^2 =$$

$$= V_{A2}^2 \left[s_{2y} + s_{2x} \operatorname{ctg} \varphi_2^A + s_{2z} \frac{\operatorname{ctg} \theta_2^A}{\sin \varphi_2^A} \right]^2 + \frac{i\omega v_m}{\sin^2 \varphi_2^A \sin^2 \theta_2^A};$$

где φ_1^A, θ_1^A — сферические углы волнового вектора падающей альфвеновской волны, φ_2^A, θ_2^A — аналогичные углы преломленной волны.

Закон преломления для магнитозвуковых волн имеет соответствующий вид

$$Q_1^\pm \cos \varphi_1^\pm \sin \theta_1^\pm = Q_2^\pm \cos \varphi_2^\pm \sin \theta_2^\pm, \quad (17)$$

$$Q_1^\pm \sin \varphi_1^\pm \sin \theta_1^\pm = Q_2^\pm \sin \varphi_2^\pm \sin \theta_2^\pm,$$

где

$$Q_j^\pm = \frac{\Omega_j \pm \sqrt{\Omega_j^2 - 4 \left(V_{Aj}^2 V_{Sj}^2 (\mathbf{n}_j \mathbf{s}_j)^2 + i\omega v_m V_{Sj}^2 \right)}}{V_{Aj}^2 V_{Sj}^2 (\mathbf{n}_j \mathbf{s}_j)^2 + i\omega v_m V_{Sj}^2},$$

$$\Omega_j = V_{Aj}^2 + V_{Sj}^2 + i\omega v_m, \quad (18)$$

$$(\mathbf{n}_j \mathbf{s}_j) = (s_{jx} \cos \varphi_j^\pm + s_{jy} \sin \varphi_j^\pm) \sin \theta_j^\pm + s_{jz} \cos \theta_j^\pm, \\ j = 1, 2;$$

здесь $\varphi_1^\pm, \theta_1^\pm$ — сферические углы падения для магнитозвуковых ускоренной (+) и замедленной (−) волн и аналогично углы преломления $\varphi_2^\pm, \theta_2^\pm$ для этих волн.

Закон преломления (17) по общему виду напоминает известный закон Снеллиуса, однако $Q_j^\pm$ зависят не только от величин, характеризующих среды, но и от углов падения и преломления.

Рассмотрим влияние магнитной вязкости на распространение МГД волн. Из дисперсионного уравнения (15) получим волновое число для альфвеновской волны

$$k_A = \frac{\omega}{\sqrt{V_{A2}^2 (\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)^2 + i\omega v_m}}, \quad \mathbf{n}_2 = \mathbf{k}_A / k_A. \quad (19)$$

Рассмотрим случай малой вязкости, т.е. когда выполняется условие $\omega v_m \ll V_{A2}^2 (\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)$. Разлагая

выражение (19) в ряд по степеням v_m и ограничиваясь линейными членами, имеем

$$k_A = \frac{\omega}{V_{A2}(\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)} - \frac{i\omega^2 v_m}{2V_{A2}^2(\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)^3}.$$

При этом длина затухания волны $\delta = 1/\text{Im} k_A$ будет равна $\delta = 2V_{A2}^2(\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)/\omega^2 v_m$. Если же магнитное поле отсутствует, длина затухания примет вид $\delta = c/(2\pi\sigma\omega)^{1/2}$, т.е. равняется глубине проникновения при скин-эффекте.

Для магнитозвуковых волн волновое число имеет вид $k^\pm = \omega Q^\pm / \sqrt{2}$, где $Q^\pm$ определяется соотношением (18). Скорость распространения $V^\pm = \omega / \text{Re} k^\pm$ так же, как для альфвеновских волн явно зависит от частоты.

Рассмотрим для магнитозвуковых волн случай вырождения, когда волна распространяется вдоль магнитного силового поля $\mathbf{n}_2 \mathbf{s}_2 = 1$. С учетом малости v_m получим, что при $V_{A2} > V_{S2}$ замедленная магнитозвуковая волна превращается в звуковую, т.е. становится такой же, как и в отсутствие магнитного поля. Ускоренная же волна имеет волновое число

$$k^+ = \frac{\omega}{V_{A2}} \left(1 - \frac{i\omega v_m}{2V_{A2}^2} \right),$$

При этом скорость ускоренной магнитозвуковой волны

$$V^+ = V_{A2} \sqrt{2} / \sqrt{1 + \sqrt{1 + \omega^2 v_m^2 V_{A2}^{-4}}}$$

при повышении частоты уменьшается, и глубина проникновения, равная $\delta = \frac{2V_{A2}^3}{\omega^2 v_m}$, также уменьшается, т.е. поглощение волны с ростом частоты возрастает. Если же $V_{A2} < V_{S2}$, то все происходит с точностью до наоборот.

В отсутствие магнитного поля при наличии диссипации волновое число имеет вид

$$k^2 = \omega \frac{V_{S2}^2 + i\omega v_m - \sqrt{V_{S2}^4 - \omega^2 v_m^2 - 2i\omega v_m V_{S2}^2}}{2i v_m V_{S2}^2},$$

однако при малых v_m волна вырождается в обычную звуковую волну.

Итак, рассмотренное явление зависимости от частоты скорости распространения как альфвеновской, так и магнитозвуковых волн, а также их поглощение, свидетельствует о наличии дисперсии, т.е. о наличии дисперсионных сред. Иначе говоря, сигнал, передаваемый в этой среде, будет искажаться, поскольку отдельные гармоники, на которые можно разложить сигнал, будут распространяться с отличной друг от друга скоростью и поглощаться по-разному. Импульс в такой среде будет «расплываться», т.е. терять свои первоначальные очертания.

Следует заметить, что в общем случае затухание МГД волн зависит не только от параметров среды, но и от направления ее распространения по отношению к невозмущенному магнитному полю, что характерно именно для магнитной гидродинамики.

В заключение рассмотрим функцию распространения альфвеновской преломленной волны (для краткости записи запишем двумерную задачу)

$$f_A(y, z) = \exp[-i(y\tilde{\beta}_{Ay} + z\tilde{\beta}_{Az})],$$

здесь коэффициент распространения вдоль оси Oz: $\tilde{\beta}_{Az} = k_{A2} \cos \theta_{A2}$ и коэффициент распределения амплитуд в фазовой плоскости $z = \text{const}$: $\tilde{\beta}_{Ay} = k_{A2} \sin \theta_{A2}$. В данном случае k_{A2} , определяемое соотношением (19), является комплексной величиной и представляет собой комплексный коэффициент распространения во второй среде.

Согласно трансляционной симметрии тангенциальные составляющие фазы в обеих средах – величины действительные, т.е.

$$\tilde{\beta}_{Ay} = k_{A1} \sin \theta_{A1} = k_{A2} \sin \theta_{A2}.$$

Очевидно, что $\sin \theta_{A2}$ – комплексная величина, сопряженная с k_{A2} , отсюда угол θ_{A2} – комплексный (не имеющий геометрического смысла).

Так как составляющая фазовой скорости в направлении оси Oz: $k_{A2} \cos \theta_{A2}$ – комплексное число; положим $k_{A2} \cos \theta_{A2} = \beta_{Az} - i\alpha_{Az}$. Тогда функция распределения примет вид

$$f_A(y, z) = \exp(-\alpha_{Az} z) \exp[-i(y\beta_{Ay} + z\beta_{Az})].$$

Итак, волна затухает лишь в направлении Oz. Поверхности одинаковой фазы будут плоскостями $z = \text{const}$, параллельными плоскости раздела. Поверхности одинаковых фаз определяются уравнением $\beta_{Ay} y + \beta_{Az} z = \text{const}$ и не совпадают с поверхностями одинаковых амплитуд.

Уравнение поверхности одинаковых фаз трудно записать исходя из геометрических соображений $y \sin \tilde{\theta}_A + z \cos \tilde{\theta}_A = \text{const}$, здесь $\tilde{\theta}_A$ – уже фактический угол преломления, причем плоскости постоянной действительной фазы являются плоскостями, нормали которых образуют угол $\tilde{\theta}_A$ с нормалью к поверхности границы. Естественно приходим к неоднородной волне, у которой поверхность постоянной амплитуды и поверхность постоянной фазы не совпадают друг с другом. Очевидно,

$$\frac{\beta_{Ay}}{\beta_{Az}} = \text{tg} \tilde{\theta}_A = \frac{k_{A1} \sin \theta_{A1}}{\text{Re} \sqrt{k_{A2}^2 - k_{A1}^2 \sin^2 \theta_{A1}}}$$

и

$$\beta_{Az} = \omega \sqrt{\frac{1}{V_{A2}^2(\mathbf{n}_2, \mathbf{s}_2)^2 + i\omega v_m} - \frac{\sin^2 \theta_{A1}}{V_{A1}^2(\mathbf{n}_1, \mathbf{s}_1)^2}}.$$

Изучение результатов исследования легко обобщить на случай трехмерной задачи.

Таким образом, изучение проникновения волн во вторую среду позволяет получить информацию о параметрах среды, а наблюдение отраженных волн — о механизме поглощения.

ВЫВОДЫ

Следует подчеркнуть значение интегральных уравнений при исследовании различного рода МГД полей и сред. Основанием для их составления послужили соответствующие общие физические законы, а достоинства этих уравнений в их физической наглядности, в общности при описании разрывных функций, в возможности представления решения краевой задачи в замкнутой аналитической форме. Перечисленные положительные моменты в использовании интегральных уравнений и дали возможность применить их для создания математической модели описания диссипативной модели МГД среды.

Литература.

- [1] Альвен Г., Фельтхаммар К.-Г. Космическая электродинамика. — М., Мир, 1967. — 260 с.
- [2] Владимиров В.С. Уравнения математической физики. — М., Наука, 1967. — 437 с.
- [3] Александрова А.А. Интегральные уравнения магнитной гидродинамики в лабораторной системе координат // Журнал технической физики, т.65 (1995), в.11, с. 20-28.
- [4] Aleksandrova A.A., Aleksandrov Y.N. The fundamental solution to equations of linear magnetic hydrodynamics in a moving medium // *Technical physics*, vol.46 (2001), N 7, p.783-788.
- [5] Александрова А.А. Трехмерная задача отражения и преломления МГД волн на плоской границе раздела // Магнитная гидродинамика. Латв.АН, (1993), № 2, с.21-28.
- [6] Александрова А.А. Интегральные уравнения в задачах дифракции МГД-волн в плазменных средах // Зарубежная радиоэлектроника. (1999), № 3, с.25-41.

Поступила в редколлегию 21.04.2010



Александрова Алевтина Александровна, доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры «Высшей математики» Харьковского университета воздушных сил. Области научных интересов: магнитная гидродинамика и радиофизика.



Александров Юрий Николаевич, кандидат технических наук, профессор, профессор кафедры «Биомедицинских электронных устройств и систем» Харьковского национального университета радиоэлектроники. Области научных интересов: радиофизика и магнитная гидродинамика.

УДК 01;03;04

Магнітогідродинамічне поле в дисипативному середовищі / А.О. Олександрова, Ю.М. Олександров // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 246-253.

У роботі узагальнюється метод інтегральних рівнянь рішення граничних задач лінійної магнітної гідродинаміки на випадок дисипативних середовищ.

Ключові слова: магнітогідродинамічне поле, дисипативне середовище, розривна функція.

Бібліогр.: 06 найм.

UDC 01;03;04

Magnetohydrodynamic field in a dissipation medium / A.O. Oleksandrova, Yu.M. Oleksandrov // *Applied Radio Electronics: Sci. Mag.* — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 246-253.

The work generalizes the method of integral equations of solving the boundary problems of magnetohydrodynamics in the case of dissipation media.

Key words: magnetohydrodynamic field, dissipation medium, discontinuous function.

Ref.: 06 items.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ С УЧЕТОМ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ПРИ НОРМАЛЬНОМ ЗАКОНЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Г.Н. ШИЛО, Д.А. КОВАЛЕНКО, Н.П. ГАПОНЕНКО

В статье рассматриваются модели зависимости стоимости элементов от отклонений их параметров. Учитываются коэффициенты внешних воздействий. Определены критерии минимизации стоимости радиоэлектронных устройств. Предложен алгоритм выбора параметров элементов при нормальном законе их распределения.

Ключевые слова: эллипсоидная допусковая область, допустимые отклонения, коэффициенты внешних воздействий, стоимость элементов, внешние воздействия, итерационные алгоритмы.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач схемотехнического проектирования радиоэлектронных устройств является обеспечение их точности при заданных условиях эксплуатации. Эта задача решается выбором параметров, которые определяют точность элементов и к которым относятся номинальные отклонения и коэффициенты внешних воздействий. Большое число элементов в радиоэлектронных аппаратах не позволяет однозначно решить эту задачу. Поэтому при выборе параметров, определяющих точность, используется оптимизация, например, по объему допусковой области или стоимости.

Существующие методы решения этой задачи использовали линейные модели выходной функции, полученные при номинальных параметрах элементов [1,2], что приводило к значительным погрешностям при выборе номинальных отклонений и коэффициентов внешних воздействий. Минимизация стоимости производилась без учета параметров внешних воздействия. Значительно увеличить точность расчета удалось путем использования геометрических методов назначения допусков, которые учитывают форму допусковой области и обеспечивают полное использование области работоспособности устройств, которое достигается при касании граничных точек допусковой области границ области работоспособности [3]. Но эти методы до сих пор не применялись при выборе элементов с учетом внешних воздействий. Известны только алгоритмы назначения номинальных допусков при заданных коэффициентах внешних воздействий [4-6].

Целью настоящей работы является разработка метода минимизации стоимости радиоэлектронных устройств при выборе параметров, определяющих точность элементов, с учетом внешних воздействий и нормального закона распределения параметров.

Для решения поставленной задачи необходимо:

- сформировать ценовые характеристики электрорадиоэлементов с учетом внешних воздействий;

- получить выражения для эксплуатационных отклонений основных параметров электрорадиоэлементов, при которых стоимость радиоэлектронных устройств становится минимальной;

- разработать алгоритм выбора номинальных отклонений параметров и коэффициентов внешних воздействий при нормальном законе распределения с учетом особенностей элементной базы радиоэлектронных устройств.

1. ЦЕНОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ

К параметрам элементов, которые определяют их точность, относятся номинальные отклонения параметров и отклонения, вызванные внешними воздействиями и старением элементов. При нормальном законе распределения параметров элементов и одном внешнем факторе формируется эллипсоидная допусковая область, параметры которой определяются с помощью соотношений [4, 5]:

$$m = m_r (1 + m_c z); \quad l = \gamma \sqrt{D}, \quad (1)$$

где m , m_r и m_c – математическое ожидание параметра элемента при внешнем воздействии, нормальных условиях окружающей среды и математическое ожидание коэффициента внешнего воздействия; z – ширина интервала изменения внешнего воздействия; $l = \delta \cdot m_r$ – полуось эллипсоида при внешних воздействиях; δ – относительное отклонение параметра элемента; γ – коэффициент поля рассеивания параметров;

$$D = D_r + D_r D_c \cdot z^2 + D_r z^2 m_c^2 + D_c z^2 m_r^2,$$

D , D_r и D_c – дисперсия параметра элемента при внешних воздействиях, нормальных условиях окружающей среды и дисперсия коэффициента внешних воздействий.

При нескольких внешних факторах используются рекуррентные соотношения:

$$m_i = m_{i-1} (1 + m_{ci} z_i); \quad (2)$$

$$D_i = D_{i-1} + D_{i-1} D_{ci} \cdot z_i^2 + D_{i-1} z_i^2 m_{ci}^2 + D_{ci} z_i^2 m_{i-1}^2,$$

где m_i и D_i – математическое ожидание и дисперсии параметров при воздействии i -го внешнего фактора; m_{ci} и D_{ci} – математическое ожидание и дисперсии коэффициентов внешних воздействий, которые соответствуют диапазонам внешних воздействий z_i .

Ценовая характеристика элемента определяется зависимостью стоимости элемента от эксплуатационного отклонения δ , соответствующего граничному отклонению элемента при воздействии внешних факторов и старения. Ценовые характеристики элементов для различных диапазонов внешних факторов, показаны на рис. 1, где $\underline{\alpha}_1$, $\underline{\alpha}_2$ и $\overline{\alpha}_1$, $\overline{\alpha}_2$ — нижние и верхние граничные значения коэффициентов внешних воздействий α_1 и α_2 , P — стоимость элемента.

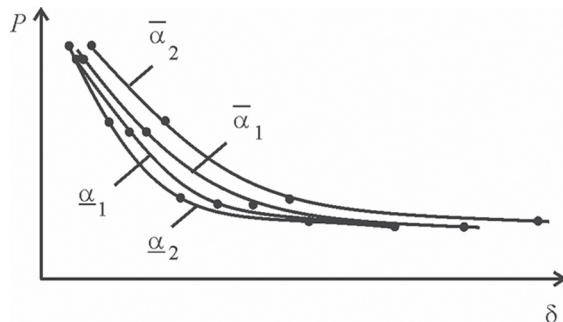


Рис. 1. Ценовые характеристики элемента с учетом воздействия внешних факторов

Из рис. 1 видно, что действие внешних факторов приводит к формированию семейства ценовых характеристик. Положение каждой ценовой характеристики зависит от коэффициентов внешних воздействий и диапазона интервала изменения внешнего воздействия. Поэтому такие характеристики должны формироваться для каждого элемента с учетом условий эксплуатации и номенклатуры коэффициентов внешних воздействий.

В алгоритмах назначения допусков используется модель ценовой характеристики, полученная ее аппроксимацией. Наиболее точно эта модель описывается степенной функцией:

$$P = g_0 \cdot \delta^{g_1}, \quad (3)$$

где g_0 и g_1 — коэффициенты степенной функции.

Коэффициенты степенной функции определяются с помощью соотношений:

$$g_0 = P_a \cdot \delta_a^{g_1}, \quad g_1 = \frac{\lg(P_b/P_a)}{\lg(\delta_b/\delta_a)}, \quad (4)$$

где δ_a и δ_b — граничные значения (наименьшее и наибольшее) отклонений параметра электрорадиоэлемента; P_a и P_b — граничные значения цены электрорадиоэлементов при соответствующих параметрах граничных значений отклонений.

Показатель степенной функции для реальных электрорадиоэлементов лежит в пределах от $-0,1$ до -1 . Значительный разброс коэффициента g_1 затрудняет формирование оптимизационных соотношений. Поэтому в алгоритмах выбора элементов будем принимать g_1 одинаковое для всех элементов и равное среднему значению этого параметра для всех элементов. При определении цены элементов будут использоваться реальные значения коэффициента g_1 для каждого элемента.

2. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

Выбор номинальных отклонений и коэффициентов внешних воздействий проводится при заданных эксплуатационных ограничениях области работоспособности, номинальных значениях параметров элементов, заданных значениях внешних воздействия и заданной номенклатуре элементов.

В геометрических методах расчета допусков граничные отклонения выходной функции устанавливаются из уравнения, которое при нормальном законе распределения с независимыми параметрами и заданном нижнем граничном отклонении выходной функции имеет вид [3]:

$$\sum_{i=1}^n \underline{a}_i^2 m_i^2 \underline{\delta}_i^2 = \underline{b}^2, \quad (5)$$

где n — количество элементов; $\underline{a}_i$ — линейные коэффициенты разложения выходной функции в ряд Тейлора;

$$\underline{b} = \underline{y}_e - a_0 - \sum_{i=1}^n \underline{a}_i m_i;$$

$\underline{y}_e$ — нижнее эксплуатационное значение выходной функции; m_i и $\underline{\delta}_i$ — математические ожидания и относительные отклонения параметров при внешних воздействиях, для которых формируется нижнее значение выходной функции;

$$\underline{a}_0 = \underline{y}_b - \sum_{i=1}^n \underline{a}_i x_{bi}; \quad \underline{y}_b = y(\underline{X}_b);$$

$\underline{X}_b = (x_{b1}, \dots, x_{bn})$ — координаты точки касания граничной гиперповерхности области работоспособности и допусковой области.

В случае, когда зависимость цены от точности параметров элементов выражена с помощью соотношения (3), целевая функция оптимизации имеет вид:

$$P = \sum_{i=1}^n p_i = \sum_{i=1}^n (g_{0i} \delta_i^{g_{1i}}) \rightarrow \min, \quad (6)$$

где p_i — стоимость i -го электрорадиоэлемента.

Значения эксплуатационных отклонений, при которых обеспечивается минимальная стоимость, могут быть определены методом множителей Лагранжа. Для этого из выражений (5) и (6) составляется вспомогательная функция:

$$L(\lambda) = \sum_{i=1}^n (g_{0i} \delta_i^{g_{1i}}) + \lambda \sum_{i=1}^n \underline{a}_i^2 m_i^2 \underline{\delta}_i^2, \quad (7)$$

где λ — множитель Лагранжа.

При оптимальном значении стоимости из соотношения (7) формируются условия:

$$g_{0i} g_{1i} \delta_i^{g_{1i}-1} + \lambda 2 \underline{a}_i^2 \delta_i m_i^2 = 0, \quad (i = \overline{1, n}). \quad (8)$$

Если считать, что все элементы имеют одинаковое значение коэффициента g_1 , то при подстановке выражений (8) в уравнение (5) можно определить значения отклонений, которые обеспечивают минимальную стоимость:

$$\underline{\delta}_i = \underline{b} \cdot (u_i)^{\frac{1}{g_1-2}} \left(\sum_{j=1}^n \underline{a}_j^2 m_j^2 (u_j)^{\frac{2}{g_1-2}} \right)^{-1/2}, \quad (9)$$

где $u_i = -2 \underline{a}_i^2 m_i^2 / g_{0i} g_1$.

В выражении (9) используются коэффициенты a_i , полученные при разложении выходной функции в ряд Тейлора в точке касания допусковой областью границ области работоспособности. В связи с тем, что положение этой точки не задано, в алгоритме назначения допусков используются итерационные процедуры. Для начального приближения выбираются координаты, полученные при формировании допусковых областей без учета внешних воздействий. Формирование такой области для параметров x_1 и x_2 показано на рис. 2, где $\Omega_t^{(0)}$ — это допусковая область начального приближения, Ω_w , $\Omega_r^{(k)}$ и $\Omega_t^{(k)}$ — область работоспособности, номинальная и эксплуатационная допусковые области.

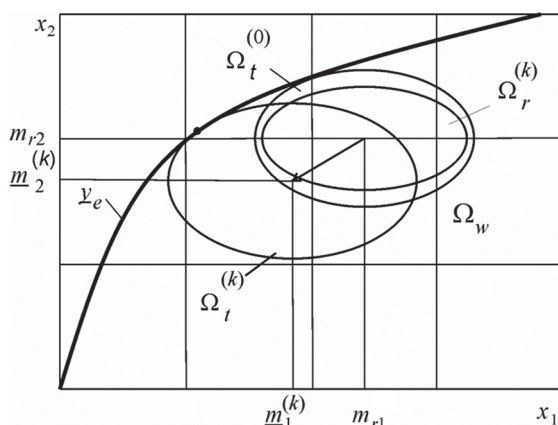


Рис. 2. Положение допусковых областей в области работоспособности

Стрелкой показано перемещение математического ожидания основного параметра при внешних воздействиях. Величина перемещения определяется значением относительных изменений параметров при внешних воздействиях, которые выбираются с помощью ценовой характеристики. В результате алгоритм назначения параметров, которые определяют точность элементов, при нормальном законе распределения, принимает вид:

Шаг 1. Определяются начальные приближения. Для этого методом касательных [3] назначаются относительные отклонения параметров без учета внешних воздействий. Используются оптимизационные соотношения для равных допусков или максимального объема допусковой области.

Шаг 2. Для полученных отклонений определяются значения внешних факторов, при которых достигается граничное значение выходной функции. Используются соотношения из алгоритма метода отображений [5, 6].

Шаг 3. Формируются ценовые характеристики электрорадиоэлементов и определяется среднее значения коэффициента g_1 .

Шаг 4. С помощью ценовой характеристики по заданным отклонениям выбираются элементы с коэффициентами внешних воздействий, обеспечивающих минимальную стоимость $p_i^{(k)}$.

Шаг 5. Уточняется значение коэффициента g_{0i} с помощью соотношения:

$$g_{0i}^{(k)} = \frac{p_i^{(k)}}{(\delta_i^{g1})^{(k)}}. \quad (10)$$

Шаг 6. Для полученных параметров внешних воздействий рассчитываются смещенные значения математических ожиданий и назначаются отклонения, формирующие область $\Omega_t^{(k)}$. Используются соотношения (9).

Шаг 7. Проверяется условие завершения алгоритма:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_i^{(k)} - \delta_i^{(k-1)}}{\delta_i^{(k)}} \right)^2} \leq \varepsilon \wedge \left| \frac{y_b^{(k)} - y_e}{y_e} \right| \leq \varepsilon, \quad (11)$$

где ε — значение точности вычислений.

Если условие (11) не выполняется, переход на шаг 4.

Шаг 8. Определяются номинальные отклонения параметров (область $\Omega_r^{(k)}$ на рис. 2). Используются соотношения (1) и (2).

При заданном верхнем ограничении выходной функции алгоритм имеет аналогичный вид.

3. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ ПРИ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОГРАНИЧЕНИЯХ

Практическое использование предложенного алгоритма затруднено в связи с тем, что он не учитывает ряд особенностей выходных функций радиоэлектронных аппаратов и их элементной базы. Важнейшими из них являются:

- двухсторонние ограничения выходной функции;
- ограниченные значения номинальных отклонений;
- необходимость использования дополнительных критериев оптимизации;
- фиксированные значения номинальных отклонений.

Максимальное использование области работоспособности при двухсторонних ограничениях достигается, когда задаются не граничные значения выходной функции, а интервал ее изменения. В этом случае уравнение, которое устанавливает связь между отклонениями параметров и выходной функции, получается из разницы выражений (5), записанных для граничных значений выходной функции:

$$wt = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\bar{a}_i \xi_i^2}{\bar{b}} - \frac{\underline{a}_i^2}{\underline{b}} \right) \cdot m_i^2 \cdot \underline{\delta}_i^2, \quad (12)$$

где $wt = w_y - (\bar{a}_0 - \underline{a}_0) - \sum_{i=1}^n (\bar{a}_i \cdot \bar{m}_i - \underline{a}_i \cdot \underline{m}_i)$; $w_y = \bar{y} - \underline{y}$ — ширина отклонений выходной функции;

$$\xi_i = \frac{\bar{\delta}_i}{\underline{\delta}_i} = \frac{\bar{d}_i}{\underline{d}_i};$$

$\underline{\delta}$ и $\bar{\delta}$ — отклонения параметров при воздействии внешних факторов, которые формируют нижнее и верхнее значения выходной функции; $\underline{d}$ и $\bar{d}$ — относительные изменения параметров элемен-

тов, обусловленные внешними воздействиями и формирующие нижнее и верхнее значения выходной функции.

Вспомогательная функция (7) для выражения (12) преобразуется к виду:

$$L(\lambda) = \sum_{i=1}^n (g_{0i} \delta_i^{g_i}) + \lambda \sum_{i=1}^n \left(\frac{-2\xi_i^2}{\bar{b}} - \frac{a_i^2}{\underline{b}} \right) \cdot m_{ri}^2 \cdot \delta_i^2. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что минимальная стоимость устройств при ограничениях на ширину интервала изменения выходной функции достигается, когда эксплуатационные отклонения основных параметров элементов принимают значения:

$$\delta_j = \sqrt{wt} \left(\frac{-2w_j}{g_{0j} \cdot g_{1j}} \right)^{\frac{1}{g_1-2}} \left(\sum_{i=1}^n w_i \left(\frac{-2w_i}{g_{0i} g_{1i}} \right)^{\frac{2}{g_1-2}} \right)^{-1/2}; \quad (14)$$

$$\bar{\delta} = \underline{\delta} \cdot \xi.$$

где $w_i = \left(\frac{-2}{a_i} \cdot \xi / \bar{b} - \frac{a_i^2}{\underline{b}} \right) \cdot m_{ri}^2$.

Номинальные параметры электрорадиоэлементов определяются рядами предпочтительных чисел, которые кроме номинальных значений устанавливают номинальные отклонения параметров [7, 8]. Обычно каждый тип электрорадиоэлементов выпускается с несколькими номинальными отклонениями. Если не учитывать ограниченные значения номинальных отклонений, то алгоритм назначения допусков может приводить к решениям, для которых невозможна реализация. Проверка возможности реализации может проводиться при минимальных номинальных отклонениях основных параметров электрорадиоэлементов и минимальных значениях коэффициентов внешних воздействий. Тогда условие возможности реализации принимает вид:

$$w_{y \min} \leq w_{ye}, \quad (15)$$

где $w_{y \min}$ и w_{ye} соответствуют ширине отклонения выходной функции при наименьших отклонениях параметров и наименьших коэффициентах внешних воздействий из заданной номенклатуры элементов и заданной ширине отклонения выходной функции.

Условие (15) не гарантирует, что при назначении допусков одно из номинальных отклонений не выйдет за их граничные значения. В этом случае для таких элементов фиксируется ближайшее граничное значение отклонения:

$$\delta_i = \begin{cases} \delta_{sm} & \text{если } \delta_i > \delta_{sm} \\ \delta_{s0} & \text{если } \delta_i < \delta_{s0} \end{cases}, \quad (16)$$

где δ_{s0} и δ_{sm} соответствуют наименьшему и наибольшему эксплуатационному отклонению параметров из заданной номенклатуры элементов.

Если таких элементов несколько, выбирается элемент, для которого достигается максимальная величина:

$$\Delta_i = |\delta_i - \delta_{sb}|, \quad (17)$$

где δ_{sb} — граничное значение эксплуатационного отклонения.

Далее при назначении допусков эти отклонения считаются известными. При необходимости процедуру повторяют для других элементов.

Выбор параметров элементов может проводиться при дополнительных требованиях к отклонениям параметров. Среди них можно выделить условие равных относительных отклонений параметров элементов и максимального объема допусковой области. В случае равных относительных допусков уравнение (12) преобразуется с помощью единичных весовых коэффициентов [3], что приводит к выражению:

$$\delta_j = \frac{1}{m_{rj}} \sqrt{w_t \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{-2}{a_i} \cdot \xi - \frac{a_i^2}{\underline{b}} \right) \cdot \frac{m_{ri}^2}{m_{rj}^2} \right]^{-1}}. \quad (18)$$

Соотношение (18) позволяет назначать равные относительные отклонения параметров с учетом внешних воздействий. Выражение для относительных отклонений, соответствующих максимальному объему допусковой области, получают аналогично:

$$\delta_i = \frac{1}{m_{ri}} \sqrt{\frac{w_t}{n} \left(\frac{-2}{a_i} \cdot \xi - \frac{a_i^2}{\underline{b}} \right)^{-1}}. \quad (19)$$

Тогда алгоритм выбора параметров элементов принимает вид:

Шаг 1. Проверяется выполнение условия реализации алгоритма на заданной номенклатуре элементов. Используется выражение (15).

Шаг 2-6 аналогично шагам 1-5 предыдущего алгоритма.

Шаг 7. Для полученных значений параметров внешних воздействий рассчитываются значения смещенных математических ожиданий и назначаются отклонения, формирующие область $\Omega_i^{(k)}$. Используется одно из выражений (14), (18) или (19) в зависимости от критерия назначения допусков.

Шаг 8. Проверяется принадлежность рассчитанных отклонений заданному интервалу их изменения

$$\delta_{s0} \leq \delta_i \leq \delta_{sm}. \quad (20)$$

Если условие (20) не выполняется, то назначаются отклонения с помощью выражений (16), (17) и осуществляется переход к шагу 5..

Шаг 9. Проверка условия завершения алгоритма:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_i^{(k)} - \delta_i^{(k-1)}}{\delta_i^{(k)}} \right)^2} \leq \varepsilon \wedge \left| \frac{w_{yb}^{(k)} - w_{ye}}{w_{ye}} \right| \leq \varepsilon. \quad (21)$$

Если условие (21) не выполняется, переход на шаг 5.

Шаг 10. Рассчитывают номинальные отклонения параметров, которые соответствуют полученным отклонениям при воздействии внешних факторов.

Параметры элементов, которые выпускаются серийно, должны соответствовать ряду стандартных значений отклонений. Для выбора стандартизованных значений номинальных отклонений параметров элементов проводится ранжирование полученных допусков по относительным отклонениям стоимости от ряда значений заданной характеристики. Для этого используется следующий алгоритм:

Шаг 1. Определяется ряд значений относительных отклонений стоимости:

$$\Delta p_i = \begin{cases} \frac{\Delta p_i}{\overline{\Delta p_i}} \text{ если } \frac{\Delta p_i}{\overline{\Delta p_i}} < \overline{\Delta p_i} \vee y_{\min i} > y_e \\ \overline{\Delta p_i} \text{ если } \frac{\Delta p_i}{\overline{\Delta p_i}} > \overline{\Delta p_i} \wedge y_{\min i} \leq y_e \end{cases},$$

где

$$\frac{\Delta p_i}{\overline{\Delta p_i}} = \left| \frac{p_{sj} - p_i^{(k)}}{p_{sj}} \right|, \quad \overline{\Delta p_i} = \left| \frac{p_{s(j+1)} - p_i^{(k)}}{p_{s(j+1)}} \right|; \quad p_{sj} \leq p_i \leq p_{s(j+1)};$$

p_{sj} — значения стоимости, соответствующих ряду значений параметров элемента; $y_{\min i}$ соответствует граничному значению выходной функции при отклонениях $\delta_{i \min} = (\delta_{i \min 1}, \dots, \delta_{i \min n})$;

$$\delta_{i \min k} = \begin{cases} \delta_{s(j+1)} \text{ if } k = i \\ \delta_{s(0)} \text{ if } k \neq i \end{cases}.$$

Шаг 2. Фиксируется отклонение параметра, соответствующее минимальному значению ряда.

Шаг 3. Назначаются отклонения параметров остальных элементов.

Процедуру последовательно повторяют до тех пор, пока не будут получены отклонения для каждого элемента.

4. ПРИМЕР ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

Метод использовался для назначения номинальных допусковых отклонений и коэффициентов внешних воздействий для элементов фильтра нижних частот [9]. Схема фильтра представлена на рис. 3.

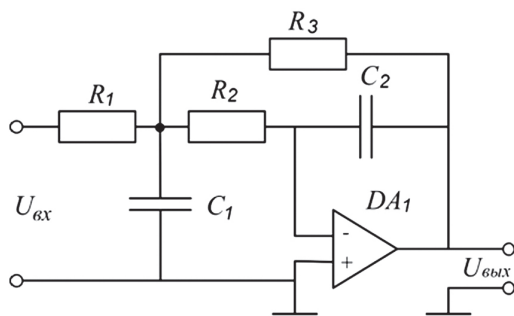


Рис. 3. Активный фильтр нижних частот

Выходной функцией выбиралось затухание, для расчета которого использовались соотношения:

$$a(\omega) = \frac{R_1}{R_3} \sqrt{(1 - b_1 \cdot \omega^2)^2 + b_2^2 \omega^2};$$

$$b_1 = C_2 R_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right); \quad b_2 = C_1 C_2 R_2 R_3,$$

где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; R_i, C_i — параметры элементов.

Номинальные значения параметров элементов задавались в нормированном виде: $m_{R1} = m_{R3} = 4$, $m_{R2} = 2$, $m_{C1} = 0.519$, $m_{C2} = 0.173$. Коэффициент затухания рассчитывался на частоте $\omega = 1$. Ценовые характеристики резисторов и конденсаторов приведены в табл. 1 и табл. 2. Стоимость элементов нормировалась относительно наименьшей стоимости резисторов. Отклонения резисторов при старении принимались равным номинальным отклонениям. Изменения емкости конденсаторов при старении составляли 2%. При расчетах обеспечивалась ширина отклонения выходной функции 10 %.

Таблица 1

Ценовые характеристики резисторов

Номинальное отклонение, %	0,5	1	2	5	5
Температурный коэффициент сопротивления, $10^{-6} 1/^\circ\text{C}$	50	100	100	250	500
Нормированная стоимость	4	2,016	2	1,083	1

Таблица 2

Ценовые характеристики конденсаторов

Номинальное отклонение, %	2	5	10	20
Нормированная стоимость при $\text{TKE} = -(47 \pm 30) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$	86,3	64,7	43,1	36,7
Нормированная стоимость при $\text{TKE} = -(1500 \pm 200) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$	63,4	47,5	31,7	26,9

Выбор элементов проводился по критериям равных относительных отклонений, максимального объема допусковой области и минимальной стоимости. При использовании первых двух критериев также выбирались элементы минимальной стоимости за счет изменения коэффициентов внешних воздействий. Результаты расчетов приведены в табл. 3, где в верхних трех строках записаны эксплуатационные отклонения. Выбранный конденсатор C_1 имел температурный коэффициент емкости $\text{TKE} = -(1500 \pm 200) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, а конденсатор C_2 — $\text{TKE} = -(47 \pm 30) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. При иных температурных коэффициентах условие реализации не выполнялось или увеличивалась стоимость.

Таблица 3

Результаты расчетов

Критерий оптимизации	Отклонения параметров, %				
	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2
Равные относительные отклонения	4,319				
Максимальный объем допусковой области	3,447	6,840	6,885	20,141	2,828
Минимальная стоимость	1,239	2,244	2,339	20,141	5,691
Стандартизованные номинальные отклонения	1	2	2	20	5

При равных относительных отклонениях стоимость резисторов и конденсаторов составляла 128,61. Назначение допусков максимального объема позволяло уменьшить стоимость элементов на 9 %, а использование алгоритма минимальной стоимости позволило уменьшить общую стоимость элементов на 25 %. При увеличении количества элементов эффективность применения алгоритма увеличивается.

ВЫВОДЫ

Рассмотрены особенности формирования зависимости стоимости элемента от параметров, которые определяют его точность. Показано, что при различных коэффициентах внешних воздействий и диапазонах внешних факторов формируются семейства ценовых характеристик элемента. Установлено, что эти зависимости наиболее точно аппроксимируются степенной функцией.

Получены соотношения, позволяющие назначать допуски при обеспечении минимальной стоимости радиоэлектронных устройств, равных отклонений параметров и максимального объема допусковой области. Разработан алгоритм назначения номинальных отклонений параметров и коэффициентов внешних воздействий. В алгоритме проводится проверка возможности реализации заданных ограничений на выходную функцию при заданном наборе параметров элементов. Предусматривается возможность использования граничных значений отклонений параметров в случае выхода рассчитанных отклонений за границу этого интервала. Реализована процедура назначения стандартизованных допусков.

Применение полученного алгоритма для выбора параметров элементов активного фильтра нижних частот показало, что в стратегии минимальной стоимости удастся уменьшить стоимость устройств на десятки процентов по сравнению с критериями максимального объема допусковой области и равных отклонений. В устройствах с большим числом электрорадиоэлементов эффективность стратегии минимальной стоимости увеличивается.

Литература.

- [1] Львович Я.Е., Фролов В.Н. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности РЭА — М.: Радио и связь, 1986 — 192 с.
- [2] Spence R., Soin R.S. Tolerance Design of Electronic Circuits — Addison-Wesley Publ. Co., 1988.
- [3] Шило Г. Н. Геометрические методы назначения допусков // Проблемы управления и информатики. 2007. № 2. — С. 118-126.
- [4] Шило Г. М. Коваленко Д.А. Призначення нормальних допусків методом відображень // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2008. № 1. — С. 37-41.
- [5] Шило Г.Н., Коваленко Д.А., Гапоненко Н.П. Расчет нормальных допусков с учетом отклонений коэффициентов внешних воздействий // Технология и конструирование в радиоэлектронной аппаратуре. 2009. №1. — С. 15-18.
- [6] Шило Г.Н. Назначение интервальных допусков методом отображений // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. №5. — С. 24-33.

- [7] Резисторы постоянные проволочные и непроволочные, переменные проволочные. — СПб.: Электрон-стандарт, 1992. — 292 с.
- [8] Справочник по электрическим конденсаторам / М. Н. Дьяконов, В. И. Карабанов, В. И. Пресняков и др.; Под ред. И. И. Четвертакова и В. Ф. Смирнова. — М.: Радио и связь, 1983. — 576 с.
- [9] Знаменский А.Е., Теплюк И.Н. Активные RC-фильтры. — М.: Связь, 1970. — 280 с.

Поступила в редколлегию 23.04.2010



Шило Галина Николаевна, к.т.н., доцент кафедры Конструирования и технологии производства радиоаппаратуры Запорожского национального технического университета. Область научных интересов: интервальная математика, системы автоматизации проектирования.



Коваленко Дарья Аркадьевна, аспирант кафедры Конструирования и технологии производства радиоаппаратуры Запорожского национального технического университета. Область научных интересов: элементная база радиоэлектронных аппаратов.



Гапоненко Николай Прокофьевич, к.т.н., доцент кафедры Конструирования и технологии производства радиоаппаратуры Запорожского национального технического университета. Область научных интересов: конструирование и тепловые режимы радиоаппаратуры.

УДК 621.396.6.004 : 004.942

Вибір параметрів елементів з урахуванням зовнішніх впливів при нормальному законі розподілу / Г.М. Шило, Д.А. Коваленко, М.П. Гапоненко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 254-259.

У статті було розглянуто моделі залежності вартості елементів від відхилень їх параметрів. Враховуються коефіцієнти зовнішніх впливів. Визначено критерії мінімізації вартості радіоелектронних пристроїв. Запропоновано алгоритм вибору параметрів елементів при нормальному законі їх розподілу.

Ключові слова: еліпсоїдна допускова область, допустимі відхилення, коефіцієнти зовнішніх впливів, вартість елементів, зовнішні впливи, ітераційні алгоритми. Табл. 03. Іл.03. Бібліогр.: 09 найм.

UDC 621.396.6.004 : 004.942

Selecting parameters of elements in view of external influences under normal distribution law / G.N. Shilo, D.A. Kovalenko, N.P. Gaponenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 254-259.

Models of the dependence of the costs of elements upon deviation of their parameters are considered. Factors of external influences are taken into account. Criteria of minimizing costs of radio-electronic devices are determined. An algorithm of selecting parameters of the elements under normal distribution law is suggested.

Key words: ellipsoidal tolerance region, tolerance deviations, coefficients of external influences, elements costs, external influences, iteration algorithms.

Tab. 03. Fig. 03. Ref.: 09 items.

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.37:004.891.3:616-07

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

М.Л. КОЧИНА, А.Г. ФИРСОВ

В работе описан прибор, позволяющий исследовать критическую частоту слияния световых мельканий, время простой и сложной сенсомоторных реакций, силу, динамичность, функциональную подвижность нервных процессов. Прибор может применяться в профотборе, эргономике и клинической практике, позволяет автоматизировать процесс исследования психофизиологического состояния человека.

Ключевые слова: критическая частота слияния световых мельканий, время сенсомоторной реакции, сила нервных процессов, автоматизированный комплекс, профотбор.

ВВЕДЕНИЕ

С 2005 г. в Украине проходит внедрение Системы профессионального психофизиологического отбора работников для выполнения работ повышенной опасности. Отбор осуществляется путем проведения психофизиологической экспертизы лица на его пригодность по психофизиологическим качествам к выполнению работ повышенной опасности. Обследование и испытание тестовыми нагрузками позволяет быстро и объективно «измерять» сравнительно большое число психофизиологических свойств, выявить тонкую структуру индивидуальных особенностей личности, которую другими методиками можно определить лишь в процессе длительных специально организованных наблюдений, а также изучения работающих лиц в процессе деятельности. Для проведения психофизиологической экспертизы необходима разработка новых методов регистрации и обработки показателей, характеризующих функциональное состояние организма человека. Актуальными являются задачи разработки и изготовления современной аппаратуры для проведения психофизиологической экспертизы, подготовки специалистов для эксплуатации и модернизации автоматизированных диагностических комплексов.

К числу методов, позволяющих быстро оценить многие психофизиологические качества человека, относятся исследование критической частоты слияния световых мельканий (КЧСМ), времени сенсомоторной реакции (СР) (характеризующего скорость реакции на световой и звуковой раздражитель, скорость зрительно-моторной реакции), времени темновой адаптации.

До недавнего времени у специалистов на вооружении был ряд программных продуктов, позволяющих производить оценку КЧСМ и СР при помощи ЭВМ и монитора. Но со временем появилась серьезная проблема, так как большинство современных ЭВМ работают под управлением

многозадачных операционных систем не жесткого реального времени, соответственно время реакции стало невозможно однозначно оценивать, используя эти программные продукты [1]. Выходом из положения является применение операционных систем жесткого реального времени или специализированных приборов с аппаратным отсчетом времени. Первый способ мало пригоден для медико-биологических исследований ввиду сложности реализации и дороговизны. Применение специализированных приборов, позволяющих проводить исследования по определению значений КЧСМ и времени СР, является предпочтительным, так как не требует узкоспециализированных систем, а использует распространенные аппаратно-программные платформы. Дополнительным аргументом в пользу таких приборов является то, что их легче сертифицировать и их цена на порядки ниже, чем ЭВМ, что позволяет прогнозировать их более широкое внедрение в практику.

Цвет объекта является результатом обработки электрических сигналов от четырех пуляций приемников электромагнитного излучения — фоторецепторов («красные» колбочки, ($\lambda_{\max} = 560 \text{ нм}$); «зеленые» колбочки, ($\lambda_{\max} = 530 \text{ нм}$); «синие» колбочки, ($\lambda_{\max} = 420 \text{ нм}$); палочки (от 345 до 575 нм) в системе цветооппонентных рецептивных полей (красно-зеленые, сине-желтые, черно-белые). Таким образом, цветовой образ всегда является реконструкцией спектральных характеристик зрительной сцены по разностным сигналам в сложной нейронной сети [2]. Поэтому определение КЧСМ будет более информативно при использовании красных, зеленых, синих и желтых световых стимулов, позволяющим работать в красно-зеленых и сине-желтых полях.

Относительно нормальных показателей КЧСМ в современной литературе имеются противоречивые данные. Автором установлено [2], что для центральной зоны сетчатки (5°) КЧСМ

составляет 40–45 Гц, для парацентральной зоны (10°–20°) – возрастает до 55 Гц и для крайней периферии – снижается до 35–40 Гц. По данным других авторов КЧСМ для крайней периферии составляет 60 Гц и выше. Вследствие отсутствия стандартизации метода и аппаратуры для определения КЧСМ нормативные данные в разных лабораториях существенно отличаются. В традиционном варианте использования метода предъявляется один стимул центральной локализации, воспринимаемый главным образом макулярной областью сетчатки.

Целью данной работы является разработка портативного многофункционального устройства для психофизиологических исследований с аппаратным отсчетом времени и простой интеграцией в комплекс.

1. МЕТОДЫ

Наиболее совершенным способом оценки КЧСМ считается способ Н. М. Пейсахова, по которому КЧСМ определяется дважды – при увеличении частоты световых мельканий от минимального значения, принятого равным 32 Гц, и при ее уменьшении от максимального значения, принятого равным 72 Гц, до критического [3]. Истинное значение КЧСМ вычисляется как среднеарифметическое результатов двух полученных значений. Существует и упрощенная процедура измерения, когда значение КЧСМ определяется при нарастающей частоты.

Управление частотой световых мельканий при ручном изменении частоты и фиксацию значения КЧСМ нужно позволить выполнять испытуемому, что может уменьшить систематическую составляющую погрешности измерений. Случайная составляющая погрешности измерений уменьшается при проведении перед измерениями предварительного обучения определению КЧСМ [3]. То же самое следует сделать и при проведении измерения времени СР.

При измерении времени СР используется классификация и рекомендации ряда авторов [4–6]. Для измерения простой зрительно-моторной реакции используются световые стимулы разного цвета. Контрастность фона и стимула должна быть большой, поэтому светостимул размещен в защитных непрозрачных очках. Длительность экспозиции стимула – 0,2 с. Испытуемому дается инструкция, как можно быстрее реагировать на появление стимула нажатием определенной клавиши, на которой испытуемый держит палец. В процессе эксперимента регистрируется время реакции испытуемого в серии из n измерений.

Необходимо учитывать, что в процессе эксперимента могут появляться как неправдоподобно длительные, так и очень быстрые реакции. Наличие таких реакций может сильно «сместить» результат оценки уровня активации организма. Исключение «выскакивающих» значений может быть проведено с помощью критерия Шовене [7].

Для этого рассчитывают среднее арифметическое (M) и среднее квадратичное отклонение (δ) полученного ряда латентных периодов реакций:

$$M = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n},$$

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - M)^2}{n},$$

где X_i – текущее значение латентного периода простой зрительно-моторной реакции; n – количество измерений реакции; i – порядковый номер реакции.

Затем вычисляют характеристику t :

$$t = \frac{X_i - M}{\delta}.$$

Полученные значения стандартизованного отклонения каждой из реакции от средней реакции сравнивают с табличным значением критерия Шовене. Например, для $n=10$ $t(st) = 2, 3$. Все значения реакций, для которых $t \geq t(st)$ из последующей выборки исключаются. Если число исключенных значений реакций больше нуля, то количество испытаний увеличивается на это число. Затем опять проводится проверка на наличие «выскакивающих» значений. Эта операция продолжается до тех пор, пока число исключенных значений не будет равным нулю. Затем рассчитываются показатели проведенных испытаний: среднее значение латентного периода простой зрительно-моторной реакции, среднее квадратичное отклонение означенной реакции, процент «выскакивающих» значений реакции, вычисленный исходя из всей группы проведенных испытаний.

Для определения времени сложной сенсомоторной реакции используется такая инструкция: испытуемому необходимо как можно быстрее нажимать установленную клавишу при появлении стимула строго определенного цвета. На появление стимула другого цвета не реагировать. Задается количество раздражителей, на которые реакция необходима, количество стимулов другого цвета, на которые реакция должна отсутствовать, среднее время межстимульного интервала и среднее квадратичное отклонение межстимульного интервала (для определения межстимульного интервала используется датчик псевдослучайных чисел с нормальным распределением).

С помощью генератора псевдослучайных чисел равновероятно выбирается и генерируется стимул одного из предусмотренных цветов. Длительность экспозиции стимула – 0,2 с. Измеряется время реакции испытуемого. Диагностируется возможная ошибка: ошибка пропуска, ошибка реагирования на другой цвет. Запоминается последовательность выводимых цветов. Проводится проверка на наличие «выскакивающих» реакций.

В случае наличия таковых проводятся дополнительные исследования (аналогично простой СР). Вычисляется процент неадекватных «выскакивающих» реакций относительно общего числа возбуждающих стимулов.

Методика измерения функциональной подвижности нервных процессов (ФНП) заключается в следующем: в течение заданного времени Т испытуемому в случайном порядке предъявляются задачи на распознавание цветов (цветных стимулов заданного размера и яркости). Требуется как можно быстрее определить цвет выведенного стимула и, в случае, если это цвета Ц1 или Ц2 нажать определенную в инструкции соответствующую клавишу, а в случае появления Ц3 – не производить никаких действий с клавиатурой прибора. При проведении испытания следует реализовать режим работы «с обратной связью», т. е. в процессе выполнения задания постоянно осуществлять проверку качества работы по следующему алгоритму.

Экспозиция первой предъявляемой задачи 1 с, а время высвечивания каждой последующей задачи $t(n)$ зависит от продуктивности решения предыдущей задачи $t(n-1)$ и определяется правилом:

$$t(n) = \begin{cases} (1-dt) \cdot t(n-1) & \text{своевременно} \\ (1+dt) \cdot t(n-1) & \text{несвоевременно} \end{cases}$$

где $t(n)$ – текущая экспозиция раздражителя; $t(n-1)$ – предыдущая экспозиция раздражителя; dt – доля изменения длительности экспозиции раздражителя; n – порядковый номер раздражителя.

Своевременным решение считалось тогда, когда испытуемый нажимал (или не нажимал) адекватную клавишу за период $t(n-1) + 0,1$ с после появления задачи. В противном случае решение задачи считалось несвоевременным. Длительность интервала между сигналами – 0,2 с. После проведения испытания определяется минимальная за все время эксперимента экспозиция раздражителя, который и считается оценкой ФНП.

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ПРИБОРА

Ввиду неоднородности и сложности методик КЧСМ и время СР должны определяться отдельными узлами: генератором, перестраиваемым испытуемым, и таймером, запускаемым и останавливаемым им же. Так же ряд методик требует подсчет числа ошибок. Генератор, частотмер, таймер и счетчики вместе с устройством управления входят в состав микроконтроллера

(МК), который является основным элементом схемы прибора. Производственный разброс параметров светодиодов, используемых в качестве источников светостимулов, обуславливает наличие электронной регулировки яркости. Оптимально в таком случае использовать связку широко – импульсный модулятор (ШИМ) – фильтр – усилитель, тем более, что большинство МК уже имеют в своем составе аппаратные ШИМ. Для связи с компьютером следует использовать интерфейс USB, так как традиционные для подобных приборов интерфейсы LPT и COM почти не встречаются в современных компьютерах, а тем более в ноутбуках. Для гибкости решения применен преобразователь интерфейсов USB и последовательного интерфейса МК.

Структурная схема прибора показана на рис. 1.

Прибор состоит из двух светостимуляторов, расположенных в оправе очков, в состав каждого из них входит 4 светодиода СД 1-4, СД 5-8 – для подачи светостимулов разного цвета. Коммутатор К обеспечивает выбор соответствующего цвета. Фильтр-усилитель Ф-У служит для согласования уровней мощности генератора и светодиодов, а так же для фильтрации ШИМ сигнала питания светодиодов. Генератор Г служит для генерирования сигнала с частотой стимулов. Т – таймер, служит для формирования последовательности импульсов для измерения времени СР. С – секундомер – для измерения времени сенсомоторной реакции, СО – счетчик ошибок при измерениях. ПК – компьютер для регистрации результатов измерения и управления, ПИ – преобразователь сигналов интерфейса USART микроконтроллера и USB персонального компьютера, Кл – кнопки ответа испытуемого, с помощью которых он фиксирует значение частоты и появление стимула. Кнопки выведены на верхнюю часть пульта, ко-

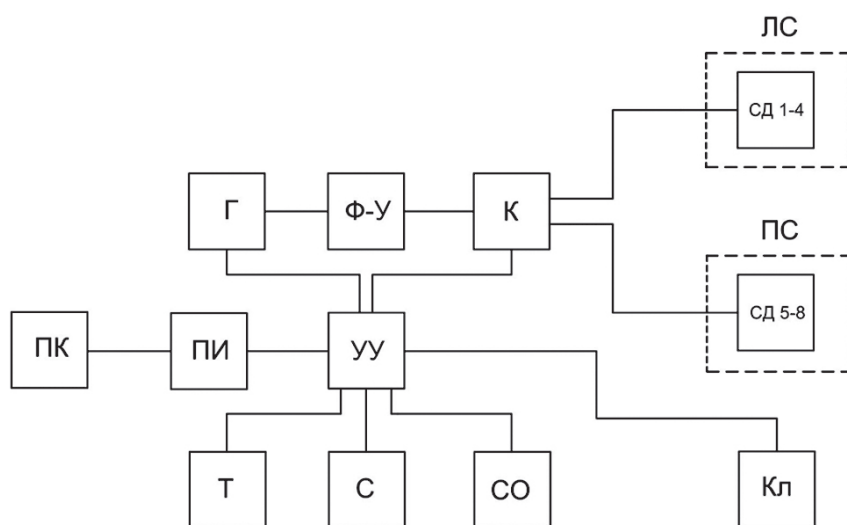


Рис. 1. Структурная схема прибора:

ЛС и ПС – светостимуляторы левого и правого глаз; СД 1-8 – светодиоды; К – коммутатор; Ф-У – фильтр-усилитель; Г – генератор; Т – таймер; С – секундомер; СО – счетчик ошибок; УУ – устройство управления; ПК – компьютер; ПИ – преобразователь интерфейсов, Кл – кнопки ответа испытуемого.

торый является одновременно корпусом для прибора, в котором смонтированы все узлы.

Светостимуляция, для исключения влияния нежелательной посторонней засветки, осуществляется с помощью очков (типа защитных) с четырьмя светодиодами и световодами, расположенными напротив каждого глаза в центральной зоне. Диаметр светового стимула – 1,8 мм, зона засвета сетчатки для исследования макулярной зоны – не более 6°, дискретность изменения частоты – 0,1 Гц; диапазон определения частоты 32...72 Гц, длительность светового импульса – 10 мс. Такая длительность стимула была выбрана в соответствии с принятой практикой регистрации локальной электроретинограммы (Л-ЭРГ) [2].

Как правило, в практике рефлексометрии исследуются реакции не на одиночные раздражители, а на их серии, где сигналы следуют друг за другом. Диапазон измерения времени реакции от 1 мс до 9 с, дискретность измерения 1 мс, количество кнопок ответа испытуемого – 2.

В качестве основного выбран микроконтроллер семейства Mega – ATMEGA8, имеющий FLASH- память программ объемом 8 Кбайт, ОЗУ объемом 1 Кбайт, два 8-разрядных таймера/счетчика, один 16-разрядный таймер/счетчик (с возможностью работы в режиме 2-х канального генератора сигнала с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), полнодуплексный универсальный синхронный/ асинхронный приемопередатчик (USART), максимальным числом линий ввода/вывода равным 23 [8]. На сегодня он обладает максимальным соотношением функциональность/цена.

Функциональная схема прибора показана на рис. 2

Микроконтроллер ATmega8 в своем составе имеет 16-разрядный таймер-счетчик, который может быть сконфигурирован как двухканальный 10-разрядный ШИМ. Сигнал с выхода модулятора может быть получен на выводах OC1A и

OC1B. Сигнал ШИМ подвергается фильтрации и усилению в фильтре, построенном на операционном усилителе LM358, и подается на управляющий вход интегрального регулятора напряжения LM317. С выхода регулятора напряжение подается на аноды светодиодов, расположенных в очках. Таким образом, в приборе реализована возможность электронной регулировки яркости свечения светодиодов (источников светостимулов). Это позволяет менять вышедшие из строя очки со светодиодами, проводить калибровку яркости светодиодов, для обеспечения повторяемости результатов измерения. Для этого в программе для ЭВМ предусмотрен конфигуратор.

Для генерирования импульсов с изменяемой частотой (используется для определения КЧСМ) и импульсов с регулируемой длительностью и паузой в последовательности (для определения времени СР) служит второй таймер-счетчик. В зависимости от команд, принятых с ПК, этот таймер-счетчик изменяет состояние выводов МК PC0...PC5, которые подключены к коммутатору UNL2003. Коммутатор через токоограничивающие резисторы подключает катоды светодиодов, расположенных в очках к минусу источника питания. Так обеспечивается выбор требуемого цвета при проведении измерений. Дополнительно от выходов регуляторов напряжения, через делитель поступает напряжение на наушники и коммутируется левый или правый канал при исследовании слухомоторных реакций.

Поскольку выбранный микроконтроллер не имеет аппаратного контроллера USB, то для преобразования сигналов последовательного приема-передатчика (USART) МК ATmega8 используется дополнительный МК ATtiny2313. На нем реализован программный преобразователь протокола обмена данными по шине USB. При подключении прибора к ПК и установке стандартного драйвера он определяется как виртуальный COM-порт, с которым удобно работать.

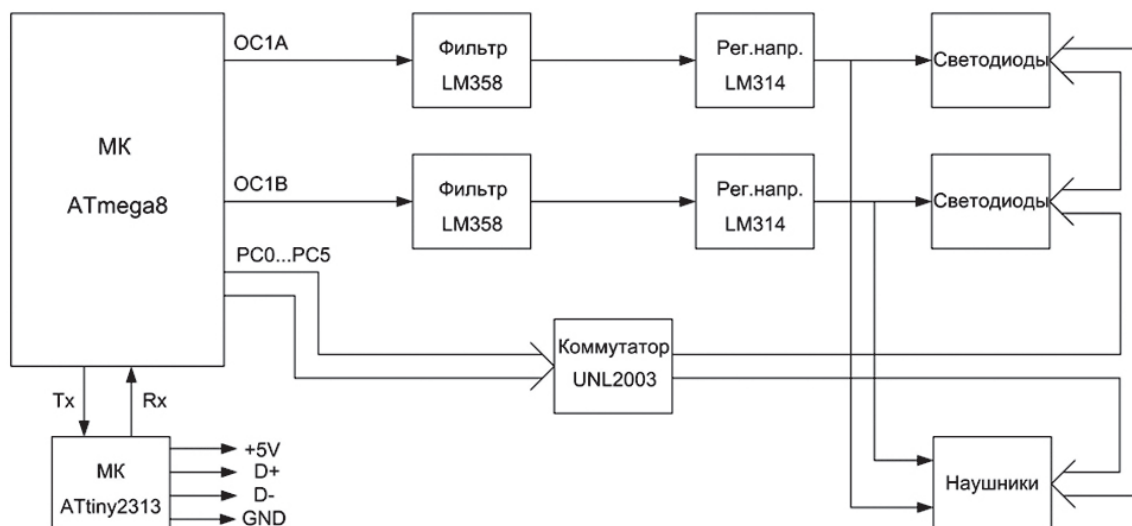


Рис. 2. Функциональная схема прибора

Питание всего прибора осуществляется от шины USB, ток потребления не превышает 150 мА, что гораздо больше возможностей шины (500 мА). Это позволяет обойтись без дополнительных стабилизаторов напряжения питания.

Все временные интервалы в МК генерируются путем соответствующего деления частоты кварцевого генератора, что обеспечивает гарантировано малую инструментальную погрешность. В приборе использован внешний кварцевый резонатор на частоту 16 МГц.

При разработке прибора много внимания уделялось совместимости с ПК. Связь с ПК происходит через виртуальный COM-порт, драйвера, на который имеются под операционные системы семейства Windows, Linux, MacOS. Кроме того, по требованию можно изготовить версии прибора для компьютеров без шины USB, а так же беспроводными адаптерами. Гибкость решения позволяет интегрировать прибор в уже существующие системы путем несложной доработки самой системы.

Протокол обмена с прибором чрезвычайно прост. Прибор и ПК обмениваются информацией при помощи коротких сообщений — дейтаграмм. Сообщение состоит из последовательности байт: 8 байт для измерения КЧСМ, 13 байт для измерения времени СР и 8 байт для калибровки яркости. В конце каждого сообщения идет контрольная сумма байт сообщения (CRC). Если происходит искажение информации, то сообщение повторяется. В сообщении указывается методика, яркость светодиодов, цвет и используемый канал, увеличение или уменьшение частоты, длительность светового стимула, время между стимулами. Ответное сообщение содержит информацию о частоте КЧСМ или времени нажатия на клавишу и номер клавиши. Все методики формируются программно на уровне приложения в ЭВМ, что дает возможность гибко изменять и дополнять методики, реализуемые комплексом.

Управление прибором осуществляется программой «Исследователь», предназначенной для IBM-совместимых компьютеров с операционной системы Windows 2000/XP/Vista. Приложение написано с использованием Microsoft®.NET Framework 3.5 на языке C#, что позволяет при необходимости портировать его в другие ОС (например, Linux, используя Mono). Справочная система программы позволяет быстро получить необходимые сведения о работе программы и методике проведения исследования. Разработанная программа обеспечивает управление и ведение базы данных. В базе данных сведены личные данные испытуемого и результаты проведенных исследований. Результаты измерения нельзя редактировать, можно только повторить измерения, при этом в базе появляется новая запись об этом. Это сделано для того, чтоб в процессе исследования исключить возможность умышленного ис-

кажения результатов. База данных совместима с форматом книг Microsoft Excel, дополнительно имеется возможность экспорта/импорта данных с этим приложением, а так же в текстовый формат. Дополнительно программа управления позволяет создавать и редактировать профили исследования (в формате XML), в которых можно указать число испытаний, методику, число обучающих итераций. Это дает возможность упростить и ускорить процесс исследования, а так же использовать в процессе автоматического измерения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный прибор позволяет автоматизировать процесс исследования психофизиологического состояния человека по ряду показателей, а так же сократить количество персонала, требуемого для проведения исследований. Вид тестовых заданий и форма представления результатов исследований может изменяться в зависимости от поставленных задач (профессиональный отбор, психофизиологическая экспертиза, оценка текущего функционального состояния человека).

Предлагаемый прибор имеет ряд преимуществ перед аналогами. Он позволяет наряду с измерением КЧСМ четырех цветов (в существующих аналогах их не более трех), проводить исследования времени сенсомоторной реакции на световые и звуковые стимулы. Важной особенностью прибора является возможность фиксации количества ошибок испытуемого при проведении измерений. Количество ошибок, допускаемое испытуемым при осуществлении методик, также является диагностическим показателем, характеризующим функциональное состояние человека и степень его утомления. Прибор может питаться от порта USB ПК, что позволяет использовать его с портативным компьютером типа notebook.

При разработке прибора был исследован вопрос программной зависимости компьютерных методик определения КЧСМ и времени СР, заключающийся в том, что в многозадачных операционных системах не жесткого реального времени длительность временных интервалов однозначно определить сложно. Поэтому для обеспечения требуемой независимости и повторяемости результатов исследований используется не программный, аппаратный способ измерения времени.

Описанные методики являются субъективными, хотя в практике применяются очень часто. Для объективизации результатов психофизиологических исследований прибор планируется дополнить объективными методиками исследования, такими как электромиография и омега-метрия. Эти методики планируется объединить в едином аппаратно — программном комплексе, позволяющем комплексно решать задачи профотбора.

Литература.

- [1] Таненбаум Э., Вудхалл А. Операционные системы: разработка и реализация. / Э.Таненбаум, А.Вудхалл. — СПб.: Питер, 2006. — 576 с: ил.
- [2] Голубцов К.В. Мелькающий свет в диагностике и лечении патологических процессов зрительной системы человека. / К.В. Голубцов, И.Г. Куман, Т.С. Хейло и др., // Информационные процессы. — 2003. Т.3, № 2. — С. 114-122.
- [3] Роженцов В. В. Исследование критической частоты слияния мельканий методом последовательных приближений. / В. В. Роженцов, Т. А. Корнюшина, А. А. Фейгин // Физиология человека. — 2006, Т. 32, № 5. — С. 52-55.
- [4] Дорошенко В.А. и др. Методы исследования в психофизиологии: Учебн. пособие / В.А. Дорошенко, И.Е. Кануников, А.Г. Смирнов и др. — СПб., 1994. — 143с.: ил.
- [5] Макаренко Н.В. Критическая частота световых мельканий и переделка двигательных навыков // Физиология человека. — 1995. — Т. 21. — № 3. — С. 13-17.
- [6] Макаренко Н.В. Методика проведения обстежень та оцінки індивідуальних нейродинамічних властивостей вищої нервової діяльності людини / Н.В. Макаренко //Фізіологічний журнал. — 1999. — Т.45, №4. — С. 125-131.
- [7] Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок / Пер. с англ. Л.Г. Деденко. — М.: Мир, 1985. — 272с., ил.
- [8] Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. — 592 с: ил.

Поступила в редколлегию 29.04.2010

Кочина Марина Леонидовна, доктор биологических наук, профессор, профессор кафедры радиоэлектронных устройств ХНУРЭ, ведущий научный сотрудник Харьковского национального медицинского университета. Область научных интересов: исследование и моделирование механизмов взаимодействия электромагнитного излучения с биологическими объектами, медицинская и биологическая кибернетика.



Фирсов Алексей Геннадиевич, магистр, выпускник ХНУРЭ, аспирант кафедры радиоэлектронных устройств ХНУРЭ. Область научных интересов: проблемы обработки и представления сигналов биологического происхождения, цифровая обработка сигналов различной природы.

УДК 621.37:004.891.3:616-07

Багатофункціональний прилад для проведення психофізіологічних досліджень / М.Л. Кочина, О.Г. Фірсов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 260-265.

У статті був описаний прилад, що дозволяє досліджувати критичну частоту злиття світлових мелькань, час простої і складної сенсомоторних реакцій, силу, динамічність, функціональну рухливість нервових процесів. Прилад може застосовуватися в профвідборі, ергономіці та клінічній практиці, дозволяє автоматизувати процес дослідження психофізіологічного стану людини.

Ключові слова: критична частота злиття світлових мелькань, час сенсомоторної реакції, сила нервових процесів, автоматизований комплекс, профвідбір.

Іл.02. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.37:004.891.3:616-07

Multifunctional device for psychophysiological research / M.L. Kochina, A.G. Firsov // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 260-265.

The paper describes a multifunctional device that allows to measure the critical frequency of confluence of blinkings, simple and complicated sensomotor reaction time, functional mobility of nervous processes. The device can be used in occupational selection, ergonomics and clinical practice as well as it allows to automatize the process of researching man's psychophysiological state.

Key words: critical frequency of confluence of blinkings, sensomotor reaction time, functional mobility of nervous processes, computer-aided complex, occupational selection.

Fig. 02. Ref.: 08 items

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

УДК 621.396.9: 551.508.855

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ В АТМОСФЕРЕ, ВЫЗВАННЫХ СОЛНЕЧНЫМ ТЕРМИНАТОРОМ

А.И. ЛИТВИН-ПОПОВИЧ, Д.Б. ЕВСЕЕВ, В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, С.В. ЮДИН, К.В. СКЛЯРЕНКО

В работе рассматривается методика анализа короткопериодических колебательных процессов в атмосфере. Приводятся результаты анализа данных вертикального зондирования атмосферы во время прохождения солнечного терминатора.

Ключевые слова: радиолокационная станция вертикального зондирования атмосферы, дистанционные методы зондирования, солнечный терминатор.

ВВЕДЕНИЕ

Солнечный терминатор [1] — поверхность, разделяющая освещенную и неосвещенную Солнцем части поверхности планеты и атмосферы. Во время прохождения солнечного терминатора, возникает тепловой удар, вызванный скачкообразным изменением потока энергии от Солнца. В результате появляются существенные высотные градиенты температуры воздуха. Следствием этого являются процессы теплообмена, выражающиеся в колебаниях локальной плотности и диэлектрической проницаемости атмосферы. Указанные колебания повышают степень турбулизованности воздушных течений.

Повышенная степень турбулентности приводит к следующим следствиям:

1. Изменение условий распространения радиоволн во время прохождения солнечного терминатора.

2. Оптические искажения наблюдаемых малоразмерных объектов (в астрономии).

Существует ряд методов измерения, позволяющих зафиксировать описываемое явление. Наиболее перспективным является применение оптического или радиолокационного зондирования, поскольку есть возможность реализовать высокое временное разрешение, необходимое для анализа короткопериодических процессов. Поскольку рассматриваемые колебательные процессы приводят к появлению значительных градиентов плотности и диэлектрической проницаемости, радиолокационная отражаемость атмосферы возрастает. Таким образом, можно выделить основные наблюдаемые признаки возникающих процессов:

1. Колебания мощности сигнала, рассеянного атмосферными неоднородностями.

2. Короткопериодические колебания скорости ветра, регистрируемые на фоне тренда, обусловленного метеорологической обстановкой.

Актуальность данного исследования заключается в следующем: на основании анализа реакции атмосферы на ударное тепловое воздействие можно оценить частотную характеристику атмосферы как инерционной системы. Это позволит усовершенствовать методы контроля качества результатов в системах радиолокационного зондирования атмосферы.

1. АППАРАТУРА И УСЛОВИЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Для наблюдения короткопериодических колебательных процессов в атмосфере необходима регистрация метеопараметров с временным разрешением в десятки секунд, что требует применения современных систем дистанционного зондирования атмосферы.

С помощью когерентно-импульсной доплеровской радиолокационной станции вертикального зондирования дециметрового диапазона [2] был проведен цикл измерений, охватывающий периоды заката и рассвета. Использовалось одно направление зондирования (зональное) с углом наклона ДН антенны 9 градусов от зенита. Использование одного направления зондирования позволяет повысить временное разрешение зондирования. Параметризация спектров рассеянных сигналов производилась методом наименьших квадратов [2, 3].

2. МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ

Полученные в ходе зондирования высотнo-временные зависимости метеопараметров подвергались спектральному анализу с целью выявления их частотной структуры. Спектральный анализ осуществлен с помощью непрерывного вейвлет-преобразования [4]:

$$S(\tau, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot \psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt,$$

$$s(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} S(\tau, a) \cdot \frac{1}{a^2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{t-a}{\tau}\right) \cdot d\tau \cdot da,$$

где $\psi(\tau, a)$ — вейвлет, как функция от сдвига (τ) и масштаба (a) [4, 5].

Достоинства вейвлет-преобразования по сравнению с преобразованием Фурье в данном случае обусловлены более высоким временным разрешением для высокочастотных составляющих сигнала и более низким временным разрешением для низкочастотных составляющих. Это позволяет провести единственное преобразование, тогда как для Фурье-анализа пришлось бы применять набор преобразований с различным размером выборки для получения аналогичных результатов. Кроме того, при вейвлет-преобразовании получается частотно-временное разложение в координатах «время-период», а не «время-частота», что более удобно для анализа рассматриваемых волновых процессов.

Для анализа колебательных процессов выбран комплексный гауссовый вейвлет CGAU. Это семейство вейвлетов вычисляется взятием p -й производной от $f(x) = C_p \cdot e^{-i \cdot x} \cdot e^{-x^2}$. Коэффициент C_p вычисляется таким образом, чтобы $\left\| \frac{\partial^p f(x)}{\partial x^p} \right\|^2 = 1$. Выбор комплексного гауссового вейвлета обусловлен тем, что для гауссовой весовой функции обеспечивается минимальная площадь области неопределенности спектрального анализа, равная $\Delta t \cdot \Delta f = \frac{1}{2}$ [6].

Определение периода при непрерывном вейвлет-преобразовании проводится по формуле $F_a = \frac{F_c}{a \cdot \Delta}$, где a — масштаб, Δ — период дискретизации, F_c — центральная частота вейвлета. Таким образом, задача выбора вейвлета сводится к поиску функции, имеющей центральную частоту, большую $F_{\max} / \Delta$, где $F_{\max}$ — максимальная частота анализируемых колебаний. В свою очередь, период дискретизации должен быть менее $1/2 \cdot F_{\max}$, исходя из теоремы Котельникова. Окончательно получаем $F_c \geq F_{\max}^2 / 2$. В случае атмосферных процессов, наиболее высокочастотные из анализируемых процессов имеют периоды в десятки секунд — единицы минут, так что $F_{\max} \sim 0.1 F$, следовательно, $F_c > 0.005$ Гц. Зависимость центральной частоты от номера комплексного гауссового вейвлета CGAU приведена на рис. 1.

С ростом номера вейвлета повышается вычислительная сложность, так что в данном случае применен вейвлет CGAU20.

Анализ проводился для области периодов колебаний 1–30 минут с шагом 1 минута.

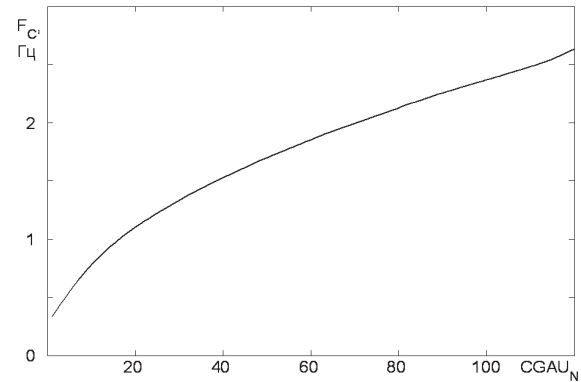


Рис. 1. Зависимость собственной частоты от индекса комплексного гауссового вейвлета

3. РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 2 приведено высотно-временное поле мощности рассеянного сигнала. Здесь и далее, 1 — гражданские сумерки, 2 — навигационные сумерки.

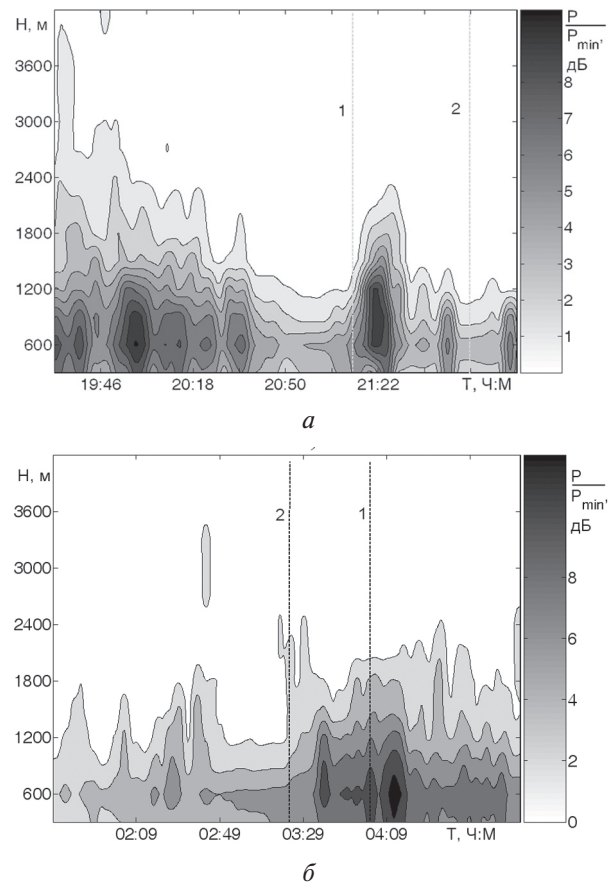


Рис. 2. Высотно-временная зависимость мощности рассеянного сигнала во время заката (а) и рассвета (б); 1 — гражданские сумерки, 2 — навигационные сумерки

В период заката и рассвета наблюдаются колебания мощности рассеянного сигнала, достигающие 10 дБ в приземном слое атмосферы. Результаты спектрального анализа вариаций мощности рассеянного сигнала для высоты зондирования 900 метров приведены на рис. 3. Анализ проведен для временного интервала, соответствующего закату (а) и рассвету (б).

Наиболее интенсивные из зарегистрированных колебаний имели периоды порядка 15–20 минут. Во время прохождения терминатора также усиливаются короткопериодические колебания мощности рассеянного сигнала с периодами порядка 2–5 минут.

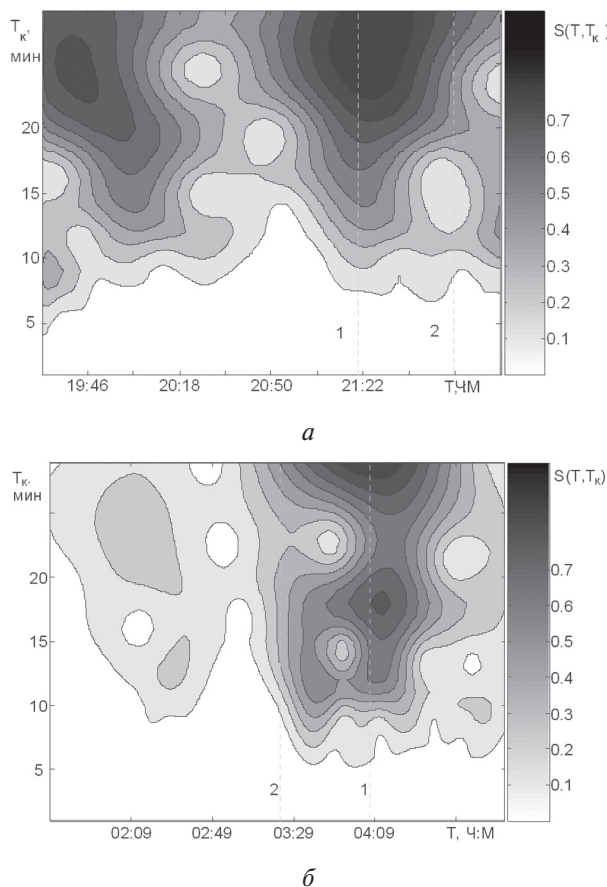


Рис. 3. Спектр вариаций мощности рассеянного сигнала для высоты 900 метров

На рис. 4 представлены спектры вариаций скорости ветра при прохождении солнечного терминатора.

Непосредственно перед закатом скорость ветра снижается. Во время заката наблюдаются интенсивные колебания скорости ветра в приземном слое. Колебания во время восхода выражены значительно слабее. Непосредственно перед наступлением гражданских сумерек регистрируется возрастание интенсивности вариаций скорости ветра, в особенности — короткопериодических. Во время рассвета хорошо заметно изменение основного периода со временем — возникают короткопериодические колебания, затем их энергия передается по спектру в область более низкочастотных колебаний. Перед закатом и рассветом интенсивность колебаний минимальна.

Рассмотрим спектры вариаций мощности рассеянного сигнала и скорости ветра во время заката, приведенные на рис. 5. Обозначения на графиках: 1 — за 1.5 часа до гражданских сумерек, 2 — гражданские сумерки, 3 — навигационные сумерки, 4 — через 1.5 часа после навигационных сумерек.

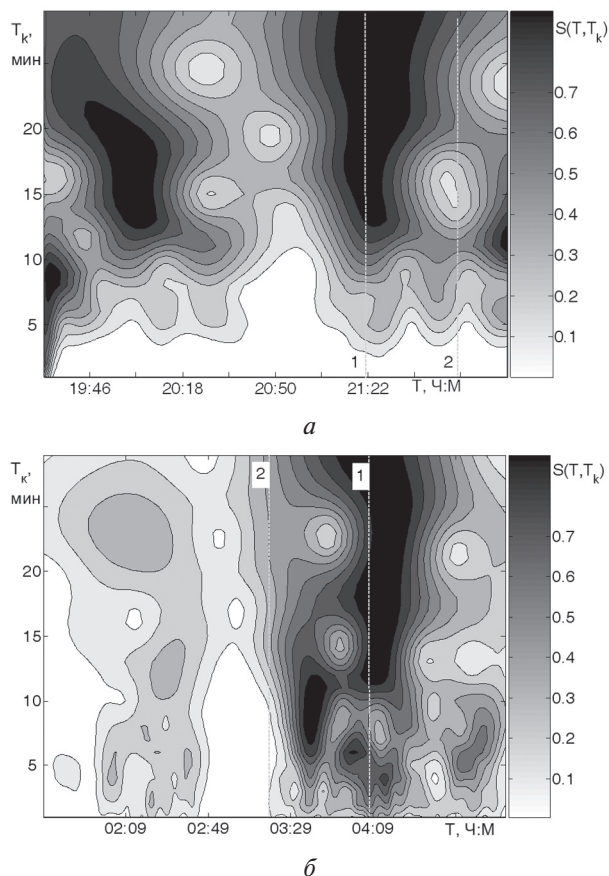


Рис. 4. Спектр вариаций скорости ветра при закате (а) и восходе (б) Солнца

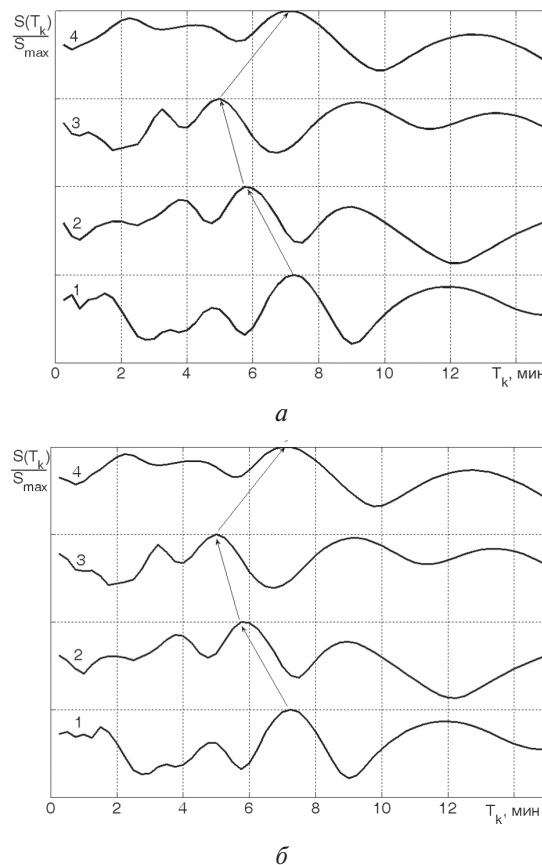
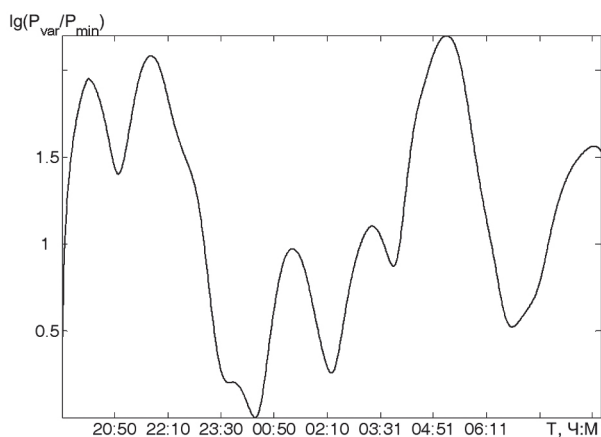


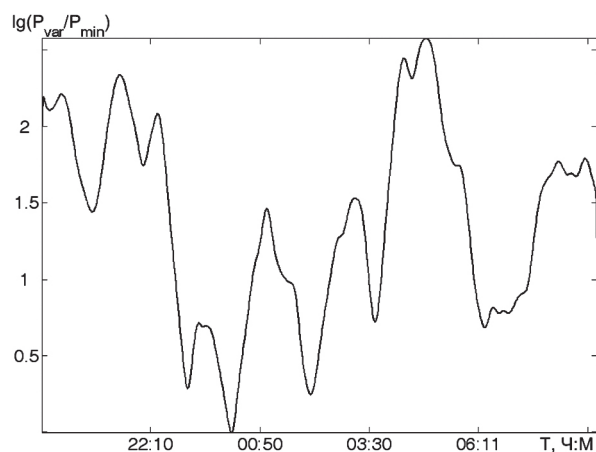
Рис. 5. Эволюция основного периода колебаний мощности рассеянного сигнала (а) и скорости ветра (б)

Во время прохождения солнечного терминатора, наблюдается снижение основного периода колебаний мощности рассеянного сигнала до 5 минут. Период колебаний восстанавливается через 1.5 часа после наступления навигационных сумерек. Спектр вариаций мощности сигнала сильно изрезан, значительная часть энергии сосредоточена в области медленных колебаний с периодами 30 минут и более. В связи с этим, рассмотрение проводится для периодов 1...15 минут, чтобы акцентировать рассматриваемые явления.

Рассмотрим временные ряды интенсивности вариаций мощности рассеянного сигнала и регистрируемой скорости ветра, приведенные на рис. 6. Наиболее интенсивные вариации скорости ветра и мощности рассеянного сигнала наблюдаются во время заката и рассвета.



а



б

Рис. 6. Временной ряд интенсивности вариаций мощности рассеянного сигнала (а) и скорости ветра (б)

ВЫВОДЫ

Из анализа результатов радиолокационного зондирования атмосферы можно сформулировать следующие выводы:

1. Солнечный терминатор является мощным источником энергии, порождающим колебательные процессы в атмосфере.

2. Обнаруженные колебания имеют более короткие периоды по сравнению с колебаниями, вызванными атмосферной циркуляцией в отсутствие ударных тепловых воздействий.

3. Наиболее интенсивные колебания во время прохождения солнечного терминатора имеют период около 5 минут.

4. Основная доля энергии колебаний в атмосфере приходится на колебания с периодами более 30 минут.

5. РЛС ВЗ обеспечивает возможность регистрации короткопериодических колебаний в тропосфере.

Литература.

- [1] Speed-resonant terminator wave generation in the Earth troposphere. V.P.Vasylyev, V.A.Sergeev. Earth, Moon and Planets, 84, 2000. — pp. 81-93.
- [2] Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. — 426 с.
- [3] Wind profiler assessment report. — NOAA, Silver Spring, Maryland, 1994. — 141 p.
- [4] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд-е 5-е, стер., М.:Высшая школа, 2005. — 462 с.
- [5] Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций. 2-е изд. / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов и др. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 768 с.: ил.
- [6] Signal analysis: Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications. Alfred Mertins. John Wiley and Sons Ltd, 1999. ISBN 0-471-98626-7.

Поступила в редколлегию 12.04.2010



Литвин-Попович Андрей Игоревич, ассистент каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Область научных интересов: цифровая обработка радиолокационных сигналов.



Евсеев Дмитрий Борисович, к.т.н., научный сотрудник НУЦ ОРТ, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Область научных интересов: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.



Олейников Владимир Николаевич, к.т.н., профессор каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Область научных интересов: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.



Юдин Станислав Владимирович, аспирант каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Область научных интересов: Метеорологическая радиолокация.



Скляренко Константин Валерьевич, студент радиотехнического факультета, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Область научных интересов: метеорологическая радиолокация.

УДК 621.396.9: 551.508.855

Радіолокаційні спостереження коливальних процесів, які визвані сонячним термінатором / А.І. Літвін-Попович, Д.Б. Євсєєв, В.М. Олейніков, С.В. Юдін, К.В. Скляренко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. — Т. 9. — № 2. С. 266-270.

У роботі розглянуто методику аналізу коливальних процесів у атмосфері Землі за даними радіолокаційного вертикального зондування. Показано застосованість низькопотенційних РЛС вертикального зондування для вирішення дослідницьких задач в області фізики атмосфери. Наведено результати, які отримані обробкою даних низкою сеансів зондування.

Ключові слова: радіолокаційна станція вертикального зондування атмосфери, дистанційні методи зондування, сонячний термінатор.

Лл. 6. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.396.9: 551.508.855

Radar measurements of atmospheric parameter fluctuations evoked by a solar terminator passage / A.I. Litvin-Popovitch, D.B. Evseev, V.N. Oleynikov, S.V. Yudin, K.V. Sklyarenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. — V. 9. — № 2. — P. 266-270.

The paper considers methods of analyzing short-period fluctuations in the atmosphere. Results of analyzing the data of the vertical atmospheric probing in time of passing a solar terminator are given.

Key words: radar wind profiler, atmospheric remote sensing, solar terminator.

Fig. 6. Ref.: 6 items.

СТРУКТУРА ПОСТРОЕНИЯ И ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РЕГИОНАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И ОРГАНИЗАЦИИ ДОРОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ

А.И. ДОХОВ, А.М. ЛУКЬЯНОВ, Е.В. ГРИНЧЕНКО

Предлагается типовая структура Региональной информационно-аналитической системы мониторинга и организации дорожного движения (РИАС), предназначенной для комплексного решения задачи организации дорожного движения на региональном (областном) уровне. Рассматриваются функции составляющих РИАС и общая схема функционирования системы.

Ключевые слова: транспорт, организация, безопасность, мониторинг, спутниковая навигация, дорожно-транспортное происшествие.

ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с геополитическим положением и государственной политикой Украина интегрируется в мировые, в первую очередь европейские, транспортные и информационные системы. Важным элементом экономики страны становятся транзитные транспортные коридоры. Следовательно, ее системы навигации, связи и наблюдения подвижных объектов должны отвечать тенденциям, которые имеют место в развитии аналогичных систем в странах Европейского союза, а также в Российской Федерации.

В рамках реализации политики интеграции Украины в мировые транспортные и информационные системы, в соответствии с постановлением Кабинета Министров Украины № 834 от 17 сентября 2008 г. [1], создается Государственная интегрированная информационная система (ГИИС) обеспечения управления подвижными объектами. ГИИС предназначена для обеспечения эффективного функционирования национальной транспортной системы и международных транспортных коридоров на территории государства с одновременным обеспечением надежного контроля воздушного, водного (надводного, подводного), сухопутного пространств и морской экономической зоны.

Система организуется путем информационного сочетания интегрированных подсистем наблюдения, навигации и связи, которые уже действуют или будут созданы в Украине, Главного информационного центра и других информационных центров по необходимости.

Пользователями ГИИС могут быть все заинтересованные органы государственной власти Украины и их учреждения (организации), а также любые юридические и физические лица (отечественные и иностранные). Информация пользователям предоставляется согласно установленному в Системе регламенту, соблюдение которого обеспечивается подсистемой защиты ее информационных ресурсов от несанкционированного доступа.

В основу создания ГИИС положены следующие положения:

- государственная регуляция процессов создания, функционирования и развития с целью

обеспечения защиты политических, экономических и оборонных интересов Украины;

- интеграция в Европейское и мировое информационные пространства, внедрение современной технологии управления подвижными объектами с учетом мировых требований к уровню безопасности движения;

- эволюционность развития каждой из ведомственных подсистем и системы в целом;

- структурно-функциональная и организационная целостность; структурная стойкость, то есть способность функционировать при отказе элементов;

- блочно-модульный принцип построения, унификация и стандартизация, которая обеспечит минимизацию времени создания, уменьшение расходов на создание и эксплуатацию системы.

Базовым элементом ГИИС является Региональная информационно-аналитическая система мониторинга и организации дорожного движения (РИАС), которая действует в пределах административно-территориального образования — области. Создание РИАС реализует блочно-модульный принцип построения ГИИС и должно на современном технологическом уровне решить вопрос информационного обеспечения транспортной отрасли Украины.

1. ЗАДАЧИ РЕГИОНАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И ОРГАНИЗАЦИИ ДОРОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ

Транспортная инфраструктура, которая существует в регионах Украины, морально и физически устарела и не отвечает современным требованиям. Для ее нормального функционирования необходима модернизация как сети дорог, так и системы информационного обеспечения и управления дорожным движением. Вместе с этим, важными являются сокращения потерь, которые вызваны транспортной деятельностью (дорожно-транспортная аварийность, загрязнение окружающей среды, транспортные задержки в городах и на пригородных магистралях и др.).

Именно для информационного обеспечения решения этого комплекса вопросов создается Региональная информационно-аналитическая система мониторинга и организации дорожного движения. Однако, современные информационные технологии, средства навигации, наблюдения и связи дают возможность использовать РИАС для решения дополнительных задач, которые не имеют непосредственного отношения к организации дорожного движения. Таким образом, задачами РИАС являются:

- оптимизация управления транспортными потоками с целью повышения пропускной способности имеющейся транспортной сети областного центра и области, организация режима «зеленой волны» на основных магистралях городов на основе автоматизированной системы управления дорожным движением (АСУ ДД);
- фиксация и оперативное предоставление ГАИ, другим подразделениям МЧС, диспетчерской службе скорой помощи информации о месте и степени тяжести ДТП;
- выявление фактов нарушений правил дорожного движения и подготовка экспертных выводов по результатам анализа ДТП;
- техническое обеспечение контрольно-наблюдательной деятельности Госавтоинспекции в сфере безопасности дорожного движения;
- обеспечение участников движения информацией об обстановке на дорогах региона;
- контроль использования муниципальных площадок для парковки;
- защита транспортных средств от похищения;

- предоставление фактографической информации и аналитических данных абонентам системы в зависимости от их прав доступа к такой информации – подразделениям МЧС, органам внутренних дел, диспетчерской службе скорой помощи, муниципальным службам областного центра и городов районного значения, владельцам транспортных средств, страховым компаниям и др.

2. СТРУКТУРА РЕГИОНАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ. ФУНКЦИЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ РИАС

В своей деятельности РИАС взаимодействует с внешними объектами, к которым принадлежат дорожные транспортные средства, государственные учреждения и службы, а также коммерческие организации и частные лица. На рис. 1 приведена схема взаимодействия РИАС с указанными объектами.

В пределах значительного по площади территориального образования, такого как область, РИАС строится как территориально распределенная система, благодаря чему периферийные центры РИАС максимально приближаются к объектам управления и мониторинга. Для этого область разделяется на районы, в каждом из которых создается информационно-аналитический центр (ИАЦ).

Центральным элементом РИАС является Региональный информационно-аналитический центр (РИАС), территориально объединенный с информационно-аналитическим центром областного центра.



Рис. 1. Схема взаимодействия РИАС с внешними объектами

ИАЦ районов области обеспечивают решение целевых задач РИАС в зонах ответственности (районах области). Результаты мониторинга транспортных потоков и отдельных транспортных средств, которые выходят за пределы района, а также статистическая информация сообщается РИАЦ и другим ИАЦ через единую распределенную базу данных, которая является совокупностью баз данных РИАЦ и ИАЦ. Передача данных осуществляется через коммуникационную систему РИАС.

Территориальные сегменты РИАС имеют одинаковую структуру (рис. 2) и состоят из ИАЦ района, технических средств мониторинга транспортных средств, АСУ ДД и локальной базы данных.

АСУ ДД выполняет функцию управления дорожным движением на автодорогах района, включая административный центр. Центральным элементом АСУ ДД является Центр управления транспортными потоками, который на основе анализа данных о транспортных потоках обеспечивает формирование команд управления и их выдачу на технические средства управления (светофоры, управляемые дорожные знаки, динамические информационные табло и т. п.).

Данные о транспортных потоках в районе АСУ ДД получает от детекторов транспорта, входящих в ее состав. Данные о транспортных потоках и дорожной обстановке в соседних районах области, которые необходимы для прогнозирования загруженности магистралей и управления дорожным движением, АСУ ДД получает через

сервер сегмента и локальную базу данных – территориальную составляющую распределенной базы данных РИАС.

Технические средства мониторинга транспортных средств являются источником информации о нарушениях правил дорожного движения (превышение скорости движения, проезд на запретный сигнал светофора, парковка в запрещенных местах и т. п.) и возникновения дорожно-транспортных происшествий. В состав этих технических средств входят системы видеонаблюдения, в том числе и интегрированные с радиолокационными средствами, а также многофункциональная автомобильная интегрированная аппаратура, созданная на базе навигационно-коммуникационного оборудования и установленная на транспортных средствах.

Многофункциональная автомобильная интегрированная аппаратура (МФА) и аппаратно-программные средства РИАЦ, предназначенные для обработки зарегистрированной ею информации, выделяются в специализированную систему автоматизированного контроля соблюдения водителем правил дорожного движения, определения факта возникновения ДТП и его причин.

Функциями Информационно-аналитического центра являются:

- организация функционирования сегмента РИАС;
- ведение базы данных формализованных правил дорожного движения – активных на те-

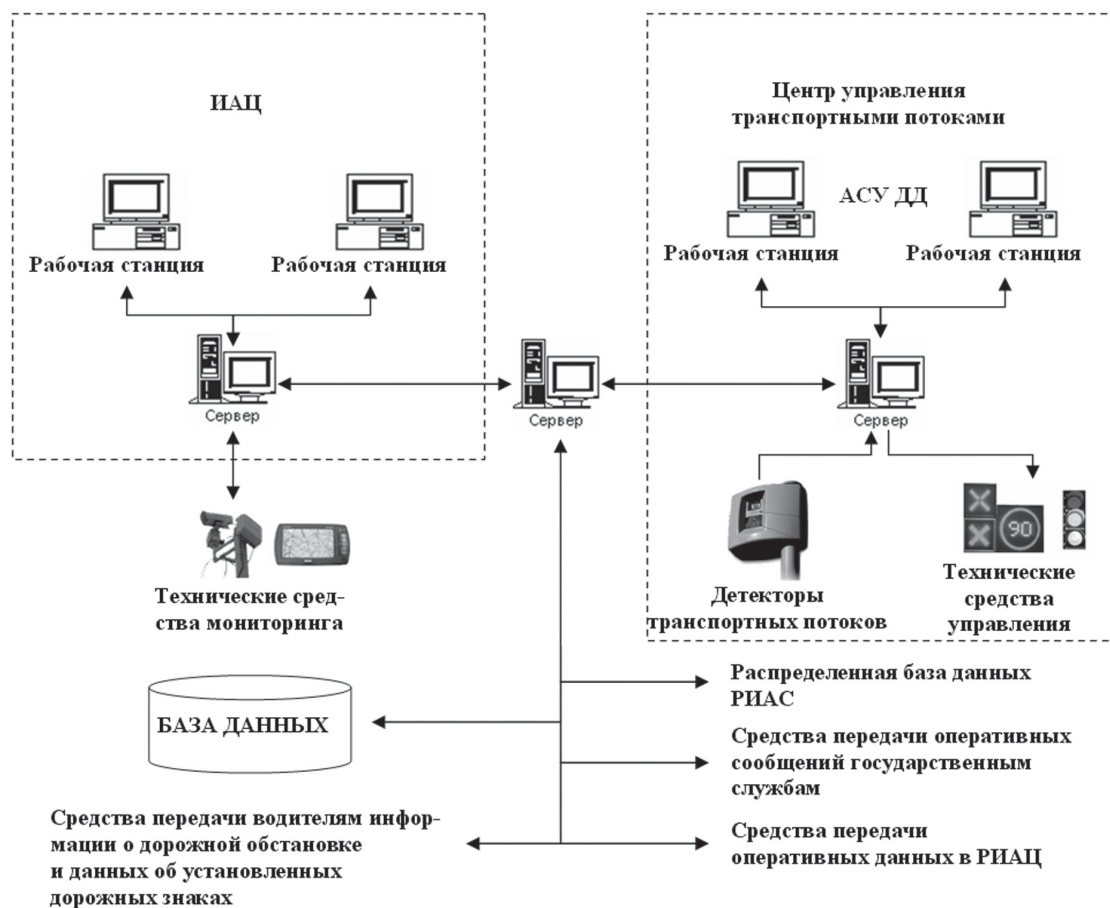


Рис. 2. Структура территориального сегмента РИАС

кущий момент времени дорожных знаков (стационарных и временно установленных) и границ участков их действия;

- предоставление водителям информации о дорожной обстановке и формализованных правил дорожного движения;

- сбор информации о нарушениях правил дорожного движения, которые фиксируются средствами мониторинга транспортных средств;

- сбор по специализированным каналам связи информации о возникших дорожно-транспортных происшествиях и их параметрах (координаты и скорость движения транспортного средства на момент возникновения ДТП, степень тяжести ДТП), которые определяются установленным на транспортных средствах навигационно-коммуникационным оборудованием;

- оперативное предоставление службам ГАИ, скорой помощи и МЧС, которые расположены в пределах территориальной зоны ответственности, информации о возникших ДТП (координаты и степень тяжести ДТП);

- сбор информации о параметрах движения и состоянии контролируемых транспортных средств, движение которых локализовано территорией ответственности ИАЦ, и ее предоставление пользователям услуг РИАС по назначению;

- статистическая обработка информации территориального сегмента и ее выдача в ИАЦ;

- архивирование в локальной и регистрация в распределенной базе данных всей зарегистрированной и обработанной информации.

Структура и функции сегмента областного центра аналогичны структуре и функциям территориального сегмента РИАС. Единственное отличие заключается в том, что в состав сегмента областного центра входит Региональный ИАЦ, который решает такие задачи:

- организация функционирования РИАС, координация работы районных ИАЦ в части контроля транспорта, передвигающегося между их зонами ответственности (автобусы на внутриобластных и межобластных маршрутах и т. п.);

- детальный анализ зарегистрированной информации о параметрах движения транспортных средств и определение причин возникновения ДТП;

- сбор и статистическая обработка информации всех территориальных сегментов РИАС, выдача ее в Главный ИАЦ ГИИС.

3. ПРИНЦИП РАБОТЫ РИАС

Региональная информационно-аналитическая система функционирует следующим образом.

Информационно-аналитические центры обеспечивают взаимодействие составляющих системы, накопление и статистическую обработку зарегистрированной РИАС информации, информационное обеспечение абонентов системы (формирование и предоставление информации о параметрах движения и состоянии транспортных средств, мониторинг которых проводится), обес-

печивают сбор информации о нарушениях правил дорожного движения, возникновении чрезвычайных ситуаций, о дорожной обстановке в зоне ответственности, а также передают эту информацию в региональный ИАЦ, где происходит ее дополнительная статистическая обработка и накопление, а также принятие решений относительно действий, необходимых в каждой конкретной ситуации, и управление этими действиями.

Автоматизированная система управления дорожным движением с помощью средств внешнего наблюдения обеспечивает автоматизированное определение плотности транспортных потоков, выполняет оперативную оценку и краткосрочный прогноз дорожной обстановки, управление транспортными потоками посредством переключения режимов работы светофоров, формирование и выдачу водителям с помощью световых табло и радиоканалов информации об изменениях дорожной и погодной обстановки.

На основе зарегистрированной видеоинформации в ИАЦ формируется и уточняется глобальная динамическая информационная модель движения транспортных потоков в городе и области и их долгосрочное прогнозирование.

Оперативная информация об изменениях в дорожной обстановке (проведение ремонтных работ, автомобильные заторы и т. д.) предоставляется всем участникам движения с помощью световых табло, а абонентам РИАС также и по радиоканалам. Информация о конкретных транспортных средствах предоставляется клиентам РИАС посредством Интернет с учетом их прав доступа к этой информации.

Многофункциональная автомобильная интегрированная аппаратура обеспечивает определение параметров движения автомобиля (координат, скорости, ускорения) по сигналам спутниковых навигационных систем, снятие показаний размещенных на автомобиле датчиков, обмен данными с информационно-аналитическим (диспетчерским) центром, установление факта ДТП и передачу сообщения о нем в ИАЦ для вызова соответствующих служб. Также МФА обеспечивает накопление измерительной информации в специализированном “черном ящике”, что позволяет, в случае необходимости, провести детальный анализ ДТП, а также проконтролировать соблюдение водителем правил дорожного движения.

Аппаратно-программные модули автоматизированного контроля соблюдения правил дорожного движения и анализа ДТП, входящие в состав соответствующей системы, реализуются как в стационарном, так и переносном вариантах выполнения.

Переносные модули (ПМ) используются патрульными группами ГАИ и обеспечивают оперативный анализ информации непосредственно на автодороге. При этом информация, сохраненная в “черном ящике” МФА, загружается в ПМ и, впоследствии, заносится в базу данных ИАЦ для последующего детального анализа, статистической обработки и принятия административных решений.

Стационарные модули (СМ) имеют большие функциональные возможности для обработки и анализа информации по сравнению с переносными модулями и предназначены для детального анализа информации в сложных случаях.

По результатам анализа информации «черного ящика» делается вывод о соблюдении водителем ограничений скорости движения, правил обгона, парковки и т. п. в течение длительного периода, который предшествует проверке, а также автоматическая фиксация и регистрация в базе данных РИАС всех типов нарушений.

При возникновении ДТП средства видеонаблюдения и МФА, установленная на автомобилях, оперативно предоставляют соответствующую информацию в ИАЦ для оценки тяжести ДТП и направления соответствующих служб ГАИ, МЧС, скорой помощи, автосервиса и представителей страховой компании.

Кроме обеспечения контроля правил дорожного движения и анализа ДТП, использование МФА обеспечивает возможность решения экономических и правоохранительных задач. Например, автоматическая фиксация времени парковки и взыскание платы за использование платных парковочных площадок или принудительная остановка автомобиля — дистанционное выключение двигателя по команде РИАС (при преследовании похищенных автомобилей и в других подобных случаях).

ВЫВОДЫ

Региональная информационно-аналитическая система мониторинга и организации дорожного движения функционально на уровне отдельного региона (области) решает задачи создания транспортной инфраструктуры Украины, для решения которых на общегосударственном уровне предназначена Государственная интегрированная информационная система обеспечения управления подвижными объектами.

РИАС, реализованные в разной области Украины, в перспективе должны быть объединены в рамках ГИИС.

Предложенная в данной статье структура Региональной информационно-аналитической системы мониторинга и организации дорожного движения является типовой и может быть реализована в любой области Украины. Вместе с тем, более детальные требования к составляющей РИАС, количество территориальных сегментов РИАС, а также очередность их развертывания и введения в эксплуатацию должны определяться отдельно для каждой области, в зависимости от особенности сети транспортных магистралей того или иного региона.

Литература.

- [1] Государственная целевая научно-техническая программа создания государственной интегрированной информационной системы обеспечения управления подвижными объектами (связь, навигация, наблюдение), утвержденная постановлением Кабинета Министров Украины от 17 сентября в 2008 г. № 834

Поступила в редколлегию 19.04.2010



Дохов Александр Иванович, кандидат технических наук, профессор, заместитель проректора по научной работе ХНУРЭ, Область научных интересов: радиолокация, спутниковая навигация.



Лукьянов Александр Михайлович, заведующий ПНИЛ Спутниковой навигации и инфокоммуникации НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с использованием сигналов ГНСС.



Гринченко Елена Владимировна, научный сотрудник ПНИЛ Спутниковой навигации и инфокоммуникации НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с использованием сигналов ГНСС.

УДК 629.783.527

Структура побудови і принципи функціонування регіональної інформаційно-аналітичної системи моніторингу й організації дорожнього руху / О.І. Дохов, О.М. Лук'янов, О.В. Грінченко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 271-275.

Пропонується типова структура Регіональної інформаційно-аналітичної системи моніторингу й організації дорожнього руху (РІАС), призначеної для комплексного рішення задачі організації дорожнього руху на регіональному (обласному) рівні. Розглядаються функції складових РІАС і загальна схема функціонування системи.

Ключові слова: транспорт, організація, безпека, моніторинг, супутникова навігація, дорожньо-транспортна пригода.

Лл. 02. Бібліогр.: 01 найм.

UDC 629.783.527

The structure of constructing and principles of functioning the Regional Information-Analytical System for monitoring and organizing road traffic / A.I. Dokhov, A.M. Lukyanov, E.V. Grinchenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 271-275.

A type structure of the Regional Information-Analytical System (RIAS) for monitoring and organizing road traffic, which is intended for complex solving of the problem of traffic organization at regional level, is suggested. Functions of RIAS components and the general scheme of the system functioning are considered.

Key words: transport, organization, safety, monitoring, satellite navigation, traffic accident.

Fig. 02. Ref.: 01 items.

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПУТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА БАЗОВОЙ СТАНЦИИ

И.Р. МАМЕДОВ, М.А. ВЕЛИЕВ

В статье определены энергетические параметры оптимального посимвольного приема в мобильных системах связи на фоне флуктуационного шума и сосредоточенных внутрисистемных помех. Получено выражение коэффициента помех с учетом статистических характеристик внутрисистемных помех. При помощи известных моделей поглощения сигнала при распространении рассчитано значение отношения сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха на входе приемника.

Ключевые слова: мобильная связь, флуктуационный шум, помеха, энергетическая эффективность.

ВВЕДЕНИЕ

В сотовой системе мобильной связи благоприятное условие приема нарушается влиянием сильных внутрисистемных помех. С целью уменьшения влияния таких помех применяются различные методы, направленные, с одной стороны, на уменьшение интенсивности таких помех, а с другой стороны, компенсацию вышеназванных помех в приемнике. Нами составлен алгоритм одиночного когерентного приема сигналов в сотовой системе связи на фоне флуктуационного шума и внутрисистемных N сосредоточенных помех, где N_0 из них подвержены, а $N-N_0$ не подвержены замираниям [1]:

$$\frac{x_1}{\sigma_0^2} - h_r^2 + \sum_{i=1}^{N_0} \ln I_0 \left(\frac{B_{ir}}{\sigma_0^2} \right) + \sum_{k=1}^{N-N_0} \frac{\overline{B_{kr}^2}}{4\sigma_0^4 (1 + \overline{h_{nk}^2})} > \\ > \frac{x_0}{\sigma_0^2} - h_l^2 + \sum_{i=1}^{N_0} \ln I_0 \left(\frac{B_{il}}{\sigma_0^2} \right) + \sum_{k=1}^{N-N_0} \frac{\overline{B_{kl}^2}}{4\sigma_0^4 (1 + \overline{h_{nk}^2})}.$$

Здесь $h_r^2 = \frac{P_r T}{\nu^2}$, P_r — мощность r -го варианта сигнала $S_I(t)$, $\overline{h_{nk}^2} = \frac{\overline{P_{nk} T}}{\nu^2}$ (1), $\overline{P_{nk}}$ — среднестатистическое значение мощности k -й сосредоточенной помехи, $I_0(\cdot)$ — бесселовая функция 0-го порядка, $\overline{B_{kr}^2}$ — среднестатистическое значение B_{kr}^2 ,

$$B_{kr} = \frac{2\mu_{nk}}{T} \sqrt{\left[\int_0^T b_1(t) S_{nk}(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^T b_1(t) \tilde{S}_{nk}(t) dt \right]^2}, \\ b_1 = S'(t) - \mu S_I(t),$$

T — длительность элемента сигнала, η и η_{nk} — коэффициент передачи сигнала и помехи каналом связи Гильберту с $S_{nk}(t)$, $S'(t)$ — принимаемый сигнал, $S_I(t)$ — синфазная составляющая передаваемого QPSK сигнала:

$$x_1 = \frac{2\mu}{T} \int_0^T S'(t) S_I(t) dt.$$

На основе построенного алгоритма составлена схема оптимального приемника, который обеспечивает потенциальную помехоустойчивость.

Характерной особенностью оптимального приема сигналов в рассматриваемой системе являются специфические методы модуляции сигналов, статистические характеристики внутрисистемных помех и возможность управления уровнем помех.

Целью настоящей статьи является определение энергетических параметров, используемых при оптимальном приеме сигналов и исследование возможности повышения помехоустойчивости путем регулировки энергетических показателей в сотовой системе мобильной связи.

1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ

Одним из важных параметров оптимального приема являются параметры $\overline{h_{nk}^2}$ и h_r^2 (или h_l^2), которые характеризуют мощность сосредоточенной помехи и одного из вариантов двоичного сигнала относительно интенсивности флуктуационного шума соответственно.

В системе мобильной сотовой связи на входе приемника абонентского терминала (АТ) создается сосредоточенная по спектру помеха выбранной k -й базовой станцией (БС) (БС, с которой работает рассмотренный i -й АТ. За исключением сигнала i -го канала, сигналы всех других каналов выбранной БС являются сосредоточенными помехами для i -го абонента) и окружающими БС. Поэтому суммарная сосредоточенная помеха состоит из суммы сигналов $N_{\text{БС}}$ станций, где $N_{\text{БС}}$ — количество влияющих БС.

Сигнал каждой БС претерпевает затуханиям при распространении, которые состоят из детерминированной и случайной составляющих [2]:

$$L_{i\Sigma} = L_{in} + L_{i\text{сл}},$$

где L_{in} — детерминированная, $L_{i\text{сл}}$ — случайная составляющая затухания сигнала, которая подчиняется нормальному закону распределения.

При одинаковой мощности влияющих БС суммарная мощность сосредоточенных внутрисистемных помех на входе приемника i -го АТ определяется выражением [2]:

$$P_n = P_{\text{БС}} \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10}, \quad (2)$$

где $P_{\text{БС}}$ — мощность БС, $L_{ni\Sigma}$ — суммарное затухание сигнала n -й БС при распространении до i -го АТ.

Попутно отметим, что в [2] отношение сигнал/помеха определено некорректно. Здесь из числа влияющих БС исключена i -ая станция. На самом же деле i является каналом выбранной БС, работающей с i -м абонентом.

С учетом вышеприведенных рассуждений находим значение h_n^2 . Используя (2) в (1), находим:

$$h_n^2 = \frac{P_{\text{БС}} \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10} T}{v^2}. \quad (3)$$

Аналогичным образом определяется параметр h_r^2 , исходя из выражения (2):

$$h_r^2 = \frac{P_{rki} 10^{-L_{ki\Sigma}/10} T}{v^2}, \quad (4)$$

где $L_{ki\Sigma}$ — суммарное затухание сигнала k -й БС при распространении до i -го АТ, P_{rki} — мощность i -го канала k -й БС при передаче r -го варианта сигнала.

Отношение h_r^2/h_n^2 характеризует отношение сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха на входе приемника i -го АТ для r -го варианта сигнала.

Кроме информационной мощности, каждая БС излучает пилот-сигнал и сигналы синхронизации. Поэтому в [2] мощность БС определяется по формуле:

$$P_{\text{БС}} = P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L P_{kl}. \quad (5)$$

Здесь L — число каналов в соте, P_{kl} — информационная мощность l -го канала k -й БС, $P_{\text{ПС}}$ — мощность пилот-сигнала, $P_{\text{СС}}$ — мощность сигнала синхронизации.

С учетом (2) при помощи выражений (3), (4) и (5) находим значение отношения сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха на входе приемника i -го АТ:

$$\begin{aligned} w_{rki} &= \frac{P_{rki} 10^{-L_{ki\Sigma}/10}}{P_{\text{БС}} \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10}} = \\ &= \frac{P_{rki} 10^{-L_{ki\Sigma}/10}}{\left(P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L P_{kl} \right) \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10}}. \end{aligned}$$

2. ПАРАМЕТРЫ ПРИ УПРАВЛЕНИИ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА БС

При регулировке мощности передатчиков БС, интенсивность сосредоточенных внутрисистемных помех уменьшается, что приводит к повышению помехоустойчивости в целом. Рассчитаем степень повышения помехоустойчивости. Для этого сначала определим мощность помехи от k -й БС, с которой работает рассмотренный i -й абонент. При M ступени регулировки мощности суммарная мощность БС с L каналом может быть определена из выражения [3,4]:

$$P_{\text{БС}} = P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M P_{kl,m} p_{kl,m}, \quad (6)$$

где $P_{kl,m}$ — m -й уровень мощности l -го канала передатчика k -й БС, $p_{kl,m}$ — вероятность работы l -го канала передатчика k -й станции на m -м уровне мощности.

Находим новое значение h_n^2 при регулировке мощности каждого каналов передатчика по отдельности, для чего в (3) подставляем (6). Тогда имеем:

$$h_n^2 = \frac{\left(P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M P_{kl,m} p_{kl,m} \right) \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10} T}{v^2}.$$

Аналогичным образом определяется новое значение h_r^2 :

$$h_r^2 = \frac{P_{rki} 10^{-L_{ki\Sigma}/10} T}{v^2} = \frac{\left(\sum_{m=1}^M P_{rki,m} p_{rki,m} \right) 10^{-L_{ki\Sigma}/10} T}{v^2}.$$

Для r -го варианта сигнала i -го канала k -й БС находим отношения мощностей сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха в случае регулировки мощности каждого канала передатчика БС:

$$w' = \frac{\left(\sum_{m=1}^M P_{rki,m} p_{rki,m} \right) 10^{-L_{ki\Sigma}/10}}{\left(P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M P_{kl,m} p_{kl,m} \right) \sum_{n=1}^{N_{\text{БС}}} 10^{-L_{ni\Sigma}/10}}.$$

Рассчитаем повышение отношения сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха при регулировке мощностей по сравнению со значением этого параметра без регулировки мощностей:

$$w'/w = \frac{\sum_{m=1}^M P_{rki,m} p_{rki,m}}{P_{rki}} \frac{P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L P_{kl}}{P_{\text{ПС}} + P_{\text{СС}} + \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M P_{kl,m} p_{kl,m}}. \quad (7)$$

Из выражения (7) видно, что значение повышения отношения сигнал/помеха определяется перемножением двух дробей. Первый из них всегда не больше, а второй не меньше единицы. Такое утверждение вытекает из соображения, что

при отсутствии регулировки мощности каналов, передатчик выкачивает максимальную мощность по каналам с целью обеспечения уверенного приема в соте [5,6]. Поэтому можно написать следующие соотношения:

$$P_{rki} = P_{rki,M} ; P_{kl} = P_{kl,M} .$$

Кроме того, вводим коэффициент $\alpha_{kl,m}$:
 $\alpha_{kl,m} = \frac{P_{kl,m}}{P_{kl,M}}$ – нормированное значение мощности для l -го канала передатчика БС при работе на m -м уровне относительно максимальной мощности. Тогда из (7) для g -го варианта сигнала имеем:

$$w'/w = \sum_{m=1}^M \alpha_{rki,m} P_{rki,m} \times \frac{P_{\text{Пс}} + P_{\text{Сс}} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M}}{P_{\text{Пс}} + P_{\text{Сс}} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M} \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} P_{kl,m}} . \quad (8)$$

Упрощаем выражение (8). Для удобства запишем определим обратное значение отношения w'/w :

$$w'/w = \frac{1}{\sum_{m=1}^M \alpha_{rki,m} P_{rki,m}} \times \frac{P_{\text{Пс}} + P_{\text{Сс}} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M} P_{kl,M} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M} \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} P_{kl,m}}{P_{\text{Пс}} + P_{\text{Сс}} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M}} . \quad (9)$$

Допустим, что $q_{kl,M}$ есть вероятность работы l -го канала k -й БС на отличающемся от максимального уровне мощности. Вероятность работы l -го канала k -й БС на максимальном уровне мощности и отличающемся от максимального уровне мощности составляет полную группу событий. Тогда напишем следующее очевидное выражение:

$$P_{kl,M} + q_{kl,M} = 1 ; P_{kl,M} = 1 - q_{kl,M} . \quad (10)$$

С учетом (10) в (9) получим:

$$w'/w = \frac{1}{\sum_{m=1}^M \alpha_{rki,m} P_{rki,m}} \times \left(1 - \frac{\sum_{l=1}^L P_{kl,M} q_{kl,M} - \sum_{l=1}^L P_{kl,M} \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} P_{kl,m}}{P_{\text{Пс}} + P_{\text{Сс}} + \sum_{l=1}^L P_{kl,M}} \right) . \quad (11)$$

В сотовой системе с кодовым разделением каналов часто рекомендуются следующие значения мощностей: $P_{\text{Пс}} = 0,39$ Вт; $P_{\text{Сс}} = 4$ Вт. Иногда в рассматриваемой системе передается сигналы пейджера с мощностью $P_{\text{Пдж}} = 1,4$ Вт. При максимальной мощности БС, равной $P_{\text{Бс}} = 20$ Вт, мощ-

ность трафика имеет значение $\sum_{l=1}^L P_{kl,M} = 14,21$ Вт.

Используя эти практические значения, выражение (10) перепишем в виде:

$$w'/w = \frac{1}{\sum_{m=1}^M \alpha_{rki,m} P_{rki,m}} \times \left(1 - \frac{\sum_{l=1}^L P_{kl,M} q_{kl,M} - \sum_{l=1}^L P_{kl,M} \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} P_{kl,m}}{1,4 \sum_{l=1}^L P_{kl,M}} \right) = \quad (12)$$

$$= \frac{1}{\sum_{m=1}^M \alpha_{ki,m} P_{ki,m}} \left[1 - 0,714 \left(\sum_{l=1}^L q_{kl,M} - \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} P_{kl,m} \right) \right] .$$

Из выражения (12) следует, что чем меньше множитель в квадратной скобке правой части формулы, тем больше повышения отношения сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха при управлении мощностью.

Допустим, что вероятность работы каналов передатчиков на различных уровнях мощности равны между собой. Тогда эта вероятность равна:

$P_{kl,m} = \frac{1}{M}$, а $q_{kl,M} = \frac{M-1}{M}$. Учитывая эти соотношения в (12), находим:

$$w'/w = \frac{M}{\sum_{m=1}^M \alpha_{rki,m}} \left[1 - \frac{0,714}{M} \left(L(M-1) - \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{M-1} \alpha_{kl,m} \right) \right] .$$

Очевидно, что чем больше глубина регулировки мощности, тем больше эффективность регулировки с точки зрения отношения сигнал/сосредоточенная внутрисистемная помеха.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для решения проблемы «далекий-близкий» в сотовой системе мобильной связи целесообразно применять регулировку мощности передатчика БС.

Энергетическая эффективность передатчика БС по излучаемой мощностей зависит от количества градаций мощности этого передатчика и вероятности работы на пониженном уровне мощности. Максимальное значение энергетической эффективности определяется распределением абонентов в соте, глубиной регулировки уровня мощности передатчика.

Литература.

- [1] Мамедов И.Р. Велиев М.А., Керимов Н.Т. Алгоритм оптимального когерентного посимвольного приема в системах мобильной связи с учетом характеристик внутрисистемных // Ученые записки АзТУ. – 2008. №1. – С. 21-23.
- [2] Золотов С.И., Ковтунова И.Г., Цветков С.А., Якименко В.С. Метод оценки эффективности способов назначения частот РЭС в территориальном районе // Электросвязь. 2001. №9. – С. 17-33.

- [3] Мамедов И.Р., Велиев М.А., Керимов Н.Т. Повышение эффективности использования электромагнитного ресурса в сотовых системах связи // Научные известия Сумгаитского Гос. Унив.-тета. — 2008. № 1. — С. 58-62.
- [4] Мамедов И.Р., Ахадов И.Д., Мусаев М.Б. Повышение помехоустойчивости в обратном канале интерактивного ТВ вещания // Метрология и измерительная техника в связи. — 2006. № 3. — С. 33-36.
- [5] Бирюков П.Г. Эффективность замкнутой петли управления мощностью в обратной линии // Электросвязь. — 2002. № 10. — С. 17-18.
- [6] Бирюков П.Г. Анализ алгоритмов управления мощностью передатчика подвижной станции в системах сотовой связи // Электросвязь. — 2002. № 11. — С. 38-41.

Поступила в редколлегию 2.04.2010



Мамедов Иса Рахман оглы, доктор технических наук, профессор Азербайджанского Технического Университета. Область научных интересов: радиотехнические и телевизионные системы, статистическая теория связи, системы мобильной связи.



Велиев Мурсал Али оглы, диссертант, начальник Управления Связи Специальной Государственной Службы Охраны Азербайджанской Республики. Область научных интересов: сотовые и транкинговые мобильные системы связи.

УДК 621.397.23

Підвищення завадостійкості стільникової системи мобільного зв'язку шляхом управління потужністю передавача базової станції / І.Р.Мамедов, М.А.Велієв // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 276-279.

В статті визначені енергетичні параметри оптимального посимвольного прийому в мобільних системах зв'язку на фоні флуктуаційного шуму та зосереджених внутрішньосистемних завад. Отримано вираження коефіцієнта завад з урахуванням статистичних характеристик внутрішньосистемних завад. За допомогою відомих моделей поглинання сигналу при розповсюдженні розраховано значення відношення сигнал / зосереджена внутрішньосистемна завада на вході приймача.

Ключові слова: мобільний зв'язок, флуктуаційний шум, завада, енергетична ефективність.

Бібліогр.: 06 найм.

UDC 621.397.23

Noise-immunity increasing in mobile systems by power regulation of base station transmitters / I.R. Mamedov, M.A. Veliyev // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 276-279.

This paper determines the main energy parameters of the optimum single coherent receiving algorithm in mobile communication systems against background of fluctuation noise and concentrated internal interference. The expression of the interference coefficient in view of internal interference probability characteristics is obtained. The value of signal/concentrated internal interference ratio at the receiver input is calculated by means of well-known models of signal absorption during propagation.

Key words: mobile communications, fluctuation noise, interference, energetic efficiency.

Ref.: 06 items.

УДК 519:616-079.4:616.5

ФОРМИРОВАНИЕ ВЕКТОРА ЗНАЧИМЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КЛИНИКО-БИОХИМИЧЕСКИХ АНАЛИЗОВ ПАЦИЕНТОВ С ПСОРИАЗОМ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ЗАБОЛЕВАНИЯ НА РАННИХ СТАДИЯХ

Е.В. ВЫСОЦКАЯ, А.Н. БЕЛОВОЛ, Ю.В. КИРИЧЕНКО

В статье был рассмотрен подход к формированию вектора значимых показателей с помощью нейросетевых технологий. Была создана автоассоциативная нейронная сеть, позволяющая выделять наиболее важные биохимические показатели пациентов с псориазом.

Ключевые слова: вектор значимых показателей, искусственная нейронная сеть, клиничко-биохимические показатели, псориаз.

ВВЕДЕНИЕ

Псориаз — распространенный хронический дерматоз, популяционная частота которого по данным различных авторов составляет от 1 до 5% [1]. В последние годы отмечены рост заболеваемости этим дерматозом, увеличение числа тяжелых, атипичных, инвалидизирующих, резистентных к проводимой терапии форм заболевания. Псориазический процесс носит хронический рецидивирующий характер течения. Ремиссия может быть длительной — от нескольких месяцев до десятиков лет, а у ряда пациентов ремиссия вообще не наступает. Прогноз для жизни при псориазе чаще всего благоприятный. Исключение составляют случаи тяжелого артропатического и пустулезного псориаза. Болезнь значительно ухудшает качество жизни, снижает работоспособность и социальную активность пациентов, что определяет не только медицинскую, но и социальную значимость проблемы [1, 2].

Поэтому задача выявления псориаза на ранних стадиях, т.е. до появления характерных признаков на коже, является в настоящее время актуальной.

Как было показано в [3], диагностика дерматологических заболеваний, и в частности, псориаза, по клиничко-биохимическим показателям возможна с помощью искусственной нейронной сети, но для этого необходимо наличие несколько десятков значений показателей пациента, которые отражают функциональное состояние различных органов и систем.

Формирование вектора значимых показателей позволит выбрать показатели, которые наиболее полно характеризуют исследуемый объект при сокращении параметрической избыточности и сохраняют особенности всей выборки показателей.

1. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВЕКТОРА НАИБОЛЕЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

В настоящее время известны различные методы формирования вектора информативных

признаков. В статистике эти методы известны также как методы сокращения размерности. Все эти методы основаны на трех основных идеях принципиальной возможности уменьшения пространства признаков [4]:

- дублирование информации в исходной выборке за счет взаимосвязанности признаков;
- неинформативность признаков, мало меняющихся при переходе от одного образа к другому;
- возможность агрегирования (простое или «взвешенное» суммирование) по некоторым признакам.

К основным методам можно отнести следующие методы [4, 5, 6, 8, 9]:

- метод главных компонент;
- факторный анализ;
- метод экстремальной группировки признаков;
- регрессионный анализ;
- дискриминантный анализ;
- методы последовательного увеличения и уменьшения группы признаков;
- метод контрастных групп;
- методы коллективной оценки, средне-взвешенной оценки и т.п.;
- методы, основанные на использовании искусственных нейронных сетей.

Метод главных компонент — это один из способов выделения значимых показателей, состоящий в переходе к новому ортогональному базису, оси которого ориентированы по направлениям максимальной дисперсии набора входных данных. Вдоль первой оси y_1 нового базиса $y_1(x)$ дисперсия максимальна, вторая ось максимизирует дисперсию при условии ортогональности первой оси, и т.д. Последняя ось имеет минимальную дисперсию из всех возможных.

Геометрически это выглядит как ориентация новой координатной оси вдоль направления наибольшей вытянутости эллипсоида рассеивания объектов исследуемой выборки в пространстве признаков X .

Такое преобразование позволяет убирать показатели путем отбрасывания координат, соответствующих направлениям с минимальной дисперсией. Предполагается, что если нужно отказаться от одного из базисных векторов, то лучше, если это будет тот вектор, вдоль которого набор входных данных меняется менее значительно.

В описанном выше методе главных компонент критерий информативности пространства признаков подразумевает, что ценную для диагностики информацию можно отразить в линейной модели, которая соответствует новой координатной оси в данном пространстве с максимальной дисперсией распределения проекций исследуемых объектов.

Факторный анализ, в отличие от метода главных компонент, основан не на дисперсионном критерии автоинформативности системы признаков, а ориентирован на объяснение имеющихся между признаками корреляций. Основное предположение факторного анализа заключается в том, что корреляционные связи между большим числом наблюдаемых переменных определяются существованием меньшего числа гипотетических ненаблюдаемых переменных или факторов. Общей моделью служит следующая линейная модель:

$$X_i = \sum_{j=1}^k a_{ij} f_j + b_i U_i + \varepsilon_i,$$

где случайные величины f_j — общие факторы, случайные величины U_i — факторы, специфические для величин X_i и не коррелированные с f_j , а ε_i — случайные ошибки. Предполагается, что $k < n$ задано, случайные величины независимы между собой и с величинами f_j и U_i и имеют $\sum \varepsilon_i = 0$ и $D_{\varepsilon_i} = \sigma_i^2$. Постоянные коэффициенты a_{ij} называются факторными нагрузками (нагрузка i -й переменной на j -й фактор). Значения a_{ij} , b_i и σ_i^2 считаются неизвестными параметрами, подлежащими оценке.

В отличие от метода главных компонент факторный анализ подает корреляционную структуру матрицы входных переменных в терминах латентной (гипотетической) модели, но он не дает однозначного решения задачи, потому что представление корреляционной матрицы факторами можно осуществить бесконечным количеством способов — ортогональное преобразование матрицы входных данных приводит к новой факторизации.

Метод экстремальной группировки признаков опирается на представление о том, что изменение какого-либо общего фактора неодинаково сказывается на измеряемых признаках. В этом случае параметры разбивают на группы таким образом, чтобы параметры каждой из групп в основном отражали изменение какой-либо одной характеристики объекта и мало бы зависели от его других существенных характеристик. Сле-

довательно, параметры, принадлежащие одной группе — сильно коррелированы, в то время как принадлежащие к различным группировкам — слабо. После этого строится случайная величина для каждой группы признаков, которая наиболее сильно коррелирует с параметрами данной группы и принимается за фактор, от которого существенно зависят параметры этой группы.

Регрессионный анализ рассматривает критериальный показатель z как «зависимую» переменную, которая выражается функцией от «независимых» признаков $x_1, \dots, x_p$. Для оценки эффективности регрессионной диагностической модели вводится вектор остатков $\varepsilon = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n)'$, который отражает влияние на z совокупности неучтенных случайных факторов, либо меру достижимой аппроксимации значений критериального показателя z_j функциями типа $y(x_i)$. Линейная функция регрессии записывается следующим образом

$$z_i = w_0 + w'x_i + \varepsilon_i,$$

где w_0 называется свободным членом, а элементы вектора $w' = (w_1, \dots, w_p)$ называются коэффициентами регрессии. Недостатком регрессионного анализа является то, что модели, имеющие слишком малую сложность, могут оказаться неточными, а в моделях, имеющих избыточную сложность, когда количество параметров более ста, возникает явление мультиколлинеарности, приводящее к плохой обусловленности и в предельном случае вырожденности матрицы ковариации.

Дискриминантный анализ применяется, если связь показателя z с исходными признаками является нелинейной и носит неизвестный характер. В этом случае испытуемые параметры разбиваются на классы, а эффективность модели рассматривается на основании ее способности разделять (дискриминировать) эти классы. Как и при построении регрессионных моделей, большое количество и наличие групп связанных показателей обуславливают применение «грубых» алгоритмов нахождения дискриминантных функций. Данные алгоритмы также в основном сводятся к отбору информативных признаков с помощью эвристических процедур. Отличие указанных процедур заключается в иных критериях оптимальности признаков, чем при построении регрессионных моделей.

Методы последовательного увеличения и уменьшения группы признаков основаны на полном переборе всех параметров, что делает их малоприменимыми в данном случае из-за длительности комбинаторного перебора всех параметров.

В методе контрастных групп исходной информацией, помимо таблицы экспериментальных данных с результатами обследования, является «черновая» версия линейного правила вычисления тестируемого показателя. Эта «черновая» версия может быть составлена экспериментатором, исходя из его теоретических представлений о том,

какие признаки и с какими весами должны быть включены в модель. В данном случае применение этого метода невозможно из-за трудности построения «черновых» версий для более сотни показателей даже эксперту.

Методы коллективной оценки, средневзвешенной оценки, ранжирование, парное сравнение и другие методы экспертных критериев в данном случае также не применимы, так как требуют привлечения специалистов в области медицины: врачей, биохимиков и т.д. Объективизация достигается увеличением числа экспертов.

Методы, основанные на использовании искусственных нейронных сетей, способны выявлять скрытые закономерности в многомерных данных. Исходные данные для сети составляются таким образом, чтобы на выходах был всегда тот же набор сигналов, что и на входе. В процессе работы алгоритм обратного распространения ошибки минимизирует ошибку. Это означает, что веса связей от входного слоя нейронов и, примерно, до серединного слоя будут работать на компрессию сигнала, а остальные — на его декомпрессию.

Исходя из рассмотренных выше математических методов формирования вектора информативных показателей, можно сделать вывод, что аппарат нейронных сетей позволяет выявлять информативные признаки для «бедной» выборки. Также применение аппарата искусственных нейронных наиболее оправданно при наличии большого количества входных параметров и их нелинейности.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью работы является формирование вектора значимых показателей клинико-биохимических анализов пациентов с псориазом с помощью искусственной нейронной сети для выявления заболевания на ранних стадиях.

Было рассмотрено 274 пациента с псориазом, у которых были взяты различные показатели белкового (ast, alt, urea и т.д.), углеводного (gluc, Mg, Г-6ФФГ и т.д.), микроэлементного (Fe, Ca, Mg и т.д.) и жирового (ИБХЛ, МДА, Диены и т.д.) обменов (всего 141 показатель), которые объединили в один вектор $X = \{x_1, x_2, \dots, x_i\}$ — массив исходных данных (табл. 1), где $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ik})$, $k = \overline{1, 274}$ — вектор значений одного из показателей для каждого пациента.

Таблица 1

Таблица исходных данных биохимических показателей больных псориазом

Пациент	Параметры биохимических показателей				
	1	2	3	...	i
1	X_{11}	X_{12}	X_{13}	...	X_{1i}
2	X_{21}	X_{22}	X_{23}	...	X_{2i}
3	X_{31}	X_{32}	X_{33}	...	X_{3i}
...	...	...	...	...	...
k	X_{k1}	X_{k2}	X_{k3}	...	X_{ki}

Тогда задача сводится к тому, чтобы найти такой вектор $X' = \{x_{s1}, \dots, x_{sm}\}$, $s_{s1}, \dots, s_{sm} \in [1, 141]$, что его размерность меньше размерности исходного вектора, и который обладает некоторым желаемым свойством, а именно:

$$\varepsilon(X') \leq \varepsilon_{\text{порог}},$$

где $\varepsilon(X')$ — значение критерия оптимальности для набора параметров X' , $\varepsilon_{\text{порог}}$ — пороговое значение критерия оптимальности.

3. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОАССОЦИАТИВНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ К ФОРМИРОВАНИЮ ВЕКТОРА ЗНАЧИМЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Автоассоциативная сеть является универсальным средством для решения задачи редукции размерности как для линейно структурированных, так и для варианта нелинейно структурированных данных.

Будем использовать автоассоциативную нейронную сеть (рис. 1), в которой число нейронов во входном и выходном слое одинаково и равно N , число нейронов в сжимающем скрытом слое равно M ($M \leq N$). В принципе такая нейронная сеть представляет собой многослойный персептрон, причем при его обучении в качестве требуемых целевых значений используются те же значения, которые подаются на вход сети; в качестве процедуры обучения такой сети можно использовать любой градиентный метод [7].

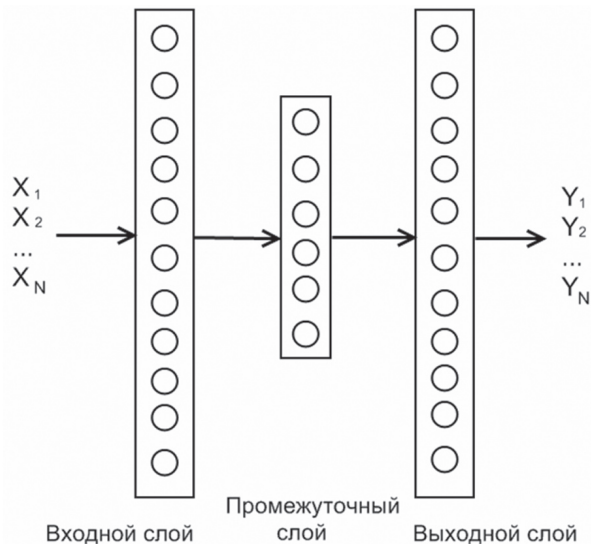


Рис. 1. Условное изображение нейронной сети

Основная идея работы заключается в том, что при наличии m главных переменных, присутствие «узкого горла» с количеством нейронов M ($M \leq N$) не должно сказываться на способности сети обучаться и воспроизводить на своем выходе входную информацию. Однако в работе [7] показано, что такая нейронная сеть не способна эффективно выявить большее, чем $M=1$, количество переменных. Поэтому для выявления наиболее информативных признаков поступим сле-

Таблица 2

Список выделенных наиболее значимых клинико-биохимических показателей больных псориазом

2,4-ДНФ-К	LDH	ИБХЛ
Ca(волосы)	Mg(волосы)	ИЛ-4
CD-19	Na(волосы)	ИЛ-6
CD-3	Na(моча)	ИЛ-8
Cd-4	Na(сыв крови)	Кортизол
CD-8	T4	КФК
Fe(сыв крови)	Zn(волосы)	Мелатонин
IgA	АКТГ	Мочевина
IgG	БХЛ	Пролактин
IgM	вит А	ТДО
K(волосы)	вит С	ФНО-А
K(эритроц крови)	Глутамин	

ВЫВОДЫ

В данной статье описан способ выделения из всего множества значений клинико-биохимических показателей наиболее информативных с помощью искусственной нейронной сети. Созданная нейронная сеть позволяет сократить количество параметров, необходимых для раннего обнаружения псориаза, с 141 до 35, т.е. 24,8% от исходного размера, таким образом, уменьшив материальные и временные затраты на их получение. Выделенные информативные признаки также могут использоваться для синтеза моделей классификации.

Возможно применение созданной нейронной сети для дальнейшего «сжатия» пространства характеристик с целью их визуализации, выявления причинно-следственных связей, построения обобщенных характеристик и т.д.

Литература.

- [1] Бакулев А.Л., Шагова Ю.В., Козлова И.В. Псориаз как системная патология // Саратовский научно-медицинский Журнал. — 2008. — №1(19). — С.13-20.
- [2] Кутасевич Я.Ф. Современный взгляд на проблему псориаза // Дерматология и венерология. — 2002. — №2 (16). — С. 3-10.
- [3] Высоцкая Е.В., Жукова Н.В., Кириченко Ю.В. Обучение искусственной нейронной сети для диагностирования дерматологических заболеваний пациентов. Информационные технологии и автоматизация — 2009, II всеукраинская научно-практическая конференция. — С. 20-21.
- [4] Дюк В.А. Компьютерная психодиагностика. — СПб: Братство. — 2004. — 364 с.
- [5] Коваленко Н. В., Воронников В. В. Формирование вектора первичных значимых параметров для оценки технического состояния сложных информационных систем // Збірник наукових праць ЖВІ НАУ. Випуск 1. — С. 63-69.

дующим образом: будем выявлять параметры по одному и исключать из обучения.

Критерием останова процедуры обучения возьмем величину коэффициента множественной корреляции R , характеризующего тесноту связи между входными значениями и значениями на выходе нейронов сжимающего слоя.

Алгоритм выделения наиболее информативных признаков состоит из следующих этапов.

Шаг 1. Синтез искусственной ассоциативной нейронной сети с архитектурой [141-1-141].

Шаг 2. Нормализация данных исходной выборки.

$$x_{\text{норм}} = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}}.$$

Шаг 3. Инициализация весовых коэффициентов начальными значениями [0,1].

Шаг 4. Обучение сети методом обратного распространения ошибки.

Шаг 5. Выделение наиболее значимого нейрона из входного слоя, т.е. такого нейрона, у которого сумма значений весов к нейронам скрытого слоя будет максимальной.

Шаг 6. Исключение показателя, соответствующему найденному нейрону, из обучающей выборки и включение его в массив наиболее информативных признаков.

Шаг 7. Определение коэффициента множественной корреляции R для текущего массива наиболее информативных признаков.

Шаг 8. Определение коэффициента множественной корреляции. Остановить процедуру формирования, если $R = 1 - \epsilon$ ($\epsilon = 0.03$), в противном случае перейти к шагу 3.

На рис. 2 показан график корреляции R в зависимости от количества выделенных признаков.

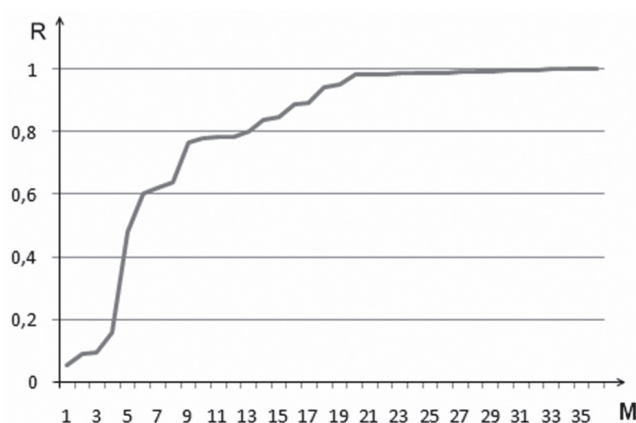


Рис. 2. Зависимость коэффициента R от количества выделенных показателей

Список сформированных параметров показан в табл. 2.

Таким образом, в результате исследования был сформирован вектор значимых клинико-биохимических показателей. Размерность вектора равна 35.

- [6] *Иваськив Ю.Л., Левченко В.В.* Вопросы использования репликативных нейронных сетей в задачах сжатия изображений // Математичні машини і системи, 2006, № 4. С. 42-50.
- [7] *Филаретов Г.Ф., Джордан Б.* Применение автоассоциативных нейронных сетей для сжатия информации. XXX международная конференция. Информационные технологии в науке, образовании, телекоммуникации, бизнесе. Украина, Крым, Ялта-Гурзуф, 2003. — С.12-15.
- [8] *Хайкин С.* Нейронные сети: полный курс, 2-е изд., испр.: Пер. с англ. — М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. — 1104 с.
- [9] *Осовский С.* Нейронные сети для обработки информации: Пер. с польск. Н.Д. Рудинского. — М.: Финансы и статистика, 2004. — 344 с.

Поступила в редколлегию 13.04.2010



Высоцкая Елена Владимировна, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры Биомедицинских электронных устройств и систем Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: аппараты и системы замещения утраченных органов и функций организма человека.



Беловол Алла Николаевна, кандидат медицинских наук, доцент, заведующая кафедрой дерматологии, венерологии и медицинской косметологии. Область научных интересов: системные дерматозы в сочетании с гипертонической болезнью.



Кириченко Юрий Владимирович, MS Tech, GlobalLogic Ukraine. Область научных интересов: разработка автоматизированных систем управления, нейронные сети.

УДК 519:616-079.4:616.5

Формування вектора значущих показників клініко-біохімічних аналізів пацієнтів з псоріазом за допомогою штучної нейронної мережі для виявлення захворювання на ранніх стадіях / О.В. Висоцька, А.М. Біловол, Ю.В. Кириченко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 280-284.

У статті було розглянуто підхід до формування вектора значущих показників за допомогою нейромережових технологій. Була створена автоасоціативна нейронна мережа, що дозволяє виділяти найбільш важливі біохімічні показники пацієнтів з псоріазом.

Ключові слова: вектор значущих показників, штучна нейронна мережа, клініко-біохімічні показники, псоріаз.

Табл.03. Лл.02. Бібліогр.: 09 назв.

UDC 519:616-079.4:616.5

Forming the vector of meaningful indicators of clinical and biochemical analyses of patients with psoriasis using an artificial neural network to detect the disease at early stages / E.V. Vysotskaya, A.A. Belovol, Y.V. Kirichenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 280-284.

The paper considers an approach to the formation of the vector of significant indicators using neural network technologies. An autoassociative neural network highlighting important biochemical parameters of psoriasis patients is created.

Key words: vector of meaningful parameters, artificial neural network, clinical and biochemical parameters, psoriasis.

Tab. 03. Fig. 02. Ref.: 09 items.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ЗАХИСТУ ДАНИХ ВІД ЗАВАД З АДРЕСНИМ ТА КВАЗІАДРЕСНИМ ПЕРЕПИТОМ

М.Ф. ЛОГВИНЕНКО, В.В. ШЕВЦОВА

Розглядаються системи передачі даних з адресним та квазіадресним перепитом. Для порівняння систем застосується критерій середньої відносної швидкості. Вказується вираз для розрахунку оптимальних довжин кодових блоків. Також приводяться розрахунки середньої відносної швидкості та довжин кодових блоків для різноманітних дискретних каналів.

Ключові слова: блокові завадостійкі коди, середня відносна швидкість, інформаційна частина блоку, зворотній вирішальний зв'язок.

ВСТУП

На теперішній час в теорії передачі цифрової інформації проаналізована ефективність багатьох протоколів передачі даних зі зворотним вирішальним зв'язком та використанням блокових (n, k) — кодів в режимі виявлення завад, короткий огляд яких наведено у [1]. При цьому показано, що за критерієм максимуму середньої відносної швидкості найбільш ефективним є протокол з адресним перепитом спотворених завадами блоків. Протокол з так званим квазіадресним перепитом [1] за цим критерієм поступається адресному, але за критерієм часу доставки коротких повідомлень даний протокол може бути ефективнішим. Крім цього, даний протокол недостатньо аналізувався по причині аналітичних складнощів при визначенні середньої відносної швидкості. Для одного з імовірнісних розподілень частково протокол аналізувався у [2, 3]. Однак методики повного аналізу та порівняння даного протоколу з іншими поки ще не існує. Таким чином, об'єкт даного дослідження — це протоколи роботи систем захисту інформації від завад з адресним та квазіадресним перепитом кодових блоків. Предмет дослідження — методика порівняльного аналізу різновидів таких протоколів за критерієм середньої відносної швидкості та визначення потенційних та реальних можливостей цих протоколів. Метою даної роботи є порівняльний аналіз систем передачі даних з адресним та квазіадресним перепитом даних. Для досягнення мети необхідно вирішення задач:

1. Аналіз особливостей функціонування різних модифікацій протоколів.
2. Визначення виразів для середньої відносної швидкості.
3. Порівняння потенційних можливостей протоколів.
4. Порівняння протоколів з фіксованими параметрами.

1. ФОРМАТИ ДАНИХ ТА РІЗНОВИДИ ПРОТОКОЛІВ

Для визначеності будемо розглядати протоколи з форматом блоку, що було застосовано в алгоритмі [4], а саме для захисту даних від завад використовується блоковий (n, k) — код, в інформаційній частині якого використовуються

три службових біти: біт категорії (БК), що визначає службові та інформаційні блоки; біт рішення (БР), у якому кодуються сигнали «підтвердження» та «перепит»; біт номеру (БН), за допомогою якого на визначеній позиції каналного буферу нумеруються блоки за модулем два. Формат блок наведено на рис. 1.



Рис. 1. Формат кодового блоку

Логічна структура (основні зони оперативної пам'яті) передавального та прийомного трактів для дуплексного варіанту роботи протоколу наведено на рис. 2.

Протокол з адресним перепитом спотворених блоків. Даний протокол наведено у [4]. Його середня відносна швидкість для деякого конкретного стану каналу з незалежними по бітах завадами, що виникають з ймовірністю p_0 , при використанні $(k + r, k)$ блокового коду в режимі виявлення завад визначається наступним чином:

$$R_A = \frac{k}{k+r} (1-p_0)^{k+r}. \quad (1)$$

Найбільш складним елементом цього протоколу є відновлення порядку проходження блоків після завад у накопичуванні адресата даних. Цей алгоритм приведено в [6].

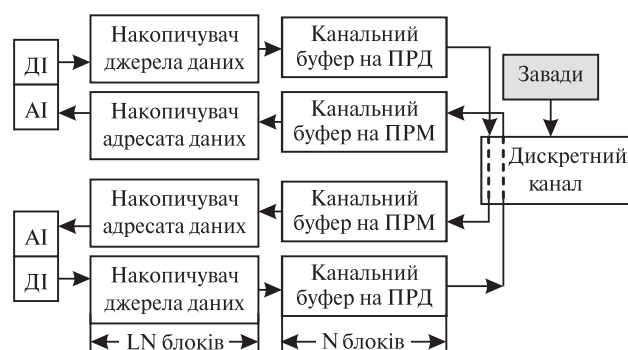


Рис. 2. Логічна структура дуплексної системи захисту даних: ДІ, АІ — джерело та адресат даних; ПРД, ПРМ — передача, прийом

Протокол з квазіадресним перепитом без накопичення правильних блоків. Даний протокол та його особливості приведено в [1]. В цій же роботі приводиться середня відносна швидкість для одного з розподілень випадкової величини числа нових переданих блоків у циклі із N блоків. Слід зазначити, що службовий біт рішення j -го блоку у накопичувачі прийомного тракту є рішенням на той же j -й блок у передавальному тракті. При прийомі деякого j -го блоку з визначеними завадами в передавальному каналному буфері формуються сигнали «перепит» на всі блоки цього буферу, починаючи з j -го блоку, але блоки після j -го, прийняті без завад накопичуються та ставляться в чергу для видачі адресату. Відновлення порядку проходження блоків після спотворень завадами у цьому алгоритмі аналогічно алгоритму [6].

Для отримання виразів для середньої швидкості даного протоколу спочатку побудуємо імовірнісне розподілення величини, що дорівнює числу успіхів, що настали підряд, при спостереженні деякої події, що настає в кожному випробуванні з ймовірністю P_y , в серії із N незалежних випробувань до першої відсутності такого випадання:

$$P[\xi_y = j] = \begin{cases} P_y^j (1 - P_y), & j = 0, 1, \dots, N-1 \\ P_y^N, & j = N. \end{cases} \quad (2)$$

Легко переконатись в тому, що виконується рівність [7]:

$$\sum_{j=0}^N P[\xi_y = j] = 1. \quad (3)$$

Позначимо через P_{nn} — ймовірність правильного прийому блоку, а через P_{oo} — ймовірність прийому блоку з визначеною завадою і приймемо, що $P_{nn} \approx 1 - P_{oo}$. Тоді математичне сподівання випадкової величини ξ_n — числа нових блоків, що передаються в циклі із N блоків, визначається наступним чином [6]:

$$M[\xi_n] = \frac{P_{nn}(1 - P_{nn}^N)}{(1 - P_{nn})}. \quad (4)$$

Середня відносна швидкість системи з квазіадресним перепитом:

$$R_{KA} = \frac{k}{k+r} \cdot \frac{P_{nn}(1 - P_{nn}^N)}{N(1 - P_{nn})}. \quad (5)$$

У цій формулі швидкість коду помножена на математичне сподівання числа нових блоків, що віднесено до числа всіх блоків у циклі із N блоків.

2. ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ

Маючи вирази для середньої відносної швидкості систем, проведемо порівняльний аналіз цих систем, при цьому теоретичний інтерес представляє потенційна швидкість, коли у кожній точці p_0 обчислюються оптимальні значення параметрів кодів і відповідне значення середньої відносної швидкості.

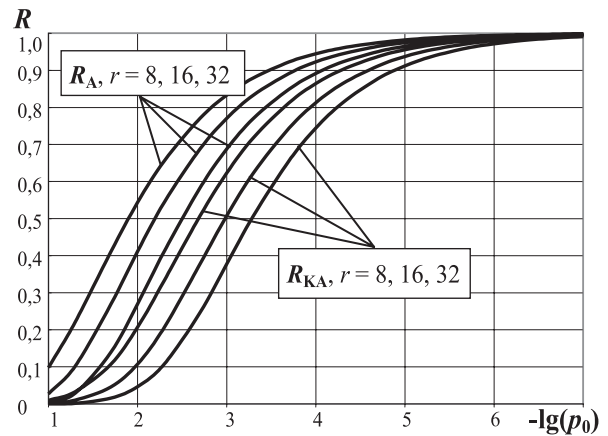


Рис. 3. Крива потенційної швидкості

Порівняння потенційних швидкостей для адресного та квазіадресного перепиту при $N=12$ приведено на рис. 3. Оптимальні значення параметрів кодів для протоколів з адресним та квазіадресним перепитом при різних значеннях N представлені в табл. 1.

Таблиця 1

p_0	n_A	n_{KA} при $N=8$	n_{KA} при $N=12$	n_{KA} при $N=16$
10^{-7}	12658	5973	4972	4349
10^{-6}	4009	1896	1579	1382
10^{-5}	1273	606	507	444
10^{-4}	409	199	168	148
10^{-3}	135	71	61	55
10^{-2}	49	33	32	32

Практичний інтерес представляє порівняння значень швидкості в діапазоні зміни якості дискретного каналу, але при фіксованих параметрах блоку, що вибираються оптимальними в середній точці якості дискретного каналу (див. табл. 2).

Таблиця 2

Ка- нал	КХ _{мп}		КХ _{вп}		ТЧ _{каб}	
p_{cp}	1,6E-02		3,0E-03		4,8E-04	
	R_A	R_{KA}	R_A	R_{KA}	R_A	R_{KA}
	$N=8$	$N=12$	$N=8$	$N=12$	$N=8$	$N=12$
p_0						
10^{-7}	0,610	0,500	0,500	0,805	0,652	0,610
10^{-6}	0,610	0,500	0,500	0,805	0,652	0,610
10^{-5}	0,610	0,499	0,499	0,804	0,651	0,608
10^{-4}	0,607	0,493	0,490	0,798	0,639	0,594
10^{-3}	0,585	0,434	0,409	0,741	0,533	0,472
10^{-2}	0,404	0,152	0,108	0,353	0,135	0,099

ДОДАТОК ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ З КВАЗІАДРЕСНИМ ПЕРЕПИТОМ

Для розрахунку оптимальної довжини кодового блоку треба розв'язати рівняння:

$$\frac{dR_{KA}}{dk} = 0. \quad (6)$$

Введемо наступні позначення: $a = 1 - p_0$.

Приймаючи $P_m = (1 - p_0)^{k+r}$, вираз для середньої відносної швидкості прийме вигляд:

$$R_{KA} = \frac{k}{k+r} \cdot \frac{a^r \cdot a^k \cdot (1 - a^{Nr} \cdot a^{Nk})}{N \cdot (1 - a^r \cdot a^k)} \quad (7)$$

Тоді похідна R_{KA} має вигляд:

$$\frac{dR}{dk} = \frac{a^{(k+r)}}{(k+r)^2 N (1 - a^{(k+r)})^2} \times \\ \times [r(1 - a^{N(k+r)})(1 - a^{(k+r)}) + \\ + k \ln a (k+r)(1 - (N+1)a^{N(k+r)} + Na^{(N+1)(k+r)})]. \quad (8)$$

Якщо $\frac{dR}{dk} = 0$, тоді вираз у квадратних скобках дорівнює нулю:

$$r(1 - a^r a^k - a^{Nr} a^{Nk} + a^{(N+1)r} a^{(N+1)k}) + \ln a (k^2 + kr) \times \\ \times (1 - (N+1) \cdot a^{Nr} a^{Nk} + N \cdot a^{(N+1)r} a^{(N+1)k}) = 0. \quad (9)$$

Це трансцендентне рівняння. Знайдемо наближене розв'язання (9), розклавши показову функцію в ряд Тейлора:

$$a^k = a^{k_0} + \frac{a^{k_0} \cdot \ln a}{1!} \cdot (k - k_0) + \dots + \\ + \frac{a^{k_0} \cdot \ln^n a}{n!} \cdot (k - k_0)^n + \dots \quad (10)$$

Взявши $k_0 = 0$ і перші два члени в розкладанні, отримаємо:

$$a^k \approx 1 + k \cdot \ln a, \\ a^{Nk} \approx 1 + N \cdot k \cdot \ln a, \quad (11)$$

$$a^{(N+1)k} \approx 1 + (N+1) \cdot k \cdot \ln a.$$

Отримаємо кубічне рівняння вигляду:

$$Ak^3 + Bk^2 + Ck + D = 0, \quad (12)$$

$$\text{де } A = \ln^2 a \cdot N \cdot (N+1) \cdot a^{Nr} (a^r - 1);$$

$$B = \ln a \cdot (1 - (N+1) \cdot a^{Nr} + N \cdot a^{(N+1)r}) + \\ + r \cdot \ln^2 a \cdot N(N+1) \cdot a^{Nr} (a^r - 1);$$

$$C = r \cdot \ln a (1 - a^r - (2N+1) \cdot a^{Nr} + \\ + (2N+1) a^{(N+1)r});$$

$$D = r \cdot (1 - a^r - a^{Nr} + a^{(N+1)r}).$$

Вирішуючи кубічне рівняння, потрібно вибирати дійсний позитивний корінь. Результати оптимізації, отримані методом перебору, та розв'язання рівняння (12), порівняні у табл. 3.

Різниця між точним і приблизним значеннями не перевищує 5%.

Кращий результат дасть розкладання в околиці точки k_A , що є оптимальною довжиною ко-

дового блоку для протоколу з адресним перепитом й обчислюється по формулі [5]:

$$k_A = -\frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} + \frac{r}{\ln(1-p_0)}}. \quad (13)$$

Таблиця 3

p_0	$r=8$		$r=16$		$r=24$		$r=32$	
	Перебір	Розв'язання рівняння	Перебір	Розв'язання рівняння	Перебір	Розв'язання рівняння	Перебір	Розв'язання рівняння
1E-2	10	9	15	13	20	18	25	23
1E-3	33	32	45	43	55	52	63	59
1E-4	108	107	152	149	184	181	212	207
1E-5	348	347	491	488	599	596	691	686
1E-6	1107	1105	1563	1561	1913	1910	2207	2203
1E-7	3505	3504	4956	4953	6068	6064	7005	7001

Візьмемо перший член у ряді Тейлора й підставимо в рівняння (9):

$$r(1 - a^{(k_A+r)} - a^{N(k_A+r)} + a^{(N+1)(k_A+r)}) + \ln a \times \\ \times (k^2 + kr)(1 - (N+1)a^{N(k_A+r)} + Na^{(N+1)(k_A+r)}) = 0. \quad (14)$$

Перетворивши й позначивши $n_A = k_A + r$, отримаємо:

$$\frac{r}{\ln a} \cdot \frac{(1 - a^{N \cdot n_A}) \cdot (1 - a^{n_A})}{1 - Na^{N \cdot n_A} - a^{N \cdot n_A} + Na^{N \cdot n_A} \cdot a^{n_A}} + k^2 + r \cdot k = 0, \\ k^2 + r \cdot k + \frac{r}{\ln a} \cdot \frac{1}{\frac{1}{1 - a^{n_A}} - \frac{N \cdot a^{N \cdot n_A}}{1 - a^{N \cdot n_A}}} = 0. \quad (15)$$

Позначимо

$$\mu = \frac{1}{1 - a^{n_A}} - \frac{N \cdot a^{N \cdot n_A}}{1 - a^{N \cdot n_A}}. \quad (16)$$

Розв'язання рівняння (14) прийме вигляд:

$$k_{KA} = -\frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} + \frac{r}{\ln a \cdot \mu}}. \quad (17)$$

Цей метод застосуємо ітераційно, використовуючи отримане k_{KA} у якості k_0 на наступному кроці. Схема алгоритму наведена на рис. 4.

Результати розв'язання задачі оптимізації, отримані методом перебору й ітераційним методом для трьох ітерацій, наведені в табл. 4.

Таблиця 4

p_0	$r = 16$			
	1 ітерація	2 ітерація	3 ітерація	Перебір
1E-2	18	16	15	15
1E-3	49	45	45	45
1E-4	155	152	152	152
1E-5	494	491	491	491
1E-6	1567	1563	1563	1563
1E-7	4959	4956	4956	4956

Після третьої ітерації результат практично збігається з результатом, отриманим методом перебору.

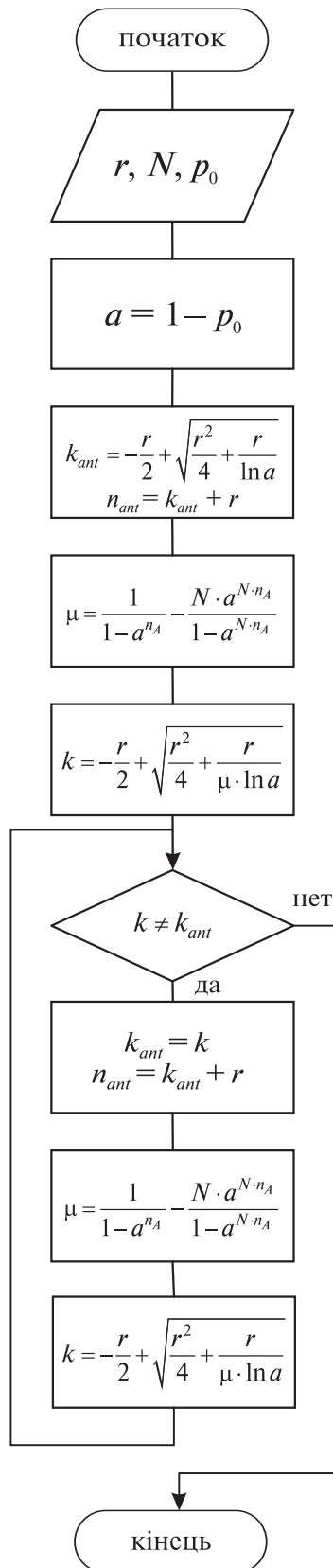


Рис. 4. Схема алгоритму ітераційного методу

ВИСНОВКИ

1. За критерієм максимуму середньої відносної швидкості ефективнішим є протокол з адресним перепитом, але для каналів з середньою ймовірністю помилки на біт не більш ніж 10^{-4} протокол з адресним перепитом дає не дуже великий

виграш, проте ускладнює структуру встаткування й алгоритму роботи.

2. Отримані вирази для середньої відносної швидкості та довжин кодових блоків для квазіадресного перепиту дозволяють швидко підібрати необхідні параметри для реальних протоколів.

3. Оптимальна довжина кодового блоку для адресного та квазіадресного перепиту суттєво відрізняється. При однаковій якості каналу довжина кодового блоку для квазіадресного перепиту більше практично у два рази.

Література.

- [1] Логвиненко Н.Ф. Анализ эффективности систем передачи данных с решающей обратной связью и квазиадресным переспросом [Текст] / Н.Ф. Логвиненко // Сб. научн. трудов 3-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития (МРФ'2008). – 2008. – Т. 6 : ЭМС. – С. 31-34.
- [2] Логвиненко М.Ф. Ефективність адаптації довжини кодових блоків до якості дискретних каналів [Текст] / М.Ф. Логвиненко, В.С. Серенко // Радиотехника. – 2005. – вып. 140. – С. 140-146.
- [3] Логвиненко Н.Ф. Оценка эффективности протоколов передачи данных с адаптацией длин кодовых блоков к качеству дискретных каналов [Текст] / Н.Ф. Логвиненко, М.А. Струков, А.А. Ясько // Контрольно-измерительные приборы и автоматика. – 2005. – №7. – С. 35-37.
- [4] Петрович В.И. Алгоритм с накоплением и адресным переспросом для обмена данными по каналам ухудшенного качества [Текст] / В.И. Петрович, Н.Ф. Логвиненко, Ю.П. Сухоруков // Техника средств связи. Сер. ТПС. – 1984. – Вып. 8. – С. 28-37.
- [5] Логвиненко Н.Ф. Оптимизация длин кодовых блоков и пакетов в системах защиты от ошибок с переспросом / Н.Ф. Логвиненко // Управляющие системы и машины. – 1995. – № 3. – С. 20-23.
- [6] А.с. 809615 СССР, МКИ⁵ Н 04 L 1/16 Устройство для приема дискретной информации в системах с решающей обратной связью / Н.Ф. Логвиненко, В.И. Петрович, В.Д. Русаков [та ін.]. – № 4017819/24-09; Заявл. 06.02.86; Опубл. 07.05.89. Бюл. № 17. – С. 245.
- [7] Прудников А.П. Интегралы и ряды: в 3 т. [Текст] / А.П. Прудников, Ю.А. Бычков, О.И. Маричев. – М. : Наука, 1981. – Т. 1 : Элементарные функции. – 1981. – 797 с.
- [8] Петрович В.И. Системы передачи данных [Текст] / В.И. Петрович, В.Г. Морозов. – Л. : ЛЭИС, 1973. – 72 с.

Надійшла до редколегії 28.04.2010



Логвиненко Микола Федорович, канд. техн. наук, начальник кафедри інформаційної безпеки Харківського національного університету внутрішніх справ. Область наукових інтересів: протоколи обміну даних, захищені системи передачі інформації.



Шевцова Вікторія Володимирівна, асистент кафедри системи інформації Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», аспірант. Область наукових інтересів: протоколи обміну даних, комп'ютерна графіка.

УДК 621.391.27

Сравнительный анализ эффективности систем защиты данных от помех с адресным и квазиадресным переспросом / М.Ф. Логвиненко, В.В. Шевцова // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 285-289.

Рассматриваются системы передачи данных с адресным и квазиадресным переспросом. Для сравнения систем используются критерий средней относительной скорости. Приводятся выражения для расчета оптимальных длин кодовых блоков. Также приводятся рас-

четы средней относительной скорости и длин кодовых блоков для различных дискретных каналов.

Ключевые слова: блочные помехоустойчивые коды, средняя относительная скорость, информационная часть блока, решающая обратная связь.

Табл. 04. Ил.04. Библиогр.: 08 назв.

UDC 621.391.27

Comparative analysis of efficiency of systems of data protection against interference with address and quasiaddress decision feedback / M.F. Logvinenko, V.V. Shevtsova // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 285-289.

Data transmission systems with address and quasi-address decision feedback are considered. A criterion of average relative speed is used for comparison of the systems. Expressions for calculating optimum lengths of code blocks are provided along with calculations of average relative speed and lengths of code blocks for various discrete channels.

Key words: block antinoise codes, average relative speed, information part of a block, decision feedback.

Tab. 04. Fig. 04. Ref.: 08 items.

УДК 616-77

УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ ПЛЕЧА С УСТАНОВОЧНЫМ ЛОКТЕВЫМ МЕХАНИЗМОМ

В.П. ЧЕРНЫШЕВ, Е.В. ВЫСОЦКАЯ, А.А. ЧЕРНЫШЕВ, С.А. ЧЕРНЫШЕВ

В данной статье рассматривается подход к построению устройства управления многофункциональным биоэлектрическим протезом руки с установочным локтевым механизмом. Предлагаемое устройство управления реализует следующие функции: схват – раскрытие кисти, пронация – супинация кисти, сгибание и разгибание локтевого сустава.

Ключевые слова: биоэлектрический протез, усеченная мышца, усилитель биопотенциалов.

ВВЕДЕНИЕ

Для восстановления жизненно-важных функций у инвалидов создаются новые конструкции протезов верхних конечностей с различными способами управления.

Одним из наиболее перспективных является способ биоэлектрического управления протезами верхних конечностей, который наиболее приближен к естественному.

В настоящее время разработано большое количество биоэлектрических протезов верхних конечностей как в нашей стране, так и за рубежом. Они отличаются друг от друга способами обработки биоэлектрического сигнала с целью выделения полезной информации, способами преобразования обработанного сигнала для получения требуемого качества управления исполнительными механизмами.

Известные устройства [1-6], имеют ряд недостатков, таких как: сложность системы управления и сложность подключения к ним исполнительных механизмов (ИМ), при их большом количестве, и большое энергопотребление биоэлектрическим протезом в целом, за счет использования локтевого механизма с электроприводом большой мощности.

Поэтому необходимо разработать устройство управления биоэлектрическим протезом плеча с

установочным локтевым механизмом и электроприводом малой мощности, позволяющее при большом количестве ИМ сократить время их подключения к системе управления, а также снизить энергопотребление.

1. МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ РУКИ

Структурная схема многофункционального устройства для управления биоэлектрическим протезом плеча представлена на рис. 1.

Структурная схема многофункционального устройства для управления биоэлектрическим протезом плеча состоит: Э1, Э2 – электроды; УБП1, УБП2 – усилители биопотенциалов; Д1, Д2 – детекторы; Σ – сумматор; ИП – двухканальный импульсный преобразователь; УМ – усилитель мощности; МП – микропереключатель; КР – Контакты реле; ПЛ – электропривод локтя; ПК – электропривод кисти; ПР – электропривод ротации; ФИ1, ФИ2 – формирователь импульсов; & – схема «И»; СТ – счетный триггер; Р – реле; ИП – источник питания.

Управление биоэлектрическим протезом осуществляется инвалидом в два этапа: вначале выбор нужного ИМ, затем – управление им. От

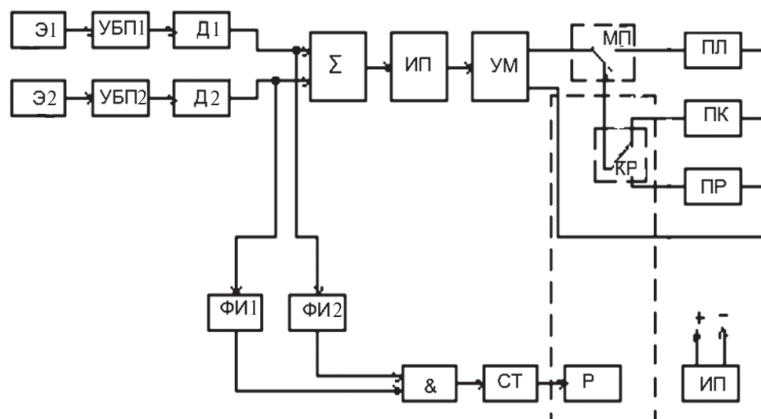


Рис. 1. Структурная схема многофункционального устройства для управления биоэлектрическим протезом плеча

того, как построена система управления, какие управляющие сигналы требуется подавать инвалиду, зависит качество выполняемого протезом движения и утомляемость инвалида.

Для выполнения движения схвата — раскрытия кисти, инвалид включает блок питания. При этом элементы системы управления устанавливаются в исходное состояние, при котором к ней подключен электропривод искусственной кисти. При поочередном сокращении мышц культи плеча (двуглавой или трехглавой) биосигналы с них передаются через усилитель биопотенциалов, детектор, сумматор, двухканальный импульсный преобразователь на усилитель мощности, в диагональ которого подключен электропривод кисти. В результате происходит вращение двигателя электропривода искусственной кисти, осуществляя схват при напряжении двуглавой мышцы или раскрытие пальцев при напряжении трехглавой мышцы, пропорционально разностному сигналу с управляющих мышц.

Для включения ИМ локтевого узла инвалид осуществляет натяжение тяги, с помощью которой инвалид производит расфиксацию и фиксацию локтя, а также включает и выключает микропереключатель. При натяжении тяги микропереключатель подключает электропривод локтя. При сокращении управляющих мышц плеча разностью биопотенциалов этих мышц инвалид аналогично управлению искусственной кистью проводит пропорциональное управление электроприводом локтевого узла. При достижении локтевым узлом заданного положения инвалид отпускает тягу. Микропереключатель возвращается в исходное положение и отключает при этом электропривод локтевого узла.

Для реализации ротации искусственной кисти инвалид производит одновременное сокращение

мышц — антагонистов. При этом сигналы с детекторов поступают на формирователи импульсов, затем через элемент “И” передаются на счетный вход триггера, который, срабатывая, подключает реле. Контакты этого реле подключают к системе управления электропривод ротации искусственной кисти. Поочередно сокращая управляющие мышцы, инвалид производит управление ротацией искусственной кистью в ту или другую сторону, пропорционально разности биосигналов мышц — антагонистов, аналогично управлению схватом — раскрытием искусственной кисти.

Переключение любого движения на ротацию, а также с ротации на кисть требует одноразового сокращения управляющих мышц; переключение любого движения на локтевой механизм, а также с локтя на кисть, требует нажатия на микропереключатель. Это действие не является сложным для инвалида и не вызывает утомления при управлении протезом.

2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УЗЛЫ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ ПЛЕЧА

Одним из ответственных звеньев в устройствах биоэлектрического управления протезами является усилитель биопотенциалов, который представляет собой звено первичной обработки информации, отводимой от мышц культи протезируемого, и служит для повышения амплитуды полезного сигнала до необходимого уровня, при котором гарантируется надежность передачи информационных параметров сигнала в блоки обработки или воздействия.

Электрическая принципиальная схема УБП приведена на рис. 2.

Разработанный усилитель биопотенциалов (УБП) удовлетворяет следующим требованиям:

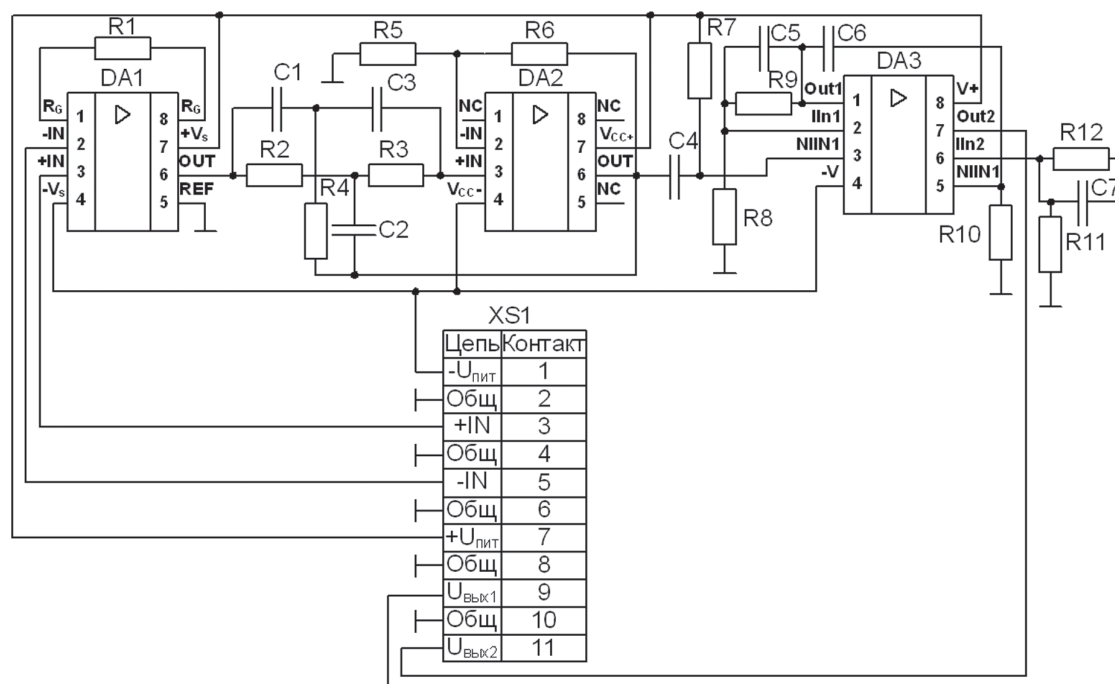


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема УБП

— высокая помехоустойчивость: уровень шумов (обусловленных как внешними, так и внутренними артефактами) на выходе усилителя не вызывает случайных срабатываний исполнительного устройства;

— частотная характеристика усилителя обеспечивает равномерное усиление в полосе частот 80–500 Гц с наибольшей амплитудой биоэлектрического сигнала;

— коэффициент усиления 10000–25000 в полосе пропускания частот достаточный для обеспечения нормальной работы протеза, в зависимости от чувствительности последующих блоков системы управления;

— входное сопротивление усилителя не менее 30 кОм на частоте 200 Гц;

— в интервале амплитуд входного сигнала от 20 до 100 мкВ усилитель не вносит заметных амплитудных искажений;

— характеристики усилителя существенно не изменяются с изменением температуры окружающей среды в диапазоне от +5° до +40°;

— обеспечена возможность избирательного отведения сигналов от сравнительно близко расположенных мышц при случайном изменении сопротивлений электрод-ткань и независимом расположении земляного электрода;

— усилитель является малогабаритным, экономичным, простым по конструкции и надежным в работе.

Входной сигнал, снимаемый с помощью биполярных поверхностных электродов, имеет амплитуду 20–60 мкВ.

Принципиальная схема детекторов, сумматора и двухканального импульсного преобразователя приведена на рис. 3.

Поочередно сокращая управляющие мышцы культи, инвалид посылает биоэлектрические сиг-

налы через конденсатор C1, выпрямительные диоды VD3, VD1 и сглаживающий конденсатор C5 или конденсатор C2, выпрямительные диоды VD4, VD2 и сглаживающий конденсатор C6 на вход сумматора DA1. В сумматоре сигналы от электродных систем разных каналов вычитаются и на его выходе появляется сигнал в виде разностной огибающей биосигналов. В зависимости от полярности разностной огибающей срабатывают импульсные преобразователи DA3.1 или DA3.2, в которых сигнал разностной огибающей преобразуется в серию импульсов, частота и длительность которых изменяются в зависимости от амплитуды входного сигнала, а затем передаются в усилитель мощности.

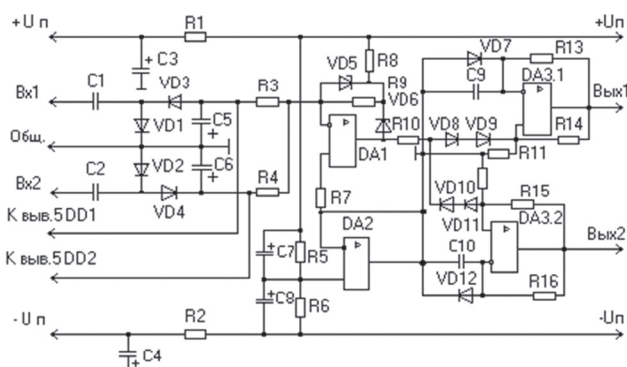


Рис. 3. Принципиальная схема детекторов, сумматора и двухканального импульсного преобразователя

Усилитель — преобразователь DA2 предназначен для стабилизации средней точки питания, обозначенный по схеме в виде земляного контакта.

Электрическая принципиальная схема формирователя импульсов приведена на рис. 4.

При одновременном сокращении мышц — антагонистов биоэлектрический сигнал с выходов детекторов поступает на входы В формирова-

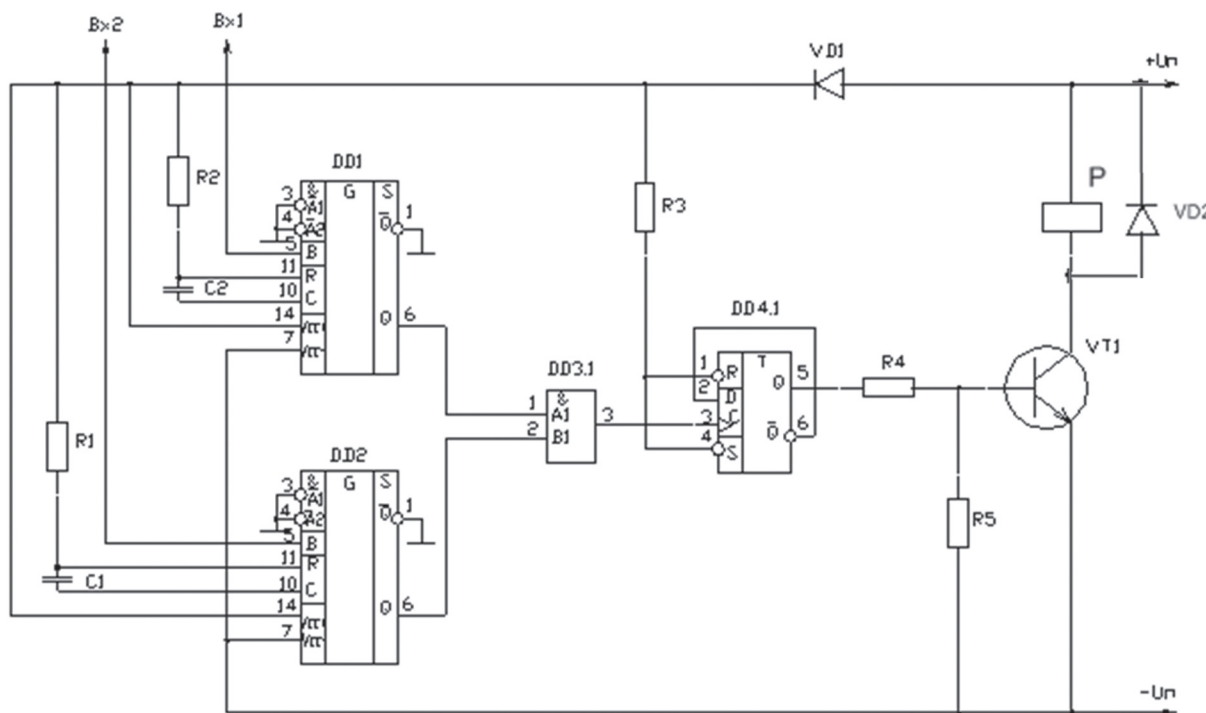


Рис. 4. Электрическая принципиальная схема формирователя импульсов

телей импульсов, выполненных на микросхемах K155АГ1 одноканального ждущего мультивибратора DD1 и DD2, которые под влиянием входного сигнала генерируют единичный импульс. При совпадении импульсов со ждущих мультивибраторов на схеме «И», она выдает импульс на счетный триггер, который включает реле, контакты которого подключают к усилителю мощности электропривод ротации.

Усилитель мощности выполнен на микросхеме M54544L (рис. 5).

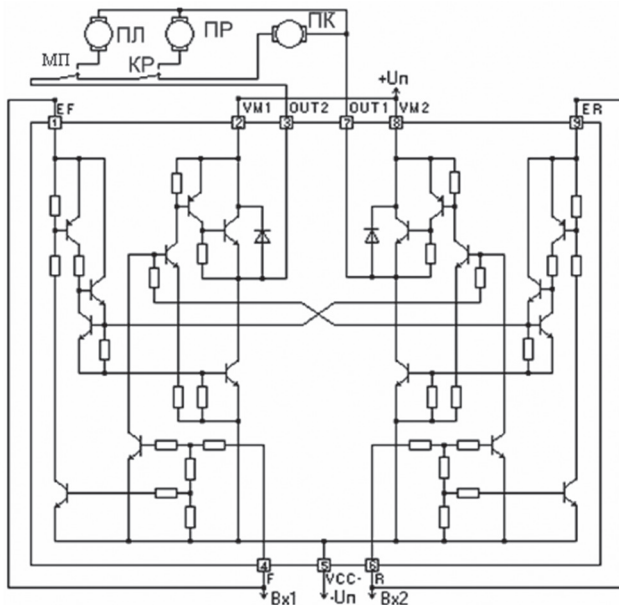


Рис. 5. Схема электрическая принципиальная M54544L

На рис. 5 показано подключение исполнительных механизмов к усилителю мощности.

3. УСТАНОВОЧНЫЙ ЛОКТЕВОЙ МЕХАНИЗМ

В качестве установочного локтя в данном протезе применили локтевой механизм из описания к авторскому свидетельству [6]. На рис. 6а показан локтевой узел протеза плеча; на рис. 6б — вид слева; на рис. 7а, б, в — три рабочих положения локтевого узла соответственно: жестко фиксированное положение, рабочее положение, положение свободного качания гильзы предплечья, исходное.

Для включения исполнительного механизма локтевого узла 2 при необходимости реализации движения локтем инвалид осуществляет натяжение тяги 17, при этом микропереключатель 18 срабатывает и контакты его подключают к системе управления электропривод 4, аналогичный приводу кисти с малой мощностью, локтевого узла 2. Тем же натяжением тяги 17 приводится в движение защелка 12, которая боковым упором 15 входит в зацепление с пазом 7 упорного диска 5, который фиксируется относительно гильзы плеча. При сокращении управляющей мышцы плеча инвалид аналогично, управлению искусственной

кистью проводит управление электроприводом 4 локтевого узла 2, который, перемещая управляющий рычаг 1 локтевого узла 2, приводит в движение гильзу предплечья 23 относительно гильзы плеча, т.е. инвалид осуществляет управляемые угловые движения локтевым узлом 2.

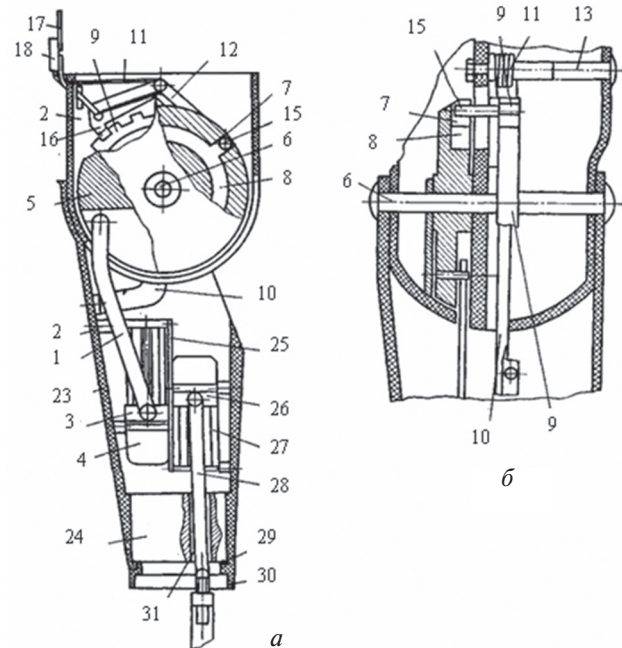


Рис. 6. Локтевой узел протеза плеча и его вид слева в разрезе

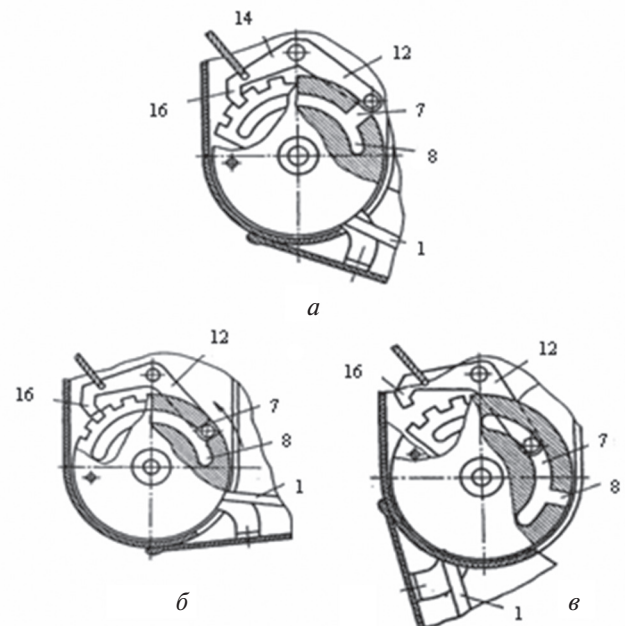


Рис. 7. Три рабочих положения локтевого узла

При достижении локтевым узлом заданного положения инвалид отпускает тягу. Микропереключатель возвращается в исходное положение, защелка 12 при этом также с пружиной 11 возвращается в исходное положение, боковой упор 15 защелки 12 выходит из зацепления с пазом 7, фронтальный упор 16 входит в зацепление с зубчатым сектором 9, жестко связанным рычагом 10 с гильзой предплечья. За счет этого локтевой узел фиксируется, а его электропривод освобождается

от нагрузки. В достигнутом положении локтевого узла инвалид может производить схват- раскрытие пальцев искусственной кисти, активную или пассивную ее ротацию и другие пассивные движения протезом. Для возврата локтевого узла в рабочее положение необходимо повторно натянуть тягу и подключить электропривод локтевого узла к системе управления. Сокращая управляющую мышцу, соответственно требуемому тянущему или толкающему перемещению механизма локтевого узла, инвалид добивается требуемого положения гильзы предплечья относительно гильзы плеча в протезе. Для достижения положения свободного качания протеза (исходного положения) необходимо резко натянуть и сразу же опустить тягу. При этом оба упора 15, 16 защелки 12 оказываются вне зацепления и приводят протез в расфиксированное положение.

ВЫВОДЫ

Таким образом, разработанное устройство управления биоэлектрическим протезом плеча с установочным локтевым механизмом позволяет инвалиду быстро подключить тот или иной ИМ, а также снизить энергопотребление.

Применение установочного локтевого механизма позволяет экономить электропитание аккумуляторной батареи за счет применения в нем электропривода малой мощности, в результате чего возможно применение аккумуляторной батареи меньшей ёмкости, что дает возможность расширить контингент инвалидов.

Литература.

- [1] А. С. 1337082 СССР, МПК А 61 F 2/83. Устройство для управления биоэлектрическим протезом [Текст] / В.П. Чернышев, Д.А. Яременко, Г.В. Красюк, Е.А. Яровой, Л.Л. Цымбал, А.В. Богдан (СССР). — 3948440/28-14; заявл. 28.08.87; опубл. 15.09.89, Бюл. №34 — 6 с.
- [2] А.с. 1475653 СССР, МПК А 61 F 1/06. Устройство для управления многофункциональным протезом [Текст] / В.П. Чернышев, Д.А. Красюк, Е.А. Яровой, Л.Л. Цымбал, А.В. (СССР). — 4295413/28-14; заявл. 10.08.87; опубл. 30.04.89, бюл. №16 — 6 с.
- [3] А. с. 1333332 СССР, МПК А 61 F 2/54. Устройство для управления протезами верхних конечностей. [Текст] / В.П. Чернышев, Д.А.Харитоненко (СССР). — 3822115/28-14; заявл. 30.10.84; опубл. 30.08.87, бюл. №32 — 5 с.
- [4] А. с. 1475652 СССР, МПК А 61 F 2/72. Устройство для управления многофункциональным протезом. [Текст] / В.П. Чернышев, Е.А. Яровой, Л.Л. Цымбал, А.В. Богдан (СССР). — 4270346/28-14; заявл. 28.05.87; опубл. 30.04.89, бюл. №16 — 6 с.
- [5] А. с. 1344351 СССР, МПК А 61 F 2/72. Устройство для управления биоэлектрическим протезом плеча. [Текст] / В.П. Чернышев, Г.В. Красюк, Л.Л. Цымбал (СССР). — 3941409/28-14; заявл. 07.08.85; опубл. 15.10.87, бюл. №38 — 4 с.
- [6] А. С. 1666104 А1, А 61 F 2/56. Протез плеча [Текст] / В.П. Чернышев, С.С. Зарудный, Г.В. Красюк, Е.А. Яровой (СССР). — 4645953/14; заявл. 30.07.91; опубл. 02.02.91, бюл. №28 — 7 с.

Поступила в редколлегию 14.04.2010



Чернышев Валерий Петрович, к.т.н. с.н.с., доцент кафедры Биомедицинских электронных устройств и систем Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: медицинское приборостроение, биоэлектрические системы управления.



Высоцкая Елена Владимировна, к.т.н., доцент, доцент кафедры Биомедицинских электронных устройств и систем Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: аппараты и системы замещения утраченных органов и функций организма человека.



Чернышев Александр Александрович, студент 5-го курса Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: протезы верхних конечностей.



Чернышев Сергей Александрович, студент 3-го курса Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: протезы верхних конечностей.

УДК 616-77

Пристрій керування біоелектричним протезом плеча з установочним ліктьовим механізмом / В.П. Чернышев, О.В. Висоцька, О.О. Чернышев, С.О. Чернышев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 290-294.

В даній статті розглядається підхід до побудови пристрою керування багатофункціональним біоелектричним протезом руки з установочним ліктьовим механізмом. Даний пристрій керування реалізує наступні функції: схват — розкриття кисті, пронація — супінація кисті, згинання та розгинання ліктьового сустава.

Ключові слова: біоелектричний протез, усічена м'язя, підсилювач біопотенціалів.

Лл.6. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 616-77

A unit of controlling a bioelectric prosthetic shoulder appliance with an adjusting elbow mechanism / V.P. Chernyshev, E.V. Vysotskaya, A.A. Chernyshev, S.A. Chernyshev // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 290-294.

The paper considers an approach to constructing a device of controlling a multifunctional bioelectric artificial arm with an adjusting elbow mechanism. The suggested control device realizes the following functions: grip — opening of a hand, its pronation — supination, flexion — extension of an elbow.

Key words: bioelectric prosthetic appliance, truncated muscle, biopotential strengthener.

Fig. 6. Ref.: 6 items.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОРАЗРЯДНОГО ИНВЕРТИРОВАНИЯ ВХОДНЫХ ПЕРЕМЕННЫХ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ БЛОКОВ

Ю.А. КОЧКАРЕВ, Е.Н. ПАНАСКО

В статье рассматриваются потенциальные возможности по оптимизации структуры цифровых блоков в аспекте использования альтернативных форм представления логических функций с применением так называемой поляризации. В качестве критериев оценки эффективности инвертирования входных переменных взяты наиболее целесообразные для разработчика интегральные показатели структурной сложности микросхем на полном множестве $L(3)$ и $L(4)$.

Ключевые слова: формы представления, логические функции, альтернативные формы, алгебраическая форма представления, Рида-Мюллеровская форма представления, поляризация.

ВВЕДЕНИЕ

Реализация цифровых блоков электронно-вычислительной аппаратуры (ЭВА) в настоящее время осуществляется с помощью логических функций (ЛФ), которые составляют комбинационное ядро любого цифрового автомата (ЦА).

Логические функции, как правило, используются в классической форме представления (КФП), т.е. в виде дизъюнктивных нормальных форм (ДНФ), реже конъюнктивных нормальных форм (КНФ). В данной работе под КФП подразумевается представление ЛФ в ДНФ.

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = k_1 \vee k_2 \vee \dots \vee k_n, \quad (1)$$

где k_i — соответствующие данной ЛФ конъюнкции.

На сегодняшний день наряду с традиционной классической формой представления известны также альтернативные формы [1], к которым можно отнести алгебраическую и Рида-Мюллеровскую формы.

Целью данной работы является объективная оценка эффективности применения альтернативных форм представления в аспекте использования для них так называемой поляризации.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА ОПТИМИЗАЦИЮ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ БЛОКОВ

Алгебраическая и Рида-Мюллеровская формы представляют логические функции в виде полиномов, состоящих из S -функций. В указанных формах существует различие в способе суммирования. Так, для алгебраической формы представления суммирование осуществляется алгебраически с весовыми коэффициентами, а в случае использования Рида-Мюллеровской формы суммирование ведется по $\text{mod } 2$.

В качестве примера представим обе альтернативные формы для ситуации, когда $n=3$

$$f(x_1, x_2, x_3) = c_0 + c_1 x_1 + c_2 x_2 + c_3 x_1 x_2 + c_4 x_3 + c_5 x_3 x_1 + c_6 x_3 x_2 + c_7 x_3 x_2 x_1 = \sum_{i=0}^{2^n-1} c_i S_i, \quad (2)$$

$$f(x_1, x_2, x_3) = c_0 \oplus c_1 x_1 \oplus c_2 x_2 \oplus c_3 x_1 x_2 \oplus c_4 x_3 \oplus c_5 x_3 x_1 \oplus c_6 x_3 x_2 \oplus c_7 x_3 x_2 x_1 = \sum_{i=0}^{2^n-1} c_i S_i. \quad (3)$$

Уравнение (2) демонстрирует возможный вариант представления логической функции в алгебраической форме, (3) — соответственно в форме Рида-Мюллера.

Входящие в (2) и (3) S -функции являются базисными. Они были предложены ранее в качестве полной системы, позволяющей представить любую ЛФ от n аргументов.

Из (3) видно, что конъюнкции, входящие в полином (2), фактически также являются S -функциями, а коэффициенты c_i при них могут принимать значение только 0 и 1. Таким образом, РМФП можно рассматривать как частный случай АФП с ограничением на величину коэффициентов полинома c_i и на форму суммирования S -функций (в данном случае по $\text{mod } 2$), поэтому на нее распространяется изоморфизм между ЛФ и КПФ, показанный в [1].

Ряд исследований, проведенный ранее авторами, доказал высокую эффективность применения альтернативных форм представления в сравнении с традиционной классической формой представления. Говоря языком цифр, отметим, что классическая форма менее чем в 10% случаев обеспечивает минимальность показателей структурной сложности реализации ЛФ [1].

Продолжая исследование эффективности альтернативных решений для представления ЛФ, нельзя обойти возможность применения так называемой поляризации [1], суть которой сводится к тому, что некоторые или все переменные используются не в прямой, а в инверсной формах.

Из уравнений (2) и (3) видно, что все переменные, участвующие в конъюнкциях, принимают участие в прямой форме. В данном случае имеет место частный случай РМФП — полином Жегалкина, для которого вектор поляризации является нулевым, т.е. $V_0 = (0, 0, \dots, 0)$.

Особенностью поляризованных полиномов является возможность задания для каж-

дой ЛФ множества векторов поляризации /ВП/ $V_k = (\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_n)$, $k = 0 \div 2^n - 1$, который представляет собой n -разрядный двоичный вектор, когда значение аргумента $\tilde{x}_i$ в полиноме может принимать прямое или инверсное значение, причем для прямой формы выбрано значение $x_i = 0$.

Использование ЛФ с различными ВП приводит к реализации с различными показателями сложности реализации S . В настоящее время наиболее употребительными показателями являются:

- S_{AD} — количество слагаемых в записи ЛФ, которое определяет количество входов подматрицы ПЛМ2;
- S_L — количество букв в записи ЛФ, которое является классическим критерием при минимизации ЛФ;
- S_S — габаритная площадь ПЛМ1, которая определяется как

$$S_S = 2nS_{AD} \quad \text{для КФП;} \\ S_S = nS_{AD} \quad \text{для АФП и РМФП;}$$

где n — количество входных аргументов ПЛМ1.

Менее употребительными показателями являются:

- S_{SH} — количество слагаемых в записи ЛФ, представляющих собой конъюнкции входных аргументов, которое определяет количество линеек в ПЛМ1 с наборами активных элементов;
- S_{AC} — площадь активных элементов ПЛМ1, определяемая как:

$$S_{AC} = 2nS_{SH} \quad \text{для КФП;} \\ S_{AC} = nS_{SH} \quad \text{для АФП и РМФП.}$$

Полное множество поляризованных полиномов Рида-Мюллера содержит 2^n векторов поляризации, $\{V_0 \dots V_k\}$, $k = 0 \div 2^n - 1$. Например, для $n=3$ это множество векторов $V_0 = (0, 0, \dots, 0) \dots V_7 = (1, 1, \dots, 1)$.

Научным и практическим интересом является статистическая оценка эффективности применения поляризации для представления логических функций в альтернативных формах для полных множеств ЛФ от n аргументов $L(n)$.

В связи с этим представляется следующая технология оценки:

- вычисляются суммарные оценки $Q_k^{(0)}$ выбранных показателей сложности реализации S_k для полных множеств $L(n)$ без использования поляризации, т.е. с $V = 0$;
- для всех ЛФ из $L(n)$ определяются оптимальные ВП, т.е. ВП, обеспечивающие минимальные показатели S_k ;
- вычисляются суммарная оценка $Q_k^{(opt)}$ тех же показателей S_k с оптимальным ВП.

Для анализа выбраны следующие интегральные показатели, представляющие собой суммы основных показателей сложности реализации:

$$Q_{ad} = \sum_{i=0}^{2^n-1} S_{ad}^{(i)} \quad (5)$$

$$Q_s = \sum_{i=0}^{2^n-1} S_s^{(i)} \quad (6)$$

$$Q_{sSH} = \sum_{i=0}^{2^n-1} S_{sSH}^{(i)} \quad (7)$$

$$Q_{sL} = \sum_{i=0}^{2^n-1} S_{sL}^{(i)} \quad (8)$$

$$Q_{sAC} = \sum_{i=0}^{2^n-1} S_{sAC}^{(i)} \quad (9)$$

В табл. 1, 2 представлены результаты вычисления суммарных оценок для эффективности нулевой поляризации $Q_k^{(0)}$ и оптимальной — $Q_k^{(opt)}$ поляризации — $E_k\%$ на полном множестве $L(3)$ для Рида-Мюллеровской и алгебраической форм.

Таблица 1

Оценка эффективности применения вектора поляризации (форма Рида-Мюллера) для $L(3)$

$N=3$	S_{ad}	S_s	S_{sh}	S_l	S_{ac}
Суммарные оценки $Q_k^{(0)}$	1024	3072	512	1664	1536
Суммарные оценки $Q_k^{(opt)}$	684	2052	320	1133	960
Эффективность поляризации $E_k, \%$	33,2	33,2	37,5	31,9	37,5

Таблица 2

Оценка эффективности применения вектора поляризации (алгебраическая форма) для $L(3)$

$N=3$	S_{ad}	S_s	S_{sh}	S_l	S_{ac}
Суммарные оценки $Q_k^{(0)}$	963	2889	309	1297	927
Суммарные оценки $Q_k^{(opt)}$	708	2124	248	1097	744
Эффективность поляризации $E_k, \%$	20,5	26,5	19,7	15,4	19,7

Рис. 1, 2 демонстрируют результаты, представленные в табл. 1, 2 для Рида-Мюллеровской и алгебраической форм соответственно.

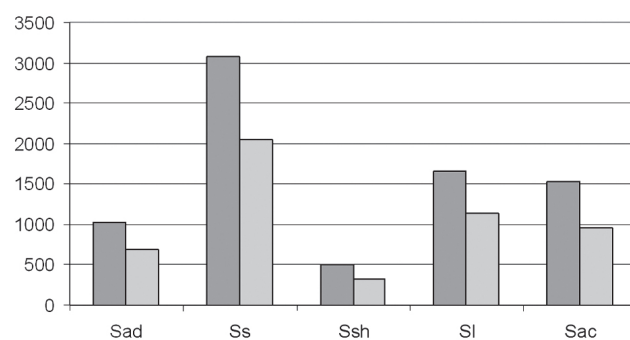


Рис. 1. Анализ эффективности применения вектора поляризации для Рида-Мюллеровской формы представления множества $L(3)$

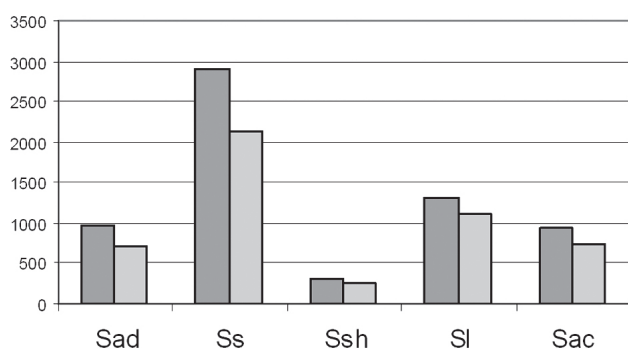


Рис. 2. Анализ эффективности применения вектора поляризации для алгебраической формы представления множества $L(3)$

Из представленных данных видно, что использование поляризации экономит в среднестатистическом смысле свыше 30% аппаратных затрат.

В табл. 3, 4 представлены результаты оценки эффективности поляризации для нулевого и вектора в полном множестве $L(4)$ для Рида-Мюллеровской и алгебраической форм соответственно.

Таблица 3

Оценка эффективности от применения вектора поляризации (форма Рида-Мюллера) для $L(4)$

$N=4$	S_{ad}	S_s	S_{sh}	S_l	S_{ac}
Суммарные оценки $Q_k^{(0)}$	524288	2097152	360448	1081344	1441792
Суммарные оценки $Q_k^{(opt)}$	360455	1441820	256376	774271	1025504
Эффективность поляризации $E_k, \%$	31,2	31,24	28,9	28,4	28,9

Таблица 4

Оценка эффективности для $L(4)$ от применения вектора поляризации (алгебраическая форма)

$N=4$	S_{ad}	S_s	S_{sh}	S_l	S_{ac}
Суммарные оценки $Q_k^{(0)}$	500347	2001388	313236	942805	1252944
Суммарные оценки $Q_k^{(opt)}$	373771	1495084	240594	726129	962376
Эффективность поляризации $E_k, \%$	25,3	25,3	23,2	23	23,2

Представим наглядно полученный эффект от применения поляризации для Рида-Мюллеровской и алгебраической форм множества $L(4)$ на рис. 3 и рис. 4.

Из представленных данных, использование поляризации повышает среднестатистическую эффективность использования аппаратных данных примерно на 30%.

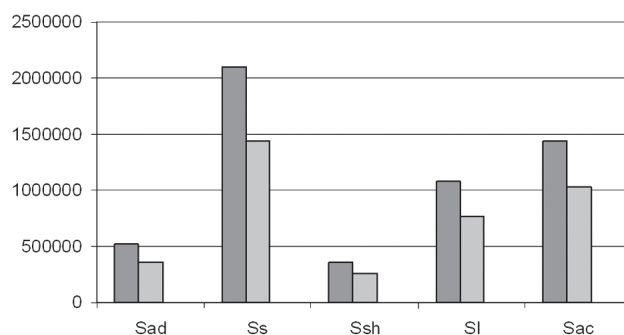


Рис. 3. Анализ эффективности применения вектора поляризации для Рида-Мюллеровской формы представления множества $L(4)$

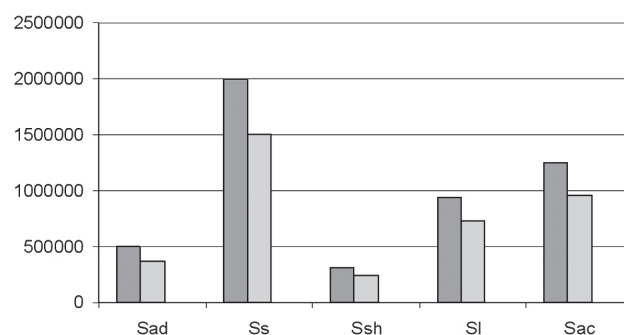


Рис. 4. Анализ эффективности применения вектора поляризации для алгебраической формы представления множества $L(4)$

ВЫВОДЫ

Полученные результаты исследования с помощью технологии EDM позволяют однозначно утверждать, что в справочных БД по минимальным формам ЛФ, например, в аналогах [1], каждую ЛФ необходимо сопровождать данными об оптимальном векторе поляризации. Оптимально поляризованные ЛФ (ОПЛФ) представляют собой не только конкретные реализации для проектировщиков по более эффективной реализации ЛФ на стадии логического проектирования цифровых узлов и блоков. Исследования, проведенные в Черкасском государственном технологическом университете, позволяют утверждать, что ОПЛФ образуют обширные так называемые релятивные подмножества в $L(n)$, которые имеют одинаковые показатели сложности реализации S_k , т.е. принадлежат к одинаковым подмножествам приоритетов. В настоящее время в рамках госбюджетной НИР в ЧГТУ формируется обширная справочная БД MINFORM 5, которая будет содержать данные по ОПЛФ.

Литература.

1. Кочкарев Ю.А., Пантелеева Н.Н., Казаринова Н.Л., Шакун С.А. Классические и альтернативные минимальные формы логических функций. Каталог-справочник// Черкасский институт управления, 1999, 156 с.
2. Кочкарев Ю.А., Пантелеева Н.Н., Казаринова Н.Л. Взаимные преобразования классических и альтер-

нативных представлений комбинационных схем цифровых автоматов // Сб. науч. трудов / Ин-т проблем моделирования в энергетике НАН Украины. — Киев, 1998.

Поступила в редколлегию 21.04.2010



Кочкарев Юрий Александрович, директор Черкасского инженерно-научного центра, полный профессор кафедры информатики и информационной безопасности Черкасского государственного технологического университета, доктор технических наук, член Инженерной Академии Украины. Область научных интересов: совершенствование структуры цифровых блоков ЭВА и РЭА.



Панаско Елена Николаевна, старший преподаватель кафедры информатики и информационной безопасности Черкасского государственного технологического университета. Область научных интересов: альтернативные формы представления логических функций.

УДК 591.713, 621.3.049.77

Оцінка ефективності застосування порозрядного інвертування входних змінних при оптимізації структури цифрових блоків // Ю.О. Кочкарьов, О.М. Панаско // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 2. — С. 295-298.

У статті розглядаються питання вдосконалення структури цифрових блоків ЕВА та РЕА з використанням альтернативних форм представлення логічних функцій (ЛФ), зокрема застосування до них поляризації. Отримані результати дозволяють стверджувати, що використання поляризації підвищує середньостатистичну ефективність застосування апаратних витрат приблизно на 30%.

Ключові слова: форми представлення, логічні функції, альтернативні форми, алгебраїчна форма представлення, Ріда-Мюлерівська форма представлення, поляризація.

Табл. 04. Лл. 04. Бібліогр.: 02 найм.

UDC 591.713, 621.3.049.77

Estimation of the efficiency of applying digit-by-digit inversion of input variables for optimizing the structure of digital blocks // J.A. Kochkarev, E.N. Panasko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 2. — P. 295-298.

The paper considers potential possibilities on optimizing the structure of digital blocks using the alternative forms of representing logic functions with use of the so-called polarization. The polarization efficiency is estimated with the integral indexes of structural complexity of microchips which are the most expedient for the developer of microcircuits on the full set of L(3) and L(4).

Keywords: representation forms, logic functions, alternative forms, algebraic form of representation, Read-Muller's representation form, polarization.

Tab. 04. Fig. 04. Ref.: 02 items.

УДК 50(091):62

ДОСВІД ДІЯЛЬНОСТІ НАУКОВИХ ТОВАРИСТВ ХАРКОВА У XIX – ПОЧАТКУ XX ст.

С. С. ТКАЧЕНКО, Д. В. ПОШТАРЕНКО

Наданий аналіз наукової, суспільно-політичної та видавничої діяльності наукових товариств, які існували у Харкові в кінці XIX – на початку XX ст., їх внесок у розвиток природничих і технічних наук та вплив на розвиток всіх напрямів народного господарства Харківської губернії.

Ключові слова: наукові товариства, статут, науково-видавнича діяльність, дослідження, соціально-економічний вплив, винаходи, розповсюдження.

ВСТУП

Забезпечення конкурентоспроможності України на етапі становлення інформаційного суспільства потребує формування інституційної інфраструктури та відповідних механізмів, здатних забезпечити інноваційний характер розвитку країни. У реалізації інноваційної стратегії розвитку регіонів України важливу роль відіграє їх науковий потенціал, який розглядається як основа забезпечення конкурентоспроможності та важлива складова регіональних інноваційних систем.

Основними перешкодами на шляху інтенсивного розвитку вітчизняної науки є такі негативні чинники, як незадовільний рівень фінансування, відсутність належної матеріально-технічної бази наукової діяльності, відсутність чіткої регламентації наукової діяльності, правового забезпечення свободи й ініціативи наукових колективів, доволі низький соціальний статус вченого в Україні, що не сприяє формуванню високопрофесійного кадрового складу науковців, притоку в науку талановитої молоді. Усі ці чинники призводять до того, що Україна втрачає значну частину свого інтелектуального потенціалу, який у сучасному світі є найбільш ефективним засобом суспільного прогресу. Однак окремі вузи України (переважно технічного профілю) все ж досягають певних науково-технологічних результатів.

Зокрема, в області радіоелектроніки, втілюються у виробництво і дають економічний ефект технологічні розробки Харківського національного університету радіоелектроніки (ХНУРЕ). На базі ХНУРЕ діє Міжнародна академія наук прикладної радіоелектроніки, головна мета якої – консолідація інтелектуального і виробничого потенціалів на користь підвищення ефективності науково-дослідної діяльності, комплексного вирішення пріоритетних задач національного та світового розвитку у області радіоелектроніки зміцнення наукових зв'язків, взаємодія наукових товариств і наукових шкіл різних країн, розвиток прогресивних форм організації науки; раціональне використання наукового потенціалу і фінансових ресурсів на благо науково-технічного прогресу.

Академія є міжнародною громадською науковою організацією, яка об'єднує на добровільній

основі вчених та фахівців у області радіоелектроніки з України, Російської Федерації, Республіки Білорусь та інших країн.

Щоб знайти найбільш ефективні шляхи інноваційного розвитку регіону і країни у цілому за рахунок наукових здобутків та їх технологічного застосування, слід звернутися до історичного досвіду організації науки, який має значні традиції, а творче опрацювання яких допоможе визначитися зі структурною організацією сучасної науки.

Важливе місце в історії організації науки займають громадсько-наукові об'єднання, зокрема наукові товариства. Створення наукових товариств стало однією з форм організації наукової діяльності, що отримала широке розповсюдження на теренах України у XIX – на початку XX ст.

В. І. Вернадський надавав їм великого значення. З цього приводу він писав, що для зародження наукових товариств сприятливими були умови державного життя, які вимагали спеціальних знань і розвитку техніки. Цією технікою і цими знаннями могли володіти тільки люди освічені і ті, що мислять математично. Серед них завжди знаходилися і такі, метою яких був науковий пошук без всяких практичних застосувань або особистої користі, люди, охоплені науковою ідеєю [1, с. 71].

Почесне місце у вітчизняній історії займають наукові товариства, які існували у Харкові в кінці XIX – на початку XX століття, своєю дослідницькою, видавничою, лекційною роботою сприяли координації наукових досліджень, надавали науковцям фінансову допомогу, виконували обмін науковими розробками між вітчизняними та зарубіжними вченими і, нарешті, популяризували наукові дослідження серед широкої громадськості, сприяли демократизації наукових знань. Вони вели дослідження в галузі природничих та технічних наук, їхня наукова думка, громадська робота, яка збагачувала загальну культуру міста, стали важливою складовою частиною української культури. Відомо, що в галузі фізико-математичних наук, біології й медицини Росія до початку XX ст. досягла помітного прогресу. Певний внесок в це зробили вчені Харкова. З початку 20-х рр. наукова робота тут, як і в цілому в Україні, була відокремлена від навчальної і зосереджена у спе-

ціально створених установах — на науково-дослідних кафедрах і в науково-дослідних інститутах [2, с. 216]. Після кризи в економічній, соціальній і політичній сферах, яка виникла внаслідок першої світової і громадянської воєн, завдяки використанню досвіду вчених дореволюційного періоду поступово усувались перешкоди на шляху розвитку науки і техніки.

Дослідження з загальних питань історії та організації наукової діяльності суспільних і наукових установ та оцінка їх місця в системі суспільних організацій дореволюційної Росії були проведені такими вченими, як О. Д. Степанським та іншими [3, 4]. Створення наукових товариств стало однією з форм організації наукової діяльності, що отримала широке розповсюдження у XIX — на початку XX ст. [5, 6]. Перші найбільш ґрунтовні, насичені фактичними матеріалами, дослідження з історії Харківського університету належать Д. І. Багалію [7, 8]. Однак відомості відносно створення та діяльності наукових товариств подані в стислій оглядовій формі. Детальні дослідження виконані для математичного товариства [9].

Мета статті полягає у проведенні історико-наукового аналізу організаційно-наукової, суспільно-політичної, видавничої діяльності наукових товариств, які були засновані у Харкові у XIX — на початку XX ст., їх внесок у розвиток природничих і технічних наук та вплив на розвиток всіх напрямів народного господарства Харківської губернії.

1. ДІЯЛЬНІСТЬ ТОВАРИСТВ ПРИ УНІВЕРСИТЕТІ

В першій половині XIX ст. в Харкові було тільки два наукових товариства — Товариство наук при університеті та Філотехнічне товариство, засноване В. Н. Каразіним поза університетом, яке носило не стільки науковий, скільки науково-практичний характер [10, с. 625]. Створення наукових товариств передбачалось першим університетським статутом 1804 року. Але перші роки після створення університету потребували значної праці професорів по організації навчального процесу. Тому лише у 1813 р. з ініціативи професорів А. І. Стойковича та Х. Ф. Роммеля було засноване Товариство наук, яке ставило своєю метою розповсюдження наук та знань. У 1817 р. вийшов перший том праць товариства, в якому були розміщені статті професорів Т. Ф. Осиповського, Н. М. Архангельського, Я. П. Громова та ін. Творча діяльність товариства стримувалась різними розпорядженнями міністерства освіти та реакційно налаштованими чиновниками Харківського університету. Тому у 1829 році товариство змушене було припинити свою діяльність.

Іншою була доля Філотехнічного товариства. В. Н. Каразін у 1811 р. видав брошуру: «Мысли об учреждении в полуденных губерниях Российской Империи Общества под названием Филотехнического в пользу домоводства сих губерний» [2]. Потім були видані устав та правила філотехнічного товариства, які одержали затвердження 10 березня 1811 року. Метою товариства було розповсюдження та вдосконалення всіх видів про-

мислової та сільськогосподарчої діяльності, які могли бути впроваджені в Слобідській, Херсонській, Полтавській, Чернігівській та інших губерніях. Передбачалось, що товариство створюватиме зразкові заклади, на яких проводитимуться досліди впровадження нових технологій для подальшого розповсюдження у всіх господарствах губерній. Маєток В. Н. Каразіна, який знаходився недалеко від Харкова в с. Кручик, був перетворений на базу, де здійснювались винаходи — система водяного опалення, піч для сухої переробки дерева, молотарка, спосіб консервування продуктів. Він планував створити мережу метеостанцій, наполягав на необхідності систематичних спостережень за атмосферою, за електричними явищами, що відбуваються у її верхніх шарах, мав намір використати електроенергію в господарстві. За відкриття сучасники В. Н. Каразіна назвали його «українським Ломоносовим» [2].

Настільки значними і корисними були задачі товариства та доведена їх життєва необхідність, настільки слабкою була його фінансова організація. Тільки такий теоретик, як В. Н. Каразін, міг мріяти, що зразкові господарчі хазяйства забезпечать необхідний рівень прибутковості комерційного підприємства. Недостатні можливості фінансування програми філотехнічного товариства стали причиною припинення його функціонування у 1818 р. Про діяльність філотехнічного товариства можна судити за друкованими звітами, які видавались В. Н. Каразіним [11, 17].

У другій половині XIX ст. при Харківському університеті було створено декілька наукових товариств. Першим із них було Товариство дослідників природи, яке ставило своєю метою розвиток та розповсюдження різних напрямків природознавства: геологічного, зоологічного, ботанічного та ін. Діяльність товариства сприяла систематизації досліджень, які раніше не вивчалися або недостатньо досліджених питань, які мали соціально-економічне значення, а також сприяли підвищенню наукового рівня і професійної кваліфікації членів товариства. Статут товариства був затверджений міністерством у 1869 році, яким дозволялось об'єднувати для вдосконалення якої-небудь частини науки сукупні зусилля дослідників. Наприклад, у 1874 р. професор мінералогії університету Н. Д. Борисяк подав приклад пожертвувань на будівництво повітряної кулі. Кулю будував харків'янин М. Лаврентьев. Професор хімії М. М. Бекетов консультував винахідника, організував перевірку просочуваності виготовленої ним кулі в університетській лабораторії. Вчені університету допомогли йому зробити деякі математичні розрахунки. Польоти в околицях Харкова проходили з використанням наукової апаратури, що встановлювалася вченими університету, на висоті понад 3000 метрів. В одному з них взяв участь дійсний член товариства професор Ю. І. Морозов. Допомога вчених і підприємців допомогла М. Лаврентьеву здійснити польоти на повітряних кулях в Москві, Одесі, Ростові-на-Дону та в інших містах [12, с. 26–29].

До діяльності Харківського товариства дослідників природи зростає зацікавленість наукових товариств і установ в Росії і за кордоном. Про це свідчить розсилка наукового видання, де друкувались праці членів товариства. Так, тільки за 1911-1912 рр. „Труды общества испытателей природы при Харьковском университете” були розіслані 8 університетам, 18 товариствам, ботанічним садам і природничо-науковим музеям, 10 науковим бібліотекам, 6 лабораторіям і кабінетам Росії і 50 університетам, академіям та іншим науковим центрам Європи і Америки [13, с. 4-56].

Перша світова війна призупинила діяльність товариства дослідників природи, хоча засідання товариства продовжувались регулярно. Після закінчення громадянської війни Харківське товариство дослідників природи почало відновлювати перервану роботу. До кінця 20-х рр. товариство дослідників природи зводило свою діяльність, в основному, до засідань, де обговорювались доповіді й реферати його членів. При цьому помітно скоротилося число засідань, порівняно з періодами його роботи у дореволюційній Росії. Значні труднощі відчувались в укомплектуванні наукової бібліотеки, коштах для підтримки діяльності товариства та друкування його праць [14]. Товариство продовжувало встановлювати зв'язки з іншими науковими установами Харкова. Одним з головних завдань був пошук джерел фінансування внутрішньої діяльності, продовження друкування праць і обладнання біологічної станції для проведення досліджень і спостережень [14].

У 1870 р. професори фізико-математичного та медичного факультетів звернулись з проханням про заснування при університеті Товариства експериментальних наук. До складу товариства, яке було засноване у 1872 році, ввійшли дві самостійні секції – фізико-хімічна і медична. Тоді виникла ідея організації Товариства фізико-хімічних наук. Першим головою товариства став Шинков А.П., а керівником хіміків був Н.Н. Бекетов. Найбільш енергійною діяльність товариства стала з відкриттям у Харкові Технологічного інституту, професори та викладачі якого стали приймати активну участь в діяльності секції на початку 90-х років. До 1905 р. товариство видало 13 випусків праць та створило бібліотеку.

Товариство наукової медицини та гігієни. Перший рік після заснування медична секція точно працювала відповідно до вимог статуту 1872 р., але в 1874 р. було прийнято рішення про необхідність мати свою касу та право балотування нових членів голосами секції. Згодом до такого висновку прийшло і керівництво секції фізико-хімічних наук. У 1889 р. професором Данилевським В. Я. було підняте питання про відокремлення секції, а в 1891 р. було засноване товариство наукової медицини та гігієни [10, с. 94]. Діяльність товариства виразилась в доповідях, наукових повідомленнях та видавництві праць членів товариства. Зріст кількості членів товариства в наступних роках не надавав відповідного збільшення кількості допові-

дей в процентному відношенні. З 1875 р. товариство одержувало субсидію від університету у розмірі 200-250 руб. на видавництво періодичного журналу «Труды товариства наукової медицини і гігієни». Товариство стало регулярно обмінюватися своїми виданнями з іншими зарубіжними медичними товариствами. Таким шляхом був покладений початок заснуванню бібліотеки товариства.

Математичне товариство при Харківському університеті було засноване в 1879 р. з ініціативи професора В. Г. Імшенецького. Метою товариства згідно статуту було сприяння розробці як чисто наукових, так і педагогічних проблем в області математичних наук. Активними учасниками товариства були професори Харківського технологічного інституту В. Л. Кирпичев, А. В. Гречанинов, Х. С. Головін. Наукова діяльність товариства отримала визнання як у Росії, так і за кордоном.

Видавнича діяльність товариства включала звіти про засідання і додатки до звітів, де друкувались окремі роботи його членів та розробки наукових і методичних проблем математики. Завдяки авторитету В. Г. Імшенецького серед російських та зарубіжних математиків і механіків, товариство набуло популярності за кордоном, встановило зв'язки з рядом зарубіжних наукових товариств. У друкованому органі «Сообщения Харьковского математического общества» почали видаватись роботи з механіки, як харківських, так і закордонних вчених [15, с. 250]. Склад товариства щорічно зростав. У 1889 р. до його складу входило 43 дійсних члена, 3 почесні члени, 8 членів-кореспондентів [16, с. 1-11]. У 1900 р. товариство нараховувало 51 дійсного і 9 почесних членів. У 1910 р. кількість членів товариства зросла до 132. За період з 1900 по 1906 рр. відбулось 35 засідань товариства, де заслухано 35 повідомлень по різним питанням математичного аналізу, геометрії, математичної фізики та ін. [17, с. 230]. На засіданні 23 січня 1916 р. професор Д. М. Сінцов зробив доповідь «Про Софію Ковалевську і її наукові праці». Учасниками засідання було висловлено побажання, щоб математичне товариство взяло на себе ініціативу видання праць С. В. Ковалевської [18, с. 304-307]. Перебіг воєнних і політичних подій в наступні роки і з початку 20-х рр. призупинив активну діяльність Харківського математичного товариства. Тільки у 1925 р. Президією Укрголовнауки затверджено Статут Харківського математичного товариства, за яким передбачалося встановлювати наукові стосунки з закордонними вченими та науковими організаціями лише з дозволу Укрголовнауки НК освіти [14].

Виникнення історико-філологічного товариства при Харківському університеті наприкінці 70-х років XIX століття збіглося зі пожвавленням провінційної історіографії та з прагненням до вивчення національного самоусвідомлення вітчизняної історії [19, с. 764]. Метою товариства, згідно статуту, було сприяння своїми зібраннями, працями розвитку та розповсюдженню історичних і філологічних знань. Наряду з дослідженнями загального характеру, значне місце в роботі това-

риства приділялось вивченню місцевого краю та півдня Росії. Значний внесок у дослідження історії краю зробили Д. І. Багалій, М. М. Плохінський, В. П. Короленко та ін. [10, с. 631]. Не менш важливе місце в доповідях товариства приділялось літературі та етнографії рідного краю. З 1886 р. товариство стало видавати свої наукові праці, в яких значне місце займали статті та доповіді, які стосувалися вивчення не тільки Харківської губернії, а й сусідніх губерній. У 1879 р. при історико-філологічному товаристві був заснований історичний архів шляхом перенесення його з Чернігівського губернського архіву Малоросійської колегії [21, с. 115-118].

Першими іноземними членами товариства стали в 1904 р. академіки П. Аппель, Е. Пікар, Г. Пуанкаре, яких було обрано одноголосно почесними членами на річному засіданні товариства 12.12.1903 р.

2. САМОСТІЙНІ НАУКОВІ ТОВАРИСТВА

Із товариств, які працювали поза межами університету, видне місце займали медичне товариство та товариство сільського господарства і сільськогосподарчої промисловості.

Харківське медичне товариство, яке входило до відомства медичного департаменту міністерства внутрішніх справ, та було засноване в 1861 р. з ініціативи професора В. Ф. Грубе [22, с. 16-19]. Метою медичного товариства було сприяння науковому вдосконаленню лікарів, які входили до складу товариства, розповсюдженню медичних знань і методик лікування з урахуванням місцевих умов життя, а також надання медичної допомоги тим, хто звертався до закладів товариства. Медичне товариство складалось із почесних членів, членів та член-кореспондентів. Членами товариства могли бути лікарі, провізори, магістри.

Раніше Харківського медичного товариства такі ж товариства виникли у Києві, Миколаєві, Одесі та Подільську. Але з перебігом часу Харківське товариство стає найбільш помітним за своєю суспільно-корисною діяльністю і державному значенню не лише на Півдні, а й по всій Росії. Тут не було іншого товариства з такою розгалуженою мережею суспільно-корисних установ лікувального, профілактичного і навчального профілів. У Харкові ця мережа охоплювала такі товариства: 1) Харківське медичне товариство (з 1861 р.); 2) Товариство наукової медицини і гігієни при Харківському університеті (з 1891 р.); 3) Бальнеологічне товариство слов'янського курорту (з 1897 р.); 4) Товариство нічних чергувань (з 1897 р.); 5) Дермато-венерологічне товариство при університеті (з 1900 р.); 6) Товариство швидкої медичної допомоги (з 1909 р.); 7) Товариство дитячих лікарів; 8) Товариство хірургів. До цього можна додати лікарський клуб. У 1913 р. Харківське медичне товариство мало 428 осіб і було найбільшим в Росії [22, с. 12-13].

Наукова і практична діяльність товариства проявлялась в доповідях, обміні думками на засіданнях членів медичного товариства та в його видавництвах. З моменту заснування товариства

друкувались протоколи засідань та щорічні звіти про діяльність товариства, а з 1886 р. доповіді почали друкувати в періодичному виданні у вигляді збірки праць товариства.

Велика увага в науковій діяльності товариства приділялась участі в різних наукових з'їздах, курсах, а також зарубіжним відрядженням своїх членів, особливо лікарів бактеріологічної станції, для вивчення передового досвіду та спеціальних наукових питань. В 1901 р. товариство заснувало премію ім. Р. Вихрова, яка щорічно видавалась за найкращі наукові твори на задану тему, а при бактеріологічній станції установлено стипендію для навчання молодих лікарів. Значне місце в роботі товариства займали питання санітарії та епідеміології, вже у 1861 р. розпочалось вивчення вакцин проти віспи, а в 1871 р. розглядалось питання організації обов'язкових щеплень. Ряд засідань товариства був присвячений вивченню холерної епідемії, чуми та організації мір боротьби з ними. Розроблені рекомендації рекомендувались міському самоуправлінню для проведення протиепідеміологічних прививок. За пропозицією Медичного товариства була розроблена програма медико-топографічного опису м. Харкова та його околиць і засновані спеціальні санітарні комісії. В медичному товаристві міське самоврядування завжди знаходило досвідченого радника з питань постійного санітарного нагляду у місті. Відгукуючись на потреби рідного міста, товариство не було глухе до всенародних бід. В епоху русько-турецької війни в 1877 р. товариство турбувалось про надання пораненим і хворим своєчасного лікування. Негайно з оголошенням війни, при лікарні товариства були відкриті курси для підготовки медсестер, обговорювалось питання про розміщення ранених та хворих. Коли розпочалась російсько-японська війна, в 1904 році товариство організувало бактеріологічно-гігієнічний загін, який був направлений в театр воєнних дій. Від себе товариство асигнувало 1000 руб., а частина (30000 руб.) була надана Губернським Земством.

Значну увагу медичне товариство приділяло створенню та розвитку його установ. Першою такою установою була безкоштовна лікарня, яка була з ініціативи І. К. Зарубіна заснована 1862 р. Лікарня одразу завоювала симпатії зі сторони населення. З перших років свого існування лікарня стала залучати до себе різні пожертвування. Основний внесок в подальший розвиток лікарні мали пожертвування Д. А. Донець-Захаржевського, який кожного року на потреби лікарні вносив 100 руб., а після його смерті заповів 50000 руб. Самій лікарні було присвоєно ім'я Д. А. Донець-Захаржевського в 1885 р. Діяльність лікарні безперервно розвивалась, за час її існування біля 300 тис. хворих одержало допомогу по різних захворюванням.

Другим, за часом свого виникнення, закладом, був «Пастеровський приватний Інститут медичного товариства», задачами яких були теоретичне дослідження та практичне запровадження Пастеровського методу лікування сказу, та інших

інфекційних захворювань людей і тварин. Кількість людей, яка приїздила до Харкова з інших губерній Росії, настільки зросла, що потребувалось будівництво притулку для людей, яких кусали тварини, хворі на сказ. В 1912 р. при бактеріологічному інституті медичного товариства було відкрито лікарню імені доктора В. А. Франковського. Оскільки в готелях і приватних квартирах боялися надавати житло укушеним, товариство створило притулок для них.

На пожертвування громадян та установ тут почали лікувати хворих обох статей найбільшого населення міста, які мали найважчі хронічні недуги і потребували догляду та лікарської допомоги. Інститут також обслуговував укушених людей з різних губерній Росії [23]. Наряду з бактеріологічними дослідженнями швидко розвивались і чисто наукова діяльність з вивчення бактеріології. Станція розвинулась до наукового інституту дослідження виготовлення сироваток і вакцин. На початок 1905 р. розвиток виробництва сироваток та вакцин зріс до 90 тис. флаконів, які направлялись в більшість губерній Росії. На початку Першої світової війни харківський бактеріологічний інститут Харківського медичного товариства був першим в Росії по результативності роботи у своїй галузі і займав одне з перших місць в Європі [24, с. 64].

Наступним закладом після Пастеровського Інституту і бактеріологічної станції було відкриття хіміко-мікроскопічного кабінету з ініціативи О. Алексеева. У 1887 р. Медичне товариство прийняло рішення про заснування «Кабінету хімічної і мікроскопічної діагностики для цілей практичної медицини». Відкриття такого кабінету було викликане потребами населення і практичних лікарів. У 1915 р. Харківське медичне товариство стало прибутковим за рахунок доходів з майна, препаратів, які продавались, проведення досліджень, процентів з капіталу в банку, субсидій, за лікування і утримання укушених сказаними тваринами. Товариство вже було здатним робити відрахування на оренду та утримання особистого персоналу, лабораторій, бібліотеки тощо [23, ф. 201, оп. 1, од. збер. 35, арк. 1-9, 69].

Основні напрями діяльності товариства сільськогосподарства і сільськогосподарчої промисловості. Товариство було засновано в 1880р. [25, с. 1-4]. Згідно статуту його мета — це сприяння розвитку всіх галузей сільського господарства і сільськогосподарської промисловості у Харківській, Полтавській, Курській, Воронезькій і Катеринославській губерніях, а також в інших суміжних з ними губерніях в разі згоди губернаторів [26, с. 3-4]. Організатором і першим головою товариства став професор агрономії Харківського університету В. А. Кочетов, до складу товариства входили також почесні, дійсні та члени — співробітники.

З метою найбільш успішного виконання прийнятих задач та різносторонньому обговоренню питань, які входили в круг діяльності, товариство засновує відділи, відділення та тимчасові комітети сільськогосподарчих консультацій з пи-

тань землеробства, тваринництва, садівництва, бджільництва, птахівництва, сільськогосподарчих технічних виробництв та ін. Діяльність відділів пов'язувалась з обговоренням питань та потреб тих місцевостей, для яких вони засновані, а діяльність відділень — в межах спеціальності кожного і розповсюджувалась на весь район діяльності товариства. Про свою діяльність вони звітували в щорічних доповідях товариству [26, с. 13-15].

Науково-дослідна діяльність товариства

Важливу роль у розвитку дослідної справи відіграли сільськогосподарські товариства, які почали організовуватися в губерніях України ще в першій половині XIX ст., але процес розвитку дослідної справи просувався досить повільно, оскільки перші науково-дослідні установи здебільшого не користувалися підтримкою уряду [27, 28], а існували головним чином за рахунок праці і коштів окремих учених та ентузіастів дослідної справи або меценатів.

На початку 80-х років XIX століття сільськогосподарські товариства — місцеві громадські органи, за допомогою яких вживались різні заходи з метою покращення стану сільського господарства у Росії стали активно займатися створенням перших дослідних установ. Найбільш активно працювали у цьому напрямку Південно — російське товариство сприяння землеробству і сільській промисловості в Києві, Товариство Південної Росії в Одесі та Катеринославі, Херсонське губернське сільськогосподарське товариства. Значний внесок у розвиток сільськогосподарської дослідної справи в Росії і в Україні в останній чверті XIX ст. зробило Харківське сільськогосподарське товариство. Наприклад, за ініціативою товариства на кошти Департаменту землеробства і губернського земства у 1908 р. була створена сільськогосподарська станція, яка у 1909 р. була перейменована на Харківську селекційну станцію, а її першим директором став професор П. В. Будрін [29, с. 93-95]. В задачі станції входило вивчення та можливе покращення сільськогосподарчих рослин, які Харківські дослідні поля також накопили чимало наукового матеріалу з різних питань рослинництва в місцевих умовах. Вагомий внесок у розвиток дослідної справи внесли активні члени товариства А. Є. Зайкевич, П. В. Будрін, В. Я. Юр'єв, Б. К. Енкен та ін.

Професора Харківського університету А. Є. Зайкевича — агронома, фізіолога рослин, першого методолога вітчизняної агрономії — справедливо вважають в Україні батьком дослідної справи. За період з 1881 по 1902 рр. заснував 37 дослідних полів. Мережа дослідних полів Харківського сільськогосподарського товариства організовувалась переважно у маєтках цукрозаводчиків. Дослідні поля товариства відіграли важливу роль у розвитку вітчизняної дослідної справи і зробили значний внесок у теорію і практику сільського господарства, їхня діяльність вплинула і на заснування Полтавського, Деревчинського та інших полів [30, с. 139-150]. Харківські дослідні поля мали

практичне значення для подальшого вдосконалення селекційного процесу, а також накопичили чимало наукового матеріалу з різних питань рослинництва в місцевих умовах.

Професора П. В. Будріна науковці — аграрії України, Росії, Польщі, та інших країн світу по праву вважають засновником сидеральної системи землеробства. Ця система наприкінці XIX — початку XX століття була найбільш радикальним способом поліпшення агрохімічних та водно-фізичних властивостей піщаних ґрунтів і пустищ, хоча на той час, ще не дуже поширеним. У 1908–1912 роках, працюючи на Харківщині, П. В. Будрін разом з В. Я. Юр'євим, Б. К. Енке-ним, М. А. розробляє теоретико — практичні основи сортовипробування та селекції зернових і зернобобових культур для виведення нових більш якісних основних зернових і зернобобових культур. З цієї метою ставили численні досліди: із сортовипробування і селекції для одержання районуваних сільськогосподарських культур з високими урожайністю і якістю зерна, із застосування добрив під різні культури для поліпшення родючості ґрунту та отримання високих урожаїв; із застосування нових агроприйомів, які б дали можливість збільшувати урожайність культур, а, отже, і прибутковість селянських господарств. У 1910 році П. В. Будрін розпочав на станції дослідження з питань селекції нових сортів культур ярої та озимої пшениці, вівса, проса, ячменю, кукурудзи, з 1912 року — ярої вики [31, с. 199-200]. Діяльність В. Я. Юр'єва, члена харківського товариства сільського господарства, видатного селекціонера, академіка, охоплює різні сторони сільськогосподарської дослідної справи [32]. В досліджуваний період, великі зусилля були сконцентровані В. Я. Юр'євим на розробку методів сортовивчення і вдосконалення технології селекційного процесу. “Шляхи, якими повинен був іти селекціонер у своїй роботі, були невідомі в Росії, підготовки ніякої не було, і лише часткове висвітлення цих шляхів доходило до нас від західноєвропейських учених. Доводилося експериментувати, винаходити, наштовхуватися в процесі роботи на все нові питання, розробляти їх, помилятися, вчитися на цих помилках, приходити до несподіваних висновків. Так поступово створювалися методи селекційної роботи, відкривалися на зміну старим, створювалася селекційна наука” [33, с. 44-50]. В. Я. Юр'єв, обіймаючи посаду завідуючого відділу селекції і насінництва Харківської селекційної станції, вперше в Україні організував розмноження насіння елітних сортів, розробив питання посівних якостей насіння, зокрема таких, як енергія проростання, схожість, величина, сила росту, сортова чистота, умови вирощування і живлення, вплив мінеральних добрив на якість насіння тощо. Наукова робота В. Я. Юр'єва не обмежувалася рамками кабінетів і лабораторій. Він прагнув якомога швидше й ширше впровадити нові сорти у виробництво, виступаючи з лекціями та доповідями, особисто спілкувався з трудівниками сільського господарства, публікував свої статті в журналах і

газетах, наприклад, у “Южно-Русской Сельско-Хозяйственной Газете”, “Хлебороб”, у місцевій пресі, газетах “Южный край” та “Утро”, а також у спеціальних сільськогосподарських виданнях. Доповіді, звіти, статті В. Я. Юр'єва за перші роки роботи стали цінним матеріалом із методики та організації селекційного процесу і залишаються вагомим здобутком і тепер. Багато сил і часу В. Я. Юр'єв приділяв молоді. Протягом 25 років він займався педагогічною діяльністю і багато зробив для підготовки висококваліфікованих кадрів агрономів-насінників.

ВИСНОВКИ

Проведений аналіз показує, що створення та громадська діяльність наукових товариств Харкова у кінці XIX — на початку XX ст. мали значний вплив на розвиток всіх напрямків народного господарства Харківської губернії. Архівними даними доведено, що діяльність товариств знаходили також підтримку з боку громадськості міста, уряду Росії, оскільки їх дослідження і практична робота часто мали прикладне значення щодо розв'язання питань соціального і культурного розвитку Харкова. Виявлено, що в дореволюційній Росії товариства щорічно отримували фінансову підтримку від уряду, що надавало можливість розгортання науково-дослідних робіт, а також друкування праці членів товариства, комплектування бібліотек.

На сучасному етапі розвитку Україна прагне стати передовою науковою державою. Але навіть з урахуванням недержавних коштів українська наука сумарно фінансується в обсязі порядку 0, 9 % ВВП. Провідні держави світу фінансують свою науку в межах 2-3 % ВВП, а окремі держави, які особливо дбають про своє майбутнє — майже 4 %. За таких обсягів фінансування (тим більше, що український ВВП не зрівняти з ВВП США, Великої Британії чи Японії) сподіватися, що ми можемо невдовзі вирватися у світові лідери, аж ніяк не випадає [34].

Для ефективної організації української науки, яка до певної міри розірвана між Міністерством освіти і науки, Національною академією наук та іншими відомствами, важливе значення має координація дій державних, громадських наукових та освітніх закладів, а також розвиток найтісніших міжнародних зв'язків в науково-технічному та освітньому співробітництві з європейськими країнами та СНД.

Література.

- [1] Вернадский В. И. Труды по истории науки в России. — М. : Наука, 1988. — 360 с.
- [2] Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна за 200 років. — Харків, 2004.
- [3] Степанский А. Д. Общественные организаций России на рубеже XIX — XX в. в. — М. 1980.
- [4] Соболева Е. В. Организация науки в пореформенной России. — Л., 1983. — С. 142-160.
- [5] Филиппов Н. Г. Научно-технические общества России (1866 — 1917 г. г.) — М., 1976.
- [6] Савчук В. С. Историко-научный анализ деятельности естественно-научных обществ Юга России,

- Крыма и Бессарабии: вторая половина XIX – начало XX в. – Дис. д. и. н. – Днепропетровск, 1995. – 450 с.
- [7] *Багале́й Д. И.* Краткий очерк истории Харьковского университета за первые сто лет его существования (1805–1905) / Д. И. Багале́й, Н. Ф. Сумцов, В. П. Бузескул. – Харьков: Тип. ун-та, 1906. – 329 с.
- [8] *Багале́й Д. И.* Физико-математический факультет Харьковского университета за первые 100 лет его существования (1805–1905) / Под ред. И. П. Осипова и Д. И. Багале́я. – Харьков: Изд. ун-та, 1908. – 357 с.
- [9] *Кушлакова Н. М.* Харківське математичне товариство та його внесок у розвиток математичної думки в Україні (1879 – 1930). Дис. к. і. н. – Київ, 2007. – 179 с.
- [10] *Багале́й Д. И., Миллер Д. П.* История города Харькова за 250 лет его существования. Т. 1, X. – 1993 г., с. 625.
- [11] *Багале́й Д. И.* Просветительская деятельность В. Н. Каразина // Харьковские губернские новости. – 1892. – 14 ноября.
- [12] *Ковань М. Й.* Михаил Тихонович Лаврентьев. – Харьк. обл. изд-во, 1958. – 62 с.
- [13] Труды общества испытателей природы при императорском Харьковском университете. 1911–1912. Т. XLV. – Харьков: Типография М. Сергеева и К. Гальченка, 1912. – 386 с.
- [14] ЦДАВОВ України: фонд Народного Комісаріату Освіти. ф. 5, оп. 2, од. збер. 2733, арк. 2, 6, 7.
- [15] История механики в России. – К. : Наук, думка, 1987. – 392 с.
- [16] Сообщения Харьковского математического общества. Вторая серия. Т. 1, №1. – Харьков: Типография М. Ф. Зильберберга, 1889. – 330 с.
- [17] *Андреасов Л. М.* Деятельность физико-химического общества при Харьковском университете (1872–1915). В кн. : Из истории отечественной химии: Роль учёных Харьковского университета в развитии химической науки. – Харьков: Изд-во Харьк. ун-та. – 1952. – С. 225–281.
- [18] Сообщения Харьковского математического общества. Вторая серия. Т. XV. – Харьков: Типография и литография М. Ф. Зильберберга, 1917. – 110 с.
- [19] Историко-филологическое общество при Харьковском университете // Исторический вестник. – X.: февраль, 1902. – С. 764–766.
- [20] Сборник Харьковского историко-филологического общества. Т. XVII. – X.: Печатное дело, 1907.
- [21] Историко-филологический факультет Харьковского университета за первые сто лет его существования (1805–1905) / Под ред. М. Г. Халанского и Д. И. Багале́я. – X: Изд-во СНА, 2007. – С. 115–118.
- [22] 100-летие Харьковского научного медицинского общества. 1861–1961. Сборник очерков и статей по истории деятельности. – К. : Изд-во „Здоров’я”, 1965. – 470 с.
- [23] ДАХО: фонд Харківського медичного товариства. ф. 201, оп. 1, од. збер. 26, арк. 67.
- [24] Бактериологический институт // Южный край. – 1911. – 11 октября.
- [25] *Головка А.* Сельско-хозяйственные общества Харьковской губернии. – Харьков: Из-во Харьковской земской управы, 1910. – 136 с.
- [26] Устав Харьковского общества сельского хозяйства и сельскохозяйственной промышленности. – Харьков, 1879. – 15 с.
- [27] ДАХО. – Ф. 304. – Спр. 111 № 38. – Арк. 1–36. /48.
- [28] ДАХО. – Ф. 304. – Спр. 173 № 91. – Арк. 1–27. /50.
- [29] *Коваленко С. Д.* Діяльність професора П. В. Будріна в контексті розвитку сільськогосподарської науки і освіти: Дис. канд. іст. наук – 07.00.07. – К., 2002. – 231 с.
- [30] Полтавское опытное поле // Сборник сведений о сельскохозяйственных опытных учреждениях России (по данным анкеты 1910 года) / Г. У. З. иЗ., Департамент Земледелия. – СПб., 1911. – С. 139–150.
- [31] *Коваленко С. Д.* Професор П. В. Будрін – один із організаторів дослідних робіт з проблем селекції польових культур на Україні // Український селянин: Праці наук.-досл. ін-ту селянства. М-ли III Всеукр. симпозиуму з проблем аграр. історії, 17–18 травня 2001 р. – Черкаси, 2001. – Вип. 3: спец. – С. 199–200.
- [32] *Ожерельева В. М.* Діяльність академіка В. Я. Юр’єва в контексті розвитку сільськогосподарської науки в Україні: Дис. . . канд. наук: 07.00.07 – 2008. – 230 с.
- [33] *Юрьев В. Я.* Селекция и семеноводство на Харьковской станции // Селекция и семеноводство. – 1946. – Юбилей. номер. – С. 44–50.
- [34] *Стріха М. В.* Уперше в історії України еліта розуміє значення науки // Слово Просвіти: тижневик № 12 (441), 20–26 березня 2008 р.

Надійшла до редколегії 20.04.2010



Ткаченко Світлана Сергіївна, канд. іст. наук, доцент каф. Історії науки і техніки НТУ «ХПІ». Область наукових інтересів, історія науки і техніки, історія робітничого руху на теренах України, історія освітньої науки.



Поштаренко Дмитро Вікторович, аспірант каф. Історії науки і техніки НТУ «ХПІ». Область наукових інтересів, історія науки і техніки, наукові товариства, історія України.

УДК 50(091):62

Опыт деятельности научных обществ Харькова в XIX – начале XX ст. / С.С. Ткаченко, Д.В. Поштаренко // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2010. Том 9. № 2. – С. 299–305.

Приведен анализ научной, общественно-политической и издательской деятельности научных обществ Харькова в конце XIX – начале XX вв., их вклад в развитие естественных и технических наук, а также влияние на развитие всех направлений народного хозяйства Харьковской губернии.

Ключевые слова: научные общества, устав, научно-издательская деятельность, исследование, социально-экономическое влияние, изобретения, распространение.

Библіогр.: 34 назв.

UDC 50(091):62

The Activity of Scientific Societies in Kharkiv in the 19-th and the Beginning of 20-th Century / S.S. Tkachenko, D.V. Poshtarenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. – 2010. Vol. 9. № 2. – P. 299–305.

The paper provides an analysis of scientific, public and political and publishing activities of scientific societies in Kharkiv in the period of late 19-th and the early 20-th century, describes their contribution to the development of natural and technical sciences and their impact on the development of the economy of Kharkiv region.

Key words: scientific societies, charter, scientific and publishing activity, research, social and economic influence, inventions, propagation.

Refs.: 34 items.



Президиум Международной академии наук прикладной радиоэлектроники (АН ПРЭ), редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника» от имени членов Академии, авторов и читателей журнала выражают глубокую скорбь по поводу кончины 8 апреля 2010 г. выдающегося ученого в области теории и практики радиолокации, доктора технических наук, профессора, заслуженного деятеля науки и техники Украины, Лауреата Государственных премий СССР, Fellow IEEE, премии IEEE AESS, Почетного академика АН ПРЭ, генерал-майора в отставке **Якова Давидовича ШИРМАНА.**



Президиум Международной академии наук прикладной радиоэлектроники (АН ПРЭ), редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника» от имени членов Академии, авторов и читателей журнала выражают глубокую скорбь по поводу преждевременной кончины 25 мая 2010 г. доктора технических наук, профессора, заслуженного деятеля науки и техники Украины, члена бюро Президиума АН ПРЭ, первого ученого секретаря АН ПРЭ, академика АН ПРЭ, полковника **Владимира Ивановича КАРПЕНКО.**

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

А. И. Шахова

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано заседаниям Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 2 від 18.06.2010 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 63 від 05.07.2010 р.).

Свідectво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Підписано до друку 02.07.2010. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 14,65. Облік.-вид. арк. 15,0.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Надруковано ФОП Андрєєв К.В.
61166, м. Харків, просп. Леніна, 14. Тел. 757-63-27