

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 1 9 4

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2018

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.

Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

А.И. Лучанинов, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ (главный редактор)*
О.Г. Аврунин, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
В.М. Безрук, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
И.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф., ХНУ имени В.Н. Каразина*
Ю.Е. Гордиенко, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ*
А.Н. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ННЦ ХФТИ*
В.А. Дорошенко, *д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ*
В.М. Карташов, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
А.А. Коноваленко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН*
А.В. Лемешко, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
Л.М. Литвиненко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН*
И.М. Неклюдов, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, ННЦ ХФТИ*
В.И. Оборжицкий, *д-р. техн. наук, доц., НУ «Львовская политехника»*
А.Г. Пащенко, *канд. физ.-мат. наук, доц., ХНУРЭ (ответственный секретарь)*
В.В. Поповский, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*
К.С. Сундучков, *д-р техн. наук, проф., ИТС*
С.И. Тарапов, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ИРЭ НАНУ*
П.Л. Токарский, *д-р физ.-мат. наук, проф., РИАН*
А.И. Фисун, *д-р физ.-мат. наук, проф. ИРЭ НАНУ*
Г.И. Хлопов, *д-р техн. наук, ИРЭ НАНУ*
А.И. Цопа, *д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ*

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA
S.E. Sandström, Sveden
N. Chichkov, Germany

*Ответственный за выпуск: А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф.
Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 71 от 26.09.2018.

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Науки, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 194
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 194
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 26.09.2018. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 10,2. Обл.-вид. арк. 10,77. Тираж 300 прим. Зам. № 262. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Науки, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб’єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 від 23.03.2004.

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

<i>В.К. Волосюк, С.С. Жила, Д.В. Колесников</i> Феноменологическое описание когерентных радиолокационных изображений на основе понятий меры множества и стохастического интеграла	5
<i>Б.В. Перелыгин</i> Рациональное распределение энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения системы гидрометеорологического мониторинга	12
<i>О.А. Ремаева, К.А. Соколинский</i> Определение среднего вдоль луча показателя преломления воздуха на основе эффекта уширения линий поглощения молекул воздуха	19
<i>В.А. Романюк, С.О. Стародубцев, С.В. Шаповалов</i> Дослідження можливості підвищення точності вимірювань концентрації частинок вибухових речовин методами дистанційного зондування	23
<i>Ю.П. Мачехин, Ю.С. Курской, А.С. Гнатенко</i> Принципы моделирования измерений в оптических нелинейных динамических системах	29
<i>В.В. Кондрат, О.И. Костенко, В.В. Куценко</i> Шляхи модернізації оптико-електронних засобів розвідки та прицілювання ОБТ	34
<i>Т.Р. Шмелёва</i> Верификация шестиугольной коммуникационной решетки бесконечными сетями Петри	38
<i>И.И. Бобок</i> Стеганоаналитический метод для выявления скрытого канала связи с малой пропускной способностью	46
<i>Д.Г. Сахно, Е.А. Иванова, Д.Ю. Горелов</i> Анализ пространственной структуры метеорных потоков и ассоциаций каталога ХНУРЭ	52

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>Т.Д. Гуцол, О.Д. Черенков, В.В. Семенець</i> Аналіз системи пригнічення потужної вузькополосної перешкоди в радіометричному приймачі	66
<i>С.В. Солонская, В.В. Жирнов</i> Обработка сигналов в интеллектуальных системах контроля малозаметных и малоподвижных воздушных объектов	73
<i>Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак</i> Адаптивный метод с шумо- и сигнально-зависимым переключением фильтров для подавления нестационарного шума в сигнале электрокардиограммы в реальном времени	79

ФИЗИКА ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

<i>Н.П. Стогний, Н.П. Климова, Н.С. Бутенко</i> Особенности переходных процессов в серебряном нанопроводе с оптически динамической оболочкой	97
<i>Чан Лю, И.Н. Бондаренко, А.Ю. Панченко, Н.И. Слипченко</i> Электродинамический сенсор определения состояния воды в биологических объектах	104
<i>Н.Н. Чернышов, Н.И. Слипченко, А.В. Белоусов, М.А.Ф. Алкхавалдех</i> Фотогальванический эффект при оптических переходах для ультраквантового предела между спиновыми зонами уровней Ландау	112

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

<i>А.Д. Меняйло, В.В. Рапин</i> Автогенераторный следающий фильтр с нелинейной обратной связью	119
<i>А.И. Бых, Ю.И. Козин, В.И. Леонидов, А.В. Кравцов, Р.А. Бобнев</i> Построение систем частотной импедансометрии биотканей с использованием платформ “Arduino”	127
<i>А.Н. Андреев, О.Н. Андреева, А.Г. Лазаренко</i> Автоматизированный комплекс для градуировки терморезисторов и измерения их параметров	133
<i>И.С. Бондаренко, О.Н. Богдан</i> Исследование влияния магнитного поля и ультразвука на биосистемы	138

ДИАГНОСТИКА И МОНИТОРИНГ СИСТЕМ

<i>Ю.Н. Шмелев, С.И. Владов, А.Ф. Крышан, С.Д. Гвоздик</i> Применение нейросетевых технологий в системе контроля технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 в полетных режимах	147
<i>И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев</i> Особенности формирования информационных сигналов резонансных измерительных преобразователей с апертурными и зондовыми чувствительными элементами	155
<i>К 70-летию Владимира Михайловича Шокало</i>	161
РЕФЕРАТЫ	163

CONTENT

RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

<i>V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, D.V. Kolesnikov</i> Phenomenological description of coherent radar images based on concepts of the measure on a set and stochastic integral	5
<i>B.V. Perelygin</i> Rational distribution of energy of probing radiation in the observation space of the hydrometeorological monitoring system	12
<i>O.A. Remayeva, K.A. Sokolinskyi</i> Determination of refractive index of air along the ray based on the effect of absorption line broadening of air molecules	19
<i>V.A. Romanyuk, S.O. Starodubtsev, S.V. Shapovalov</i> Study of the possibility of increasing the accuracy of measuring the concentration of particles of explosives by remote sensing methods	23
<i>Yu.P. Machekhin, Yu.S. Kurskoy, A.S. Gnatenko</i> Principles of measurement modeling in optical nonlinear dynamical systems	29
<i>V. Kondrat, O. Kostenko, V. Kutsenko</i> Ways of upgrading optical-electronic reconnaissance and aiming weapons and military equipment	34
<i>T.R. Shmeleva</i> Verification of the hexagonal communication grid by infinite Petri nets	38
<i>I.I. Bobok</i> The steganoanalytical method for revealing a hidden communication channel with low capacity	46
<i>D.G. Sakhno, O.O. Ivanova, D.Y. Gorelov</i> Analysis of the spatial structure of meteor showers and associations of the KNURE catalog	52

SIGNAL PROCESSING

<i>T.D. Gutsol, A.D. Cherenkov, V.V. Semenets</i> Analysis of suppression of high-power narrow-band interference in radiometric receivers	66
<i>S. Solonskaya, V. Zhyrnov</i> Signal processing in intelligent control systems for low-visibility and low-mobility air units	73
<i>N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk, O.Ye. Stryzhak</i> Adaptive method with noise- and signal-dependent switching of filters for suppression of non-stationary noise in an electrocardiogram signal in real time	79

PHYSICS OF DEVICES AND SYSTEMS

<i>N.P. Stognii, N.P. Klimova, N.S. Butenko</i> Characteristics of transient processes in a silver nanowire with optically dynamic shell	97
<i>Chang Liu, I.N. Bondarenko, A.Yu. Panchenko, N.I. Slipchenko</i> Electrodynamic sensor for determining the state of water in biological objects	104
<i>N.N. Chernyshov, N.I. Slipchenko, A.V. Belousov, M.A.F. Alkhawaldeh</i> Photovoltaic effect in optical transitions for ultraquantum limit between spin areas of Landau levels	112

RADIO ENGINEERING DEVICES

<i>A.D. Menyalo, V.V. Rapin</i> Oscillator tracking filter with nonlinear feedback	119
<i>A.I. Bykh, U.I. Kosin, V.I. Leonidov, A.V. Kravtsov, R.A. Bobnev</i> Construction of systems of frequency impedance metering of biological tissues using "Arduino" platforms	127
<i>A.N. Andreev, O.N. Andreeva, A.G. Lazarenko</i> Automated complex for thermistors calibration and measurement of their parameters	133
<i>I.S. Bondarenko, O.N. Bogdan</i> Investigation of the effect of magnetic field and ultrasound on biological systems	138

DIAGNOSTICS AND MONITORING OF SYSTEMS

<i>Yu.N. Shmelev, S.I. Vladov, A.F. Kryshan, S.D. Gvozdk</i> Application of neural network technologies in the technical state control system of the aircraft engine TV3-117 in flight modes	147
<i>I.N. Bondarenko, Yu. S. Vasiliev</i> Features of formation of information signals of resonant measuring converters with aperture and probe sensing elements	155
<i>To the 70th anniversary of Vladimir M. Shokalo</i>	161
ABSTRACTS	163

ФЕНОМЕНОЛОГІЧНИЙ ОПИС КОГЕРЕНТНИХ РАДИОЛОКАЦІЙНИХ ЗОБРАЖЕНЬ НА ОСНОВІ ПОНЯТЬ МІРИ МНОЖИНИ І СТОХАСТИЧНОГО ІНТЕГРАЛУ

Вступ

Радіолокаційні зображення (РЛЗ) місцевості, отримані бортовими радіотехнічними засобами дистанційного зондування Землі, дозволяють вирішувати значний клас задач народного господарства, таких як моніторинг сільськогосподарських угідь, забезпечення безпечного судноводіння в прибережних акваторіях, контроль екологічної обстановки, дослідження кліматичних змін та ін. Настільки широке застосування і високий попит на радіолокаційні вимірювання обумовлений їх високою точністю, незалежністю від пори року та часу доби і інформативністю розсіяних радіолокаційних сигналів. Постійно зростаючі вимоги до обсягу і якості радіолокаційної інформації потребують від фахівців розробки нових підходів до аналізу первинних даних, що підлягають подальшій обробці, вдосконалення методів виділення цільової інформації з отриманих зображень і достовірних математичних моделей РЛЗ, що враховують фізичні процеси просторово-часової обробки сигналів і полів.

Умовно РЛЗ можна розділити на когерентні і некогерентні. Некогерентні формують з використанням некогерентних радіолокаторів, що генерують сигнали з випадковими початковими фазами. Їх структура схожа на оптичні зображення, яка так само відображає результати реєстрації сумарної інтенсивності розсіяних полів. Відмітна особливість когерентних зображень – наявність інформації про фазу сигналів, відбитих від підстильних поверхонь. Такі РЛЗ зазвичай формують в радіолокаційних станціях з синтезованою апертурою антени [1].

Когерентні РЛЗ – це досить складний об'єкт з точки зору пояснення його структури і математичного опису. У більшості випадків під РЛЗ розуміють розподіл комплексного коефіцієнта розсіювання поверхні за просторовими координатами. При цьому розсіяне поле в точці прийому розраховується на основі рівнянь Максвелла, хвильових рівнянь, а також відповідних їм інтегральних рівнянь – скалярних або векторних формул Кірхгофа (Стреттона – Чу) [2, 3] при заданих граничних умовах. Однак для багатьох поверхонь, і, тим більше, рослинних покривів строго задати ці умови практично неможливо. Приймаючи до уваги складну внутрішню структуру коефіцієнта розсіювання, доцільніше виконати дослідження когерентних зображень в рамках феноменологічного підходу з використанням законів променевої оптики і принципу Гюйгенса – Френеля, представляючи поле в області прийому не тільки у вигляді інтегралів Рімана, але і інтегралів Лібега, Стільтєса, а також стохастичного інтеграла Іто.

1. Феноменологічний опис полів і математичної процедури відновлення когерентних РЛЗ

Розглянемо структуру поля в області прийому віддзеркалених сигналів і основні операції його обробки. Розглянемо геометрію дистанційного зондування на рис. 1, де поверхня D – це поверхня, на якій феноменологічно задані граничні умови у вигляді коефіцієнта розсіювання $\dot{F}(\vec{r})$. Область D' – це область реєстрації сигналів, що прийшли з поверхні D . В кожній точці області $\vec{r}' \in D'$ поле можна представити на основі феноменологічної моделі розсіяних полів

$$\dot{E}(\vec{r}') = \int_D \dot{F}(\vec{r}) R^{-2}(\vec{r}, \vec{r}') \exp[jk2R(\vec{r}, \vec{r}')] d\vec{r}, \quad (1)$$

де $\vec{r}$ – координати точок поверхні D . Модель відображає принцип Гюйгенса – Френеля.

Область реєстрації D' може представляти як апертуру однієї, наприклад параболічної антени, так і бути заповненою елементами антеною решітки. Якщо D' – це апертура однієї антени, або антенної решітки, в якій з амплітудно-фазовим розподілом (АФР) $\dot{I}(\vec{r}', \vec{r}_1)$

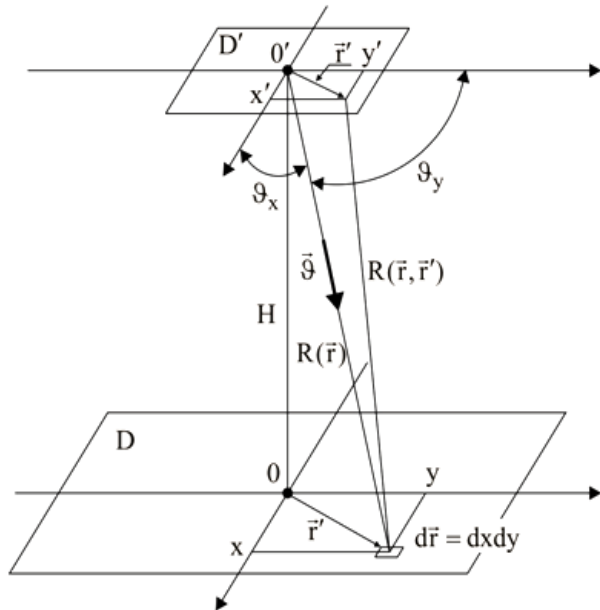


Рис. 1. Геометрія задачі дистанційного зондування

здійснюється фокусування антенної системи на точку $\vec{r}_1 \in D$, то вихідний сигнал має наступний вид:

$$\dot{E}_A(\vec{r}_1) = \int_{D'} \dot{I}(\vec{r}', \vec{r}_1) \int_D \dot{F}(\vec{r}) \frac{\exp[jk2R(\vec{r}, \vec{r}')] }{R^2(\vec{r}, \vec{r}')} d\vec{r} d\vec{r}'. \quad (2)$$

Для формування когерентного зображення $\dot{F}(\vec{r}_1)$ необхідно здійснити фокусування на всі його елементи з координатами $\vec{r}_1 \in D$, що зазвичай досягається в антенних системах [4] методами послідовного (сканування) або паралельного (одночасним покриттям безліччю променів) огляду.

Як приклад розглянемо конкретні вирази формули (2) для ближньої зони Френеля, які залежать від розмірів областей D , D' і відстані

$$R(\vec{r}, \vec{r}') = R(x, x', y, y') = (H^2 + (x - x')^2 + (y - y')^2)^{1/2}. \quad (3)$$

Якщо функцію $R(\vec{r}, \vec{r}')$ розкласти в ряд Тейлора, то для опису поля в ближній зоні Френеля необхідно врахувати лише квадратичні члени

$$R(x, x', y, y') = H + (x - x')^2 / 2H + (y - y')^2 / 2H. \quad (4)$$

При порівняно великій висоті H і невеликих розмірах області реєстрації D' в амплітудному множнику можна знехтувати величинами x' і y' . Тоді

$$\begin{aligned} \dot{E}_A(x_1, y_1) = \exp(jk2H) \int_{-0,5X}^{0,5X'} \int_{-0,5Y}^{0,5Y'} \dot{I}(x', y', x_1, y_1) \times \\ \times \int_{-0,5X}^{0,5X} \int_{-0,5Y}^{0,5Y} \dot{F}(x, y) R^{-2}(x, y) \exp\{jk[(x - x')^2 + (y - y')^2] / H\} dx dy dx' dy', \end{aligned} \quad (5)$$

де $R(x, y) = (H^2 + x^2 + y^2)^{1/2} \approx H + x^2 / 2H + y^2 / 2H$.

Внутрішній інтеграл (5) – це перетворення Френеля функції $\dot{F}(x, y) R^{-2}(x, y)$.

У нескінченних межах це перетворення може бути обернено, тобто в ідеальному випадку функція повністю відновлюється. Однак фізично зону Френеля навіть для кінцевих областей D і D' великих розмірів забезпечити неможливо. Наближене обернення можна здійснити на кінцевій області, якщо в якості АФР вибрати функцію

$$\dot{I}(x', y', x_1, y_1) = \exp\{jk[(x_1 - x')^2 + (y_1 - y')^2] / H\}. \quad (6)$$

Підставляючи (6) в (5), отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{E}_A(x_1, y_1) = \exp(jk2H) \int_{-0,5X}^{0,5X} \int_{-0,5Y}^{0,5Y} \dot{F}(x, y) R^{-2}(x, y) \times \\ \times \int_{-0,5X'}^{0,5X'} \int_{-0,5Y'}^{0,5Y'} X Y' \exp\{jk[(x - x')^2 - (x_1 - x')^2 + (y - y')^2 - (y_1 - y')^2] / H\} dx' dy' dx dy = \\ = \int_{-0,5X}^{0,5X} \int_{-0,5Y}^{0,5Y} \dot{F}(x, y) R^{-2}(x, y) X Y' \exp(jk2H) \exp\{jk(x^2 - x_1^2 + y^2 - y_1^2) / H\} \times \\ \times \text{sinc}(kX'(x - x_1) / H) \text{sinc}(kY'(y - y_1) / H) dx dy, \end{aligned}$$

або

$$\dot{E}_A(x_1, y_1) = \hat{F}(x, y) = \int_X \int_Y \dot{F}(x, y) \phi[R(x, y)] \dot{\Psi}(x - x_1, y - y_1) dx dy, \quad (7)$$

де

$$\phi[R(x, y)] = R^{-2}(x, y) \exp(jk2H) \exp\{jk(x^2 - x_1^2 + y^2 - y_1^2)/H\}, \quad (8)$$

$$\dot{\Psi}(x - x_1, y - y_1) = X Y' \operatorname{sinc}(kX'(x - x_1)/H) \operatorname{sinc}(kY'(y - y_1)/H). \quad (9)$$

Тут $\dot{\Psi}(x - x_1, y - y_1)$ – аналог діаграми спрямованості антени (антенною системи) в зоні Френеля, який визначається як перетворення Френеля від АФР, що забезпечує її фокусування (послідовно або паралельно) на елементи поверхні з координатами (x_1, y_1) . Роздільна здатність системи визначається шириною цієї функції на нульовому рівні:

$$\Delta x = 0,5\lambda H / X', \quad \Delta y = 0,5\lambda H / Y'. \quad (10)$$

2. Фізична сутність комплексного коефіцієнта розсіювання

Перепишемо формулу (7) в наступному вигляді:

$$\hat{F}(\vec{r}_1) = \int_X \int_Y \dot{F}(\vec{r}) \phi[R(\vec{r})] \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) dx dy. \quad (11)$$

У ній функція

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r} \quad (12)$$

є комплексним коефіцієнтом розсіювання елемента поверхні $d\vec{r} = dx dy$. Очевидно, що поняття коефіцієнта розсіювання точкового елемента з нульовими просторовими розмірами (точки з координатами $\vec{r} = (x, y)$) позбавлене сенсу. Краще розглядати розсіювання хвиль елементом поверхні, який має нескінченно малу, але кінцеву площу $d\vec{r}$. Тоді за умови існування похідної функції $\dot{Q}(\vec{r})$ можна ввести поняття питомого коефіцієнта розсіювання

$$\dot{F}(\vec{r}) = d\dot{Q}(\vec{r}) / d\vec{r}. \quad (13)$$

Питомий комплексний коефіцієнт розсіювання можна розглядати як ідеальне (не зглажене функцією невизначеності) когерентне зображення поверхні, що має як дійсну, так і уявну частини. Коефіцієнти розсіювання коректно можна визначити тільки для поверхонь з порівняно гладкими нерівностями на основі відповідного опису граничних умов для електричних і магнітних складових падаючого і відбитого полів. Розрахунки коефіцієнтів розсіювання природних поверхонь (різних рослинних покривів, ріллі, схвильованої морської поверхні з піною та ін.) доволі складні, тому їх доцільно визначати в рамках феноменологічного підходу, тобто деякого узагальненого опису з позицій здорового глузду і найпростішого уявлення поля як в області простору, дуже близького до елементів розсіювання, так і в області спостереження полів антенними системами. В рамках феноменологічного підходу $\dot{F}(\vec{r})$ також можна визначити як відношення напруженостей реального розсіяного поля $d\dot{E}_p(\vec{r})$, приведенного до елемента підстильної поверхні, і падаючого $E_0(\vec{r})$

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r} = d\dot{E}_p(\vec{r}) / E_0(\vec{r}). \quad (14)$$

У рельєфометричних системах топографічного картографування висотного профілю поверхні цей коефіцієнт (14) доцільно приводити до порівняно гладкої поверхні, яка описує великомасштабні нерівності, висоти $h(\vec{r})$ яких в свою чергу слід розглядати як функцію координат плоскою або сферичної підстильної поверхні. Так як в більшості випадків великомасштабний рельєф $h(\vec{r})$ покритий дрібноструктурними нерівностями, висоти яких зазвичай перевищують довжину хвилі (рослинність, рілля, кам'янистий ґрунт), то статистична структура коефіцієнта розсіювання

$$d\dot{Q}[h(\vec{r})] = \dot{F}[h(\vec{r})] d\vec{r} \quad (15)$$

визначається саме цими дрібноструктурними нерівностями. Електродинамічний опис і моделювання таких складних видів поверхонь з використанням скалярних або векторних формул

Кірхгофа практично неможливо. У зв'язку зі складною внутрішньою структурою коефіцієнта розсіювання його дослідження доцільно проводити в рамках феноменологічного підходу з використанням традиційних законів Гюйгенса – Френеля, представляючи поле в області прийому у вигляді формули (7), (11) і розглядаючи їх не тільки у вигляді інтегралів Рімана, але і інтегралів Лібега, Стілтєса, а також стохастичних інтегралів Іто.

3. Опис поля в області прийому у вигляді комплексного інтеграла Стілтєса

Отриману формулу (11) запишемо наступним чином

$$\dot{E}(\vec{r}_1) = \int_D \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1) d\dot{Q}(\vec{r}), \quad \vec{r} \in D, \quad (16)$$

де

$$\dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1) = \dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1) \varphi[R(\vec{r})]. \quad (17)$$

Розіб'ємо область інтегрування D на кінцеве число малих елементарних областей $\Delta\vec{r}_i$ і позначимо найбільшу з них символом $\Delta\vec{r}$. Розмірність простору $D \in R_n$ не має значення. В даному випадку $n = 2$ і $\Delta\vec{r} = \Delta x \Delta y$. Складемо суму

$$S_N = \sum_{i=1}^N \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}_i, \vec{r}_1) [\dot{Q}(\vec{r}_i) - \dot{Q}(\vec{r}_{i-1})]. \quad (18)$$

Цю суму називають інтегральною сумою Стілтєса. Якщо незалежно від способу розбиття області D на елементарні області $\Delta\vec{r}_i$ існує межа

$$\lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta\vec{r} \rightarrow 0}} S_N = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta\vec{r} \rightarrow 0}} \sum_{i=1}^N \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}_i, \vec{r}_1) \Delta\dot{Q}(\vec{r}_i), \quad \Delta\dot{Q}(\vec{r}_i) = \dot{Q}(\vec{r}_i) - \dot{Q}(\vec{r}_{i-1}), \quad (19)$$

то її називають інтегралом Стілтєса функції $\dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}_i, \vec{r}_1)$ по функції $\dot{Q}(\vec{r}_i)$ на інтервалі D . Позначають цей інтеграл виразом (16). Якщо такий інтеграл існує, то функцію $\dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1)$ можна інтегрувати по функції $\dot{Q}(\vec{r}_i)$. Ці функції можуть бути як дійсними так і комплексними, але їх дійсні і уявні частини повинні бути обмеженими, тобто множина їх значень повинна бути обмеженою. Сингулярне значення $R(\vec{r}) = 0$ має бути виключено.

Диференціал функції $d\dot{Q}(\vec{r})$ в інтегралі Стілтєса слід сприймати як міру множини $d\vec{r}$. В окремому випадку, коли функція $\dot{Q}(\vec{r})$ має похідну (12), і може бути інтегрованою за Ріманом, інтеграл Стілтєса (15) збігається з інтегралом Рімана і приймає вигляду аналогічний (11). Однак реальна структура функцій $\dot{Q}(\vec{r})$ і $\dot{E}(\vec{r})$ досить складна. На множині $d\vec{r} \approx \Delta\vec{r} = \Delta x \Delta y$ вона може мати розриви, приймати нульові значення і не мати похідних. Функція $\dot{E}(\vec{r})$ в точках розриву може приймати нескінченні значення, а при описі її випадковим дельта-корельованим процесом ця функція ніде не має похідних і має нескінченну дисперсію. У зв'язку з цим (11) неможна розглядати як класичний інтеграл Рімана, і структура міри $d\dot{Q}(\vec{r})$ множини $d\vec{r}$ може бути більш складною, ніж міра, що задана обмеженою функцією $\dot{Q}(\vec{r})$ в інтегралі Стілтєса (16). У зв'язку з цим доцільно розглянути цю міру у вигляді міри Лібега.

4. Опис когерентних зображень з використанням інтегралів Лібега

При інтегруванні по Лібегу доцільно задавати інтегральні суми, розбиваючи на підмножини не область інтегрування $\vec{r} \in D$, а область множини значень функції $\dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1)$ і при цьому визначати міру Лібега за отриманою множиною варіації аргументу $\vec{r}$, тобто міру того $\Delta\vec{r}_k$, що відповідає інтервалу варіацій $\Delta_k \dot{\Psi}_\varphi = \dot{\Psi}_{(k+1)\varphi} - \dot{\Psi}_{k\varphi}$.

Складемо суми

$$S_* = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{\Psi}_{k\varphi} \mu\Delta\vec{r}_k, \quad S^* = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{\Psi}_{(k+1)\varphi} \mu\Delta\vec{r}_k, \quad (20)$$

де $\mu\Delta\vec{r}_k$ – міра Лібега множини $\Delta\vec{r}_k$. Першу назовемо нижньою, а другу – верхньою інтегра-

льними сумами Лібега. Загальну межу цих сум називають інтегралом Лібега

$$\dot{E}(\vec{r}_1) = \int_D \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1) d\mu(\vec{r}), \quad \vec{r} \in D. \quad (21)$$

За зовнішнім виглядом інтеграли Лібега і Стілтєсса подібні. Для обмежених функцій і функцій, що мають диференціал, ці інтеграли збігаються. Однак вони відрізняються за принципом побудови та структурою мір. Інтеграл Лібега є більш загальним визначенням інтеграла. У ряді випадків його також називають інтегралом Лібега – Стілтєсса. Мають місце також такі позначення інтеграла Лебега

$$\dot{E}(\vec{r}_1) = \int_D \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1) \mu(d\vec{r}), \quad (22)$$

або

$$\dot{E}(\vec{r}_1) = \int_D \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}, \vec{r}_1) 1_{\vec{r}}(\vec{r}) \mu(d\vec{r}). \quad (23)$$

В інтегралі (23) $\mu(d\vec{r}) = dQ(\vec{r})$ – більш проста міра, яка використовується в інтегралі Стілтєсса. Функція $1_{\vec{r}}(\vec{r})$ – індикатор вимірної множини. Ця функція, приймає значення 1 або 0 на тих частинах множини $\vec{r} \in D$ або $\vec{r} \in d\vec{r} \approx \Delta\vec{r}$, міра яких повинна бути врахована в тій чи іншій конкретній задачі. Міра неврахованих областей приймається рівною нулю. В цілому міра Лібега буде мати такий вигляд

$$d\mu(\vec{r}) = 1_{\vec{r}}(\vec{r}) \mu(d\vec{r}). \quad (24)$$

5. Опис когерентних зображень випадково-неоднорідних середовищ у вигляді стохастичних інтегралів Іто

Внутрішня структура міри $\mu(d\vec{r})$ множини $d\vec{r}$ буде ще складнішою при відображенні сигналів від рослинних покривів (трави, лісу, ріллі), коли відстані уздовж ліній поширення радіохвиль між окремими елементами розсіювання, наприклад листям дерев, трави і ін., перевищують довжину хвилі хоча б в кілька разів, а радіуси кореляції нерівностей менше не тільки ефективною ширини функції невизначеності але і передбачуваних розмірів площі диференціала $d\vec{r} \approx \Delta\vec{r} = \Delta x \Delta y$, яка покладається значно меншою загальних розмірів зображення, що формується. Тоді, очевидно, що ширина просторового спектра (просторового образу Фур'є) питомого коефіцієнта розсіювання $\dot{F}(\vec{r})$ в виразі (11) значно ширше ширини функцій невизначеності $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1)$. Більш того, можна вважати, що ширина спектра цього коефіцієнта значно ширше і індикаторної функції $1_{\Delta\vec{r}}(\vec{r})$ елемента $\Delta\vec{r}$.

Для більшості реальних земних покривів функцію $\dot{F}(\vec{r})$ слід вважати просторовим випадковим процесом, радіус кореляції якого значно менше не тільки ширини функції невизначеності $\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1)$ але і розмірів елемента $\Delta\vec{r}$. Просторовий спектр інтеграла (11), що є інтегралами типу згортки, дорівнює добутку спектрів. Тоді, якщо спектральна щільність потужності (СЩП) функції $\dot{F}(\vec{r})$ істотно перевищує по ширині спектри інших функцій, що входять в (11), то в їх межах СЩП функції $\dot{F}(\vec{r})$ можна вважати постійною, а саму функцію $\dot{F}(\vec{r})$ моделювати комплексним дельта-корельованим процесом з некорреліованими його реальною і уявною частинами в вигляді білих просторових шумів. В цьому випадку інтеграли Стілтєсса – Лібега як інтеграли, що мають випадкову міру $d\mu(\vec{r}) = \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r}$ слід розглядати як стохастичні інтеграли Іто.

З точки зору класичного математичного аналізу і вирішення стохастичних диференціальних рівнянь поняття питомого коефіцієнта розсіювання $\dot{F}(\vec{r}) = d\mu(\vec{r}) / d\vec{r}$ не є коректним, тому що дисперсія дельта-корельованого процесу $\dot{F}(\vec{r})$ є нескінченною, а сама функція на множині $\vec{r} \in D$ може приймати безліч як кінцевих так і нескінченних значень. У найпростішому випадку, коли білий шум є гаусовим, міра як інтеграл від білого шуму є просторовим комплексним вінерівським процесом – процесом з незалежними комплексними приростами.

Його можна записати в такому вигляді

$$\dot{Q}(\vec{r}) = \int_0^{\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho}. \quad (25)$$

Самі прирости

$$\Delta \dot{Q}(\vec{r}) = \int_0^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho} - \int_0^{\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho} = \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho} \approx d\dot{Q}(\vec{r}). \quad (26)$$

При $\Delta\vec{r} \rightarrow d\vec{r}$

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = \int_{\vec{r}}^{d\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho}. \quad (27)$$

Математичне сподівання такого вінерівського процесу дорівнює нулю, а дисперсія

$$\begin{aligned} \left\langle \left[\int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho} \right]^2 \right\rangle &= \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \langle \dot{F}(\vec{\rho}_1) \dot{F}^*(\vec{\rho}_2) \rangle d\vec{\rho}_1 d\vec{\rho}_2 = \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \langle \text{Re } \dot{F}(\vec{\rho}_1) \text{Re } \dot{F}^*(\vec{\rho}_2) \rangle + \\ &+ \langle \text{Im } \dot{F}(\vec{\rho}_1) \text{Im } \dot{F}^*(\vec{\rho}_2) \rangle d\vec{\rho}_1 d\vec{\rho}_2 = \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \int_{\vec{r}}^{\vec{r}+\Delta\vec{r}} \sigma^0(\vec{\rho}_1) \delta(\vec{\rho}_1 - \vec{\rho}_2) d\vec{\rho}_1 d\vec{\rho}_2 = \sigma^0(\vec{r}) \Delta\vec{r} \approx \sigma^0(\vec{r}) d\vec{r}, \quad (28) \end{aligned}$$

де $\langle \dot{F}(\vec{\rho}_1) \dot{F}^*(\vec{\rho}_2) \rangle = \sigma^0(\vec{\rho}) \delta(\Delta\vec{\rho})$ – кореляційна функція ідеалізованої моделі когерентного зображення поверхні $\dot{F}(\vec{r})$ типу білого шуму, $\delta(\Delta\vec{\rho}) = \delta(\vec{\rho}_1 - \vec{\rho}_2)$ – дельта-функція.

Функцію $\sigma^0(\vec{r})$ визначають як відповідне обраної моделі $\dot{F}(\vec{r})$ ефективний переріз розсіювання [5], яке є функцією просторових координат і являє собою усереднене енергетичне зображення поверхні.

Операція диференціювання інтеграла (25) не є коректною, тому що процес $\dot{F}(\vec{r})$ є комплексним білим шумом, тобто в класичному сенсі вінерівський процес не має похідних. Однак формально можна записати

$$\frac{d\dot{Q}(\vec{r})}{d\vec{r}} = \frac{d}{d\vec{r}} \int_0^{\vec{r}} \dot{F}(\vec{\rho}) d\vec{\rho} = \dot{F}(\vec{r}). \quad (29)$$

В цьому випадку формально не зовсім коректним стає і вираз

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = \dot{F}(\vec{r}) d\vec{r}, \quad (30)$$

так як білий гауссівський шум $\dot{F}(\vec{r})$ як дельта-корельований випадковий процес з нескінченної дисперсією на множині кінцевої міри $d\vec{r}$ має нескінченне число нескінченних своїх додатних і від'ємних значень.

Проте, цими виразами ми будемо користуватися, приймаючи ідеалізовану модель коефіцієнта розсіювання у вигляді просторового білого шуму, розуміючи їх суперечливу внутрішню сутність і розглядаючи інтеграл (16) для поля $\dot{E}(\vec{r}_1)$ зі стохастичними мірами $d\dot{Q}(\vec{r})$ як інтеграли Іто. Коректними ці вирази будуть тоді, коли коефіцієнт $\dot{F}(\vec{r})$ буде звичайною функцією, що має диференціал.

Виконаємо статистичне усереднення квадрата модуля поля $|\dot{E}(\vec{r}_1)|^2$, отримавши при цьому статистичну оцінку енергетичного зображення

$$I(\vec{r}_1) = \langle |\dot{E}(\vec{r}_1)|^2 \rangle = \int_D \int_D \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}_2, \vec{r}_1) \dot{\Psi}_\varphi(\vec{r}_3, \vec{r}_1) \langle \dot{F}(\vec{r}_2) \dot{F}^*(\vec{r}_3) \rangle d\vec{r}_2 d\vec{r}_3. \quad (31)$$

Застосовуючи фільтруючу властивість дельта-функції, отримаємо

$$I(\vec{r}_1) = \int_D |\dot{\Psi}(\vec{r} - \vec{r}_1)|^2 \sigma^0(\vec{r}) d\vec{r}. \quad (32)$$

При вирішенні задач моделювання когерентних зображень доцільно питомий коефіцієнт розсіювання представити в такому вигляді

$$\dot{F}(\vec{r}) = [0, 5\sigma^0(\vec{r})]^{1/2} \dot{\xi}(\vec{r}) = [0, 5\sigma^0(\vec{r})]^{1/2} [\text{Re } \dot{\xi}(\vec{r}) + j \text{Im } \dot{\xi}(\vec{r})], \quad (33)$$

де $\text{Re } \dot{\xi}(\vec{r})$ і $\text{Im } \dot{\xi}(\vec{r})$ просторові дельта-корельовані процеси з одиничною СЦМ.

Тоді

$$d\dot{Q}(\vec{r}) = [0,5\sigma^0(\vec{r})]^{1/2} d[\operatorname{Re}\dot{Q}_\xi(\vec{r}) + j\operatorname{Im}\dot{Q}_\xi(\vec{r})]. \quad (34)$$

У разі, якщо випадкові функції $\operatorname{Re}\dot{Q}_\xi(\vec{r})$ і $\operatorname{Im}\dot{Q}_\xi(\vec{r})$ з одиничною СЦМ гаусові, то функції $\operatorname{Re}\dot{Q}_\xi(\vec{r})$ і $\operatorname{Im}\dot{Q}_\xi(\vec{r})$ є стандартними вінерівськими процесами з незалежними приростами, що мають нульові математичні очікування і дисперсії

$$\langle [\operatorname{Re}\dot{Q}(\vec{r})]^2 \rangle = \langle [\operatorname{Im}\dot{Q}(\vec{r})]^2 \rangle = d\vec{r}. \quad (35)$$

Тоді

$$\langle |d\dot{Q}(\vec{r})|^2 \rangle = 0,5\sigma^0(\vec{r}) \{ \langle [\operatorname{Re}\dot{Q}(\vec{r})]^2 \rangle + \langle [\operatorname{Im}\dot{Q}(\vec{r})]^2 \rangle \} = \sigma^0(\vec{r})d\vec{r}. \quad (36)$$

Ці формули можуть бути використані в задачах синтезу оптимальних алгоритмів відновлення когерентних і некогерентних зображень [6, 7], а також їх цифрового моделювання.

Висновки

При вирішенні задач відновлення когерентних РЛЗ поверхонь виникає необхідність детермінованого опису комплексного коефіцієнта розсіювання електромагнітних хвиль елементарними площинами об'єктів дослідження. Використання класичних методів вирішення електродинамічних задач на основі скалярних формул Кирхгофа навіть для найпростіших видів поверхонь зводиться до розрахунків досить складні рівнянь, а їх результати громіздкі і не завжди однозначні. Практично неможливо виконати суворі електродинамічні розрахунки для реальних земних покривів. У зв'язку з цим запропоновано феноменологічний опис коефіцієнта розсіювання, що ґрунтується на принципі Гюйгенса – Френеля.

Внутрішня суперечність і складність опису коефіцієнта розсіювання потребує залучення поняття міри множини і звернення, не тільки до інтегралів Рімана, але і до інтегралів Стільтєса, Лібега і стохастичних інтегралів Іто. В результаті обґрунтовано необхідність опису первинного когерентного зображення або у вигляді комплексного вінерівського процесу, або його похідною у вигляді нестационарного просторового комплексного білого шуму, СЦМ якого змінюється за законом зміни ефективного перерізу розсіювання (для поверхонь – питомої ефективної площі розсіювання). Цю залежність як функцію просторових координат можна розглядати як статистично усереднене енергетичне зображення середовища, тобто у вигляді загальноприйнятого визначення зображення в радіолокації, як залежності інтенсивності відбитих радіолокаційних сигналів від просторових координат. Виконані дослідження дозволять коректно поставити і вирішити задачу оптимальної обробки сигналів в системах формування когерентних і некогерентних зображень природних середовищ, а також виконати відповідне моделювання процесів формування зображень.

Список літератури:

1. Volosyuk V. K. and Zhyla S. S. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). Kiev, 2017, pp. 189-193. doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100471.
2. Гудмен Дж. Введение в фурье-оптику / Дж. Гудмен. – Москва : Мир, 1970. – 364 с.
3. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – Москва : Наука, 1973. – 720 с.
4. Siden S. V. Out-of-band characteristics of the panel antenna // 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), Kharkiv, 2016, pp. 65-68., doi: 10.1109/YSF.2016.7753802.
5. Фалькович С. Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / С. Е. Фалькович, В. И. Пономарев, Ю. В. Шкварко. – Москва : Радио и связь, 1989.
6. Volosyuk V. K., Zhyla S. S., Antonov M. O. and Khaleev O. A. Optimal acquisition mode and signal processing algorithm in syntetic aperture radar // 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kiev, 2017, pp. 511-516.
7. Pavlikov V., Volosyuk V., Zhyla S., Van H. N., Van K. N. A new method of multi-frequency active aperture synthesis for imaging of SAR blind zone under aerospace vehicle // 2017 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM), Lviv, 2017, pp. 118-120. doi: 10.1109/CADSM.2017.7916099.

РАЦИОНАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ПРОСТРАНСТВЕ НАБЛЮДЕНИЯ СИСТЕМЫ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Введение

Главным ресурсом обзорного метеорологического радиолокатора является энергия зондирующего излучения. Главный он потому, что вся доступная радиолокационная информация заключена в принятой антенной отраженной от атмосферы части энергии зондирующего излучения. Вся дальнейшая обработка в идеальном случае может сохранить количество полученной радиолокационной информации, а в неидеальном – уменьшить ее количество. Однако получение информации необходимо обеспечить не во всей зоне наблюдения метеорологического радиолокатора, а в зоне, называемой пространством наблюдения, которое должно покрываться радиолокационным полем системы гидрометеорологического мониторинга [1].

Цель исследования, представленного в данной статье, - выяснение вопроса о наиболее рациональном распределении энергии зондирующего излучения с помощью передающих антенн метеорологических радиолокаторов в пространстве наблюдения, т.е. о наиболее рациональном построении радиолокационного поля. Достигается указанная цель за счет количественной оценки параметров геометрических моделей построения радиолокационного поля и логического анализа полученных результатов. Понятие „наибольшей рациональности” распределения энергии зондирующего излучения примыкает к понятию оптимизации, но при проведении оптимизации какой-либо системы требуется выбрать критерий оптимизации или несколько их (для рассматриваемого случая), оценить их количественно и сделать определенные выводы. Оценка наибольшей рациональности предоставляет большую свободу в подходах, методах выяснения вопроса о распределении энергии зондирующего излучения. Объектом исследования является система радиолокационного гидрометеорологического мониторинга, а предметом исследования - энергетика радиолокационного поля, образуемого системой радиолокационного гидрометеорологического мониторинга. Постановка и решение этой задачи являются актуальными, поскольку радиолокационная система гидрометеорологического мониторинга должна быть построена рационально, что обеспечит ее длительную успешную и экономную эксплуатацию.

Описание исследования и анализ его результатов

Пространство наблюдения является той частью воздушного пространства, в которой существуют атмосферные объекты, явления и процессы, подлежащие радиолокационному мониторингу [2]. Геометрически пространство наблюдения можно представить в виде цилиндрического объема, образующая которого проходит по границам обслуживаемой территории, а сверху и снизу этот объем ограничен плоскими основаниями, построенными на минимальной и максимальной потребной высоте (рис. 1). Минимальная потребная высота для радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга должна составлять около 0,5 км, а максимальная – до 20 – 25 км [3]. Рациональное распределение энергии зондирующего излучения предполагает полное и наиболее точное покрытие им пространства наблюдения. Осуществляется это покрытие при помощи распределения зондирующего излучения в пространстве наблюдения и приеме из него сигналов, отраженных от метеорологических объектов и явлений. Зондирующее излучение в пространстве распределяется с помощью антенной системы (рис. 2). На указанном рисунке дальность действия радиолокатора обозначена как R .



Рис. 1

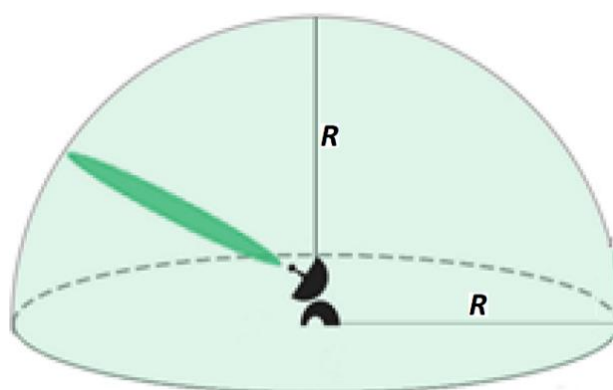


Рис. 2

При рассмотрении рационального распределения энергии зондирующего излучения в пределах всего пространства наблюдения важно представлять себе распределение энергии в зоне наблюдения единичного радиолокатора. Будем исходить из того предположения, что область полусферы зоны наблюдения, изображенная на рис. 2, в течение времени обзора последовательно заполняется энергией зондирующего излучения с плотностью потока мощности, позволяющей получить отраженный сигнал с заданным отношением сигнал/шум при определенных видах гидрометеорологических объектов. При таком предположении понятие объема полусферы или ее части можно отождествлять с энергией, распределенной в этом объеме полусферы или в ее части, находящихся в зоне наблюдения единичного радиолокатора. Из [4] известны формулы объема сферы

$$V_{\text{сф}} = \frac{4}{3} \pi R^3 \quad (1)$$

и объема сферического сегмента (см. рис. 3)

$$V_{\text{сфст}} = \pi h_{\text{ст}}^2 \left(R - \frac{1}{3} h_{\text{ст}} \right), \quad (2)$$

где $h_{\text{ст}}$ – высота сегмента.

Выясним, как будет зависеть полнота использования энергии зондирующего излучения от соотношения дальности действия радиолокатора и высоты верхней границы радиолокационного поля. Степень полноты использования энергии обозначим как коэффициент использования энергии $K_{\text{из}}$.

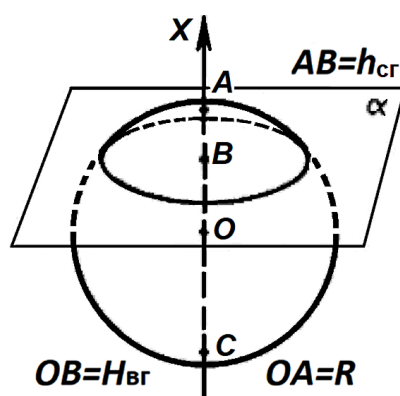


Рис. 3

Установим на основании предложенного выше отождествления

$$K_{из} = V_{пн1} / V_{зн1}, \quad (3)$$

где $V_{пн1}$ – объем пространства наблюдения, покрываемого одним радиолокатором, $V_{зн1}$ – объем зоны наблюдения одного радиолокатора.

Объем пространства наблюдения, покрываемого одним радиолокатором $V_{пн1} = \frac{1}{2} V_{сф} - V_{сфсг}$, а объем зоны наблюдения одного радиолокатора $V_{зн1} = \frac{1}{2} V_{сф}$.

Подставив правые части этих равенств в (3), получим

$$K_{из} = 1 - 2V_{сфсг} / V_{сф}, \quad (4)$$

Подставим в последнее выражение значения $V_{сф}$ и $V_{сфсг}$ из (1) и (2), причем в (2) при этом произведем замену $h_{сг}$ на $R - H_{вг}$ (см. рис. 3). В результате получим

$$K_{из} = \frac{3}{2} \frac{H_{вг}}{R} - \frac{1}{2} \frac{H_{вг}^3}{R^3}. \quad (5)$$

Использование (5) для построения отдельных зависимостей $K_{из}$ от R и $H_{вг}$ породит целое семейство графиков, что затруднит процесс анализа. Целесообразнее построить один график $K_{из}$ в зависимости от отношения $H_{вг}/R$, поскольку R и $H_{вг}$ не связаны и могут задаваться произвольно. Обозначим отношение высоты верхней границы зоны наблюдения $H_{вг}$ к дальности действия R радиолокатора, т.е. $H_{вг}/R$, как X . Тогда выражение (5) окончательно преобразуется в

$$K_{из} = \frac{3}{2} X - \frac{1}{2} X^3. \quad (6)$$

На рис. 4 представлено графическое отображение выражения (6). Для примера, при высоте верхней границы зоны наблюдения $H_{вг}=25$ км и дальности действия радиолокатора $R=100$ км отношение их составит величину $X=0,25$, при котором $K_{из} \approx 0,36$. Это говорит о том, что только 36 % энергии зондирующего излучения при таком соотношении $H_{вг}$ и R будет использоваться эффективно, остальные 64 % будут растрacены впустую, фактически на нагрев стратосферы. Анализ этого графика также показывает, что при фиксированной потребной высоте верхней границы $H_{вг}=25$ км увеличение дальности действия радиолокатора R будет приводить к ухудшению полноты использования энергии зондирующего излучения и $K_{из}$ будет уменьшаться.

Поэтому перед разработчиком системы мониторинга возникает противоречие между потребной дальностью действия радиолокатора и энергетической эффективностью радиолокационной системы гидрометеорологического мониторинга, которое требует разрешения при проектировании системы мониторинга.

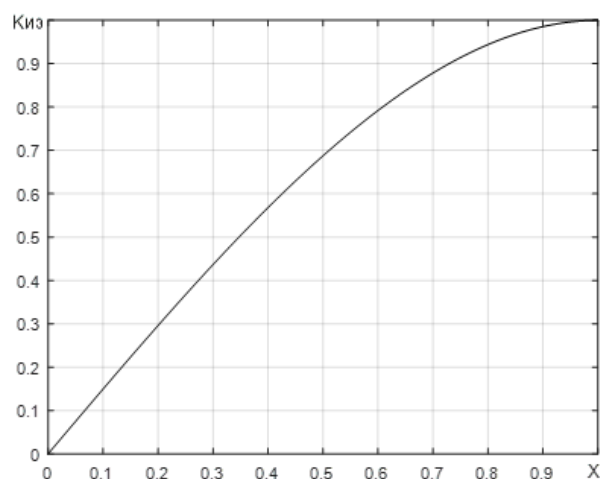


Рис. 4

Решим задачу распределения энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения всей системой гидрометеорологического мониторинга. Первый, и наиболее очевидный, способ решения этой задачи заключается в расстановке радиолокаторов таким образом, чтобы их зоны наблюдения пересекались на потребной высоте верхней границы поля $H_{вг}$ (см. рис. 5).

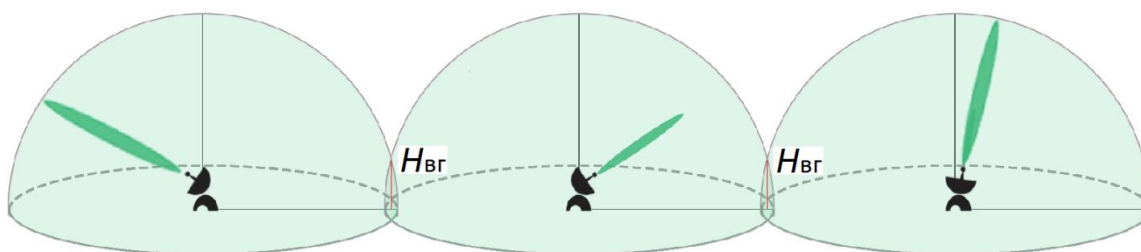


Рис. 5

При подобной расстановке радиолокаторов на местности с применением геометрического подхода, а именно - в вершинах равносторонних треугольников [2], распределение энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения системы гидрометеорологического мониторинга, т.е. конфигурация радиолокационного поля, примет вид, показанный на рис. 6.

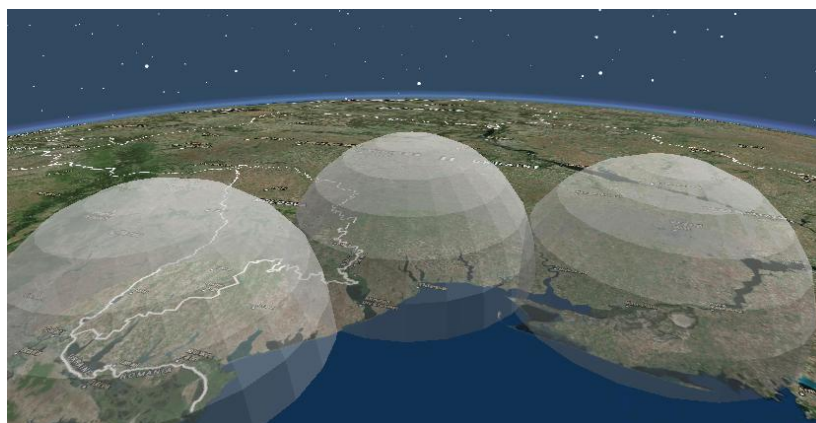


Рис. 6

Такое построение обеспечит беспровальность радиолокационного поля, т.е. распределение энергии зондирующего излучения произойдет по всему пространству наблюдения. При этом каждый из радиолокаторов будет осуществлять полный цикл

сканирования пространства наблюдения в диапазоне углов места ϵ от 0 до 90 градусов. При существующих радиолокаторах длительность полного цикла беспровального сканирования может длиться десятки минут, что может привести к пропуску быстроразвивающихся опасных явлений погоды со всеми вытекающими из пропуска тяжелыми последствиями. И, кроме того, при указанном распределении энергии зондирующего излучения будет использоваться эффективно только небольшая часть всей энергии зондирующего излучения, а именно, только та, которая будет распределена в пространстве наблюдения.

В приведенном способе распределения энергии зондирующего излучения в целях экономии энергии можно ограничить подъем луча диаграммы направленности антенных систем радиолокаторов до определенного угла места. Однако в этом случае значительный район над радиолокаторами и в прилегающем к ним пространстве не будет обслужен. Тем не менее, из возможности ограничения подъема луча диаграммы направленности антенных систем радиолокаторов до определенного угла места проистекает второй способ распределения энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения всей системы гидрометеорологического мониторинга, позволяющий более экономно расходовать энергию, концентрируя ее в пространстве наблюдения. Радиолокаторы в этом случае должны располагаться в вершинах шестиугольников [2], с обеспечением половинного перекрытия зон наблюдения соседних радиолокаторов, как показано на рис. 7.

Подобное построение системы позволяет не делать полный цикл сканирования антенны от 0 до 90 градусов по углу места ϵ для распределения энергии (рис. 8). Это обусловлено тем, что соседние радиолокаторы будут „просматривать” пространство друг над другом. При горизонтальном ($\epsilon=0^\circ$) положении диаграмм направленности расстояние между радиолокаторами должно быть таким, чтобы высота луча диаграммы направленности антенны одного радиолокатора над соседним радиолокатором была равна потребной высоте нижней границы $H_{нг}$ радиолокационного поля и пространства наблюдения (рис. 9). Это значение вычисляется с помощью известного выражения радиогоризонта [5]:

$$D = 4,11(\sqrt{H_c} + \sqrt{h_a}), \quad (7)$$

где D – горизонтальная дальность, км; H_c – поправка высоты на кривизну Земли, м; h_a – высота электрического центра антенны, м.

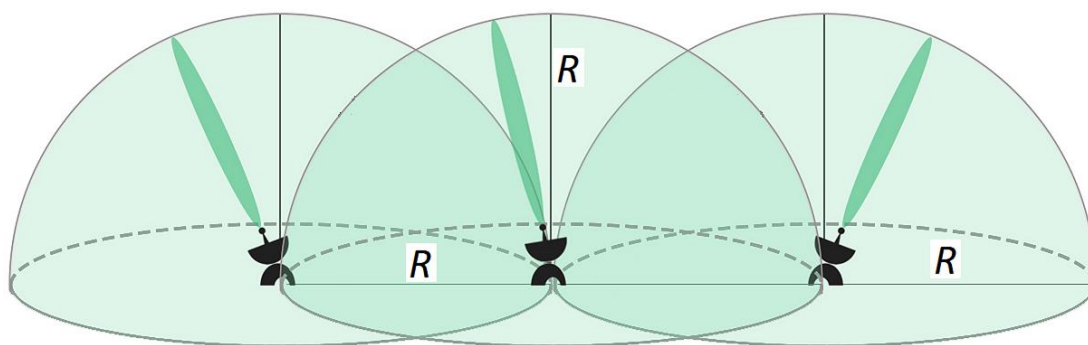


Рис. 7

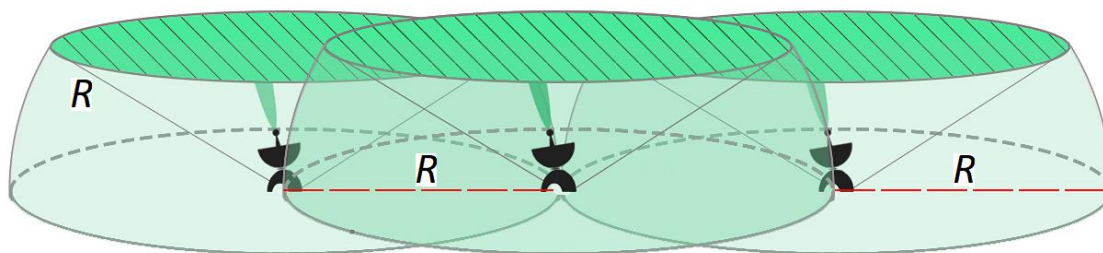


Рис. 8

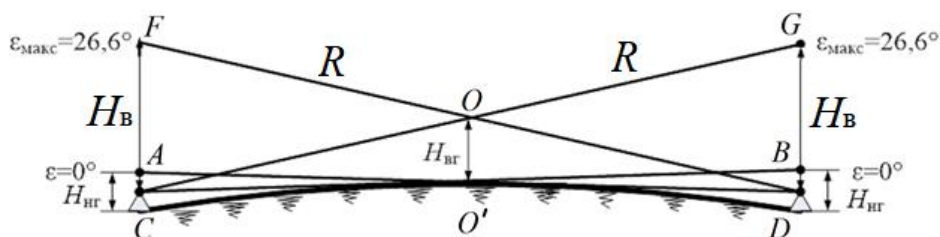


Рис. 9

Из (7) получим, что при нормальной рефракции атмосферы, при высоте электрического центра антенны равной 5 м и при потребной высоте нижней границы $H_{нг}=H_c=500$ м это расстояние CD (рис. 9) составит 101,23 км, т.е. расстояние между радиолокаторами при втором способе распределения энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения не должно превышать 100 км. За счет этого будет обеспечена потребная высота нижней границы радиолокационного поля 500 м и менее во всем пространстве наблюдения. Дальнейший подъем диаграммы направленности по углу места ϵ необходимо проводить до того момента, когда точка пересечения диаграмм направленности соседних радиолокаторов достигнет потребной высоты верхней границы $H_{вг}$ пространства наблюдения (точка O на рис. 9). За счет этого будет обеспечена потребная высота верхней границы радиолокационного поля 25 км и более во всем пространстве наблюдения. При этом значение максимального угла подъема диаграмм направленности $\epsilon_{макс}=26,6^\circ$, которое легко получается из решения треугольника $O'OD$, указанного на рис. 9. При втором способе распределения энергии зондирующего излучения методику оценки полноты использования энергии применим ту же, что и для первого способа, но с учетом того, что радиолокатор не проводит полного сканирования в угломестной плоскости. В этом случае в уравнении (3) по-прежнему будут рассчитываться $V_{пн1}$ – объем пространства наблюдения, покрываемого одним радиолокатором, и $V_{зн1}$ – объем зоны наблюдения одного радиолокатора. Из объема пространства наблюдения, покрываемого одним радиолокатором, дополнительно нужно вычесть объем образующегося конуса, в котором не распределяется энергия зондирующего излучения данного радиолокатора (т.н. „мертвая воронка” на рис. 10, а), а перекрывается она за счет энергии соседнего радиолокатора. А из объема зоны наблюдения одного радиолокатора нужно вычесть объем сферического сектора первого рода, в котором не распределяется энергия зондирующего излучения данного радиолокатора (затемненная часть на рис. 10, б). С учетом отмеченных особенностей получим: $V_{пн1} = \frac{1}{2} V_{сф} - V_{сфсг} - V_{мв}$ и $V_{зн1} = \frac{1}{2} V_{сф} - V_{сфск}$. Подставив правые части этих равенств в (3), получим

$$K_{из} = (\frac{1}{2} V_{сф} - V_{сфсг} - V_{мв}) / (\frac{1}{2} V_{сф} - V_{сфск}), \quad (8)$$

Для $V_{сф}$ и $V_{сфсг}$ выражения известны, а для $V_{сфск}$ и $V_{мв}$ из [4] используем соответственно выражения для расчета объемов сферического сектора первого рода и конуса (рис. 9 и 10):

$$V_{сфск} = \frac{2}{3} \pi R^2 h_{ск}, \quad (9)$$

$$V_{мв} = \frac{1}{3} \pi r^2 H_{вг}, \quad (10)$$

где r – радиус основания мертвой воронки (конуса) на высоте $H_{вг}$.

Подставим в (8) значения $V_{сф}$ и $V_{сфсг}$ из (1) и (2), $V_{сфск}$ и $V_{мв}$ из (9) и (10), причем при подстановке произведем замену переменных $h_{сг}$ на $R-H_{вг}$, $h_{ск}$ на $R-H_{в}$ и примем во внимание, что $H_{в} = 2H_{вг}$, (см. рис. 9, 10). В результате получим

$$K_{из} = 0,6875. \quad (11)$$

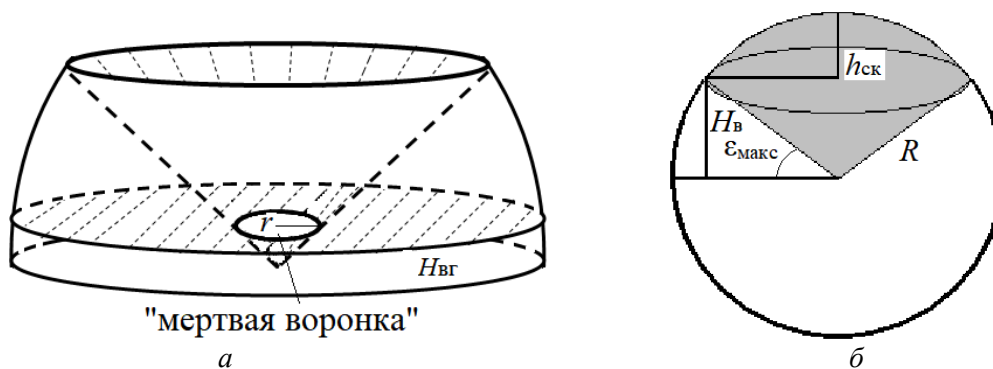


Рис. 10

Подобный результат говорит о том, что коэффициент использования энергии зондирующего излучения одним радиолокатором при втором способе распределения энергии не зависит ни от дальности действия радиолокатора, ни от высоты верхней границы пространства наблюдения, т.е. от высоты верхней границы радиолокационного поля. Он постоянен и равен примерно 0,7. Объясняется это тем, что при заданной дальности действия радиолокатора увеличение $H_{вг}$ приводит к необходимости увеличения угла $\epsilon_{макс}$, что ведет к излучению большего количества энергии зондирования вне пространства наблюдения, поэтому коэффициент использования энергии должен уменьшаться. Но при этом действует и обратная тенденция, а именно, при подъеме диаграммы направленности антенны все большая часть энергии излучения покрывает „мертвую воронку“, что приводит к прямо пропорциональному увеличению коэффициента использования энергии, компенсирующего его убывание. Проведенные рассуждения и расчеты относятся как к одиночному радиолокатору, так и к группе радиолокаторов, которые распределяют энергию зондирующего излучения внутри пространства наблюдения, образуя радиолокационное поле.

Выводы

Результаты исследований, основанных на количественной оценке параметров геометрических моделей построения радиолокационного поля, позволили выявить наиболее рациональный способ распределения энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения. Этот способ заключается в том, что радиолокаторы, образующие поле, расставляются в вершинах связанных правильных шестиугольников так, чтобы зоны наблюдения смежных радиолокаторов накладывались друг на друга до полной дальности действия радиолокаторов. В этом случае энергетическая неэффективность полученного радиолокационного поля за счет наложения зон наблюдения радиолокаторов всего лишь кажущаяся. На самом деле отсутствие необходимости распределять энергию под большими углами места создает существенную экономию энергии зондирующего излучения и доводит степень полноты использования энергии излучения до 70 %.

Список литературы:

1. Перельгин Б.В. Реализация системного подхода при создании радиолокационной системы метеорологического мониторинга // Радиотехника. – 2017. – № 190. – С. 13–21.
2. Перельгин Б.В., Лужбин А.М. Построение сплошного радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга на основе геометрического подхода // Радиотехника. – 2017. – № 191. – С. 173–180.
3. Перельгин Б.В., Боровская Г.А., Лужбин А.М. Анализ требований потребителей к характеристикам информации, получаемой от метеорологической радиолокационной системы мониторинга // Радиотехника. – 2016. – № 187. – С. 58–65.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – Москва : Наука, 1984. – 832 с.
5. Мищенко Ю.А. Зоны обнаружения. – Москва : Воениздат, 1963. – 96 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВДОЛЬ ТРАЕКТОРИИ ЛУЧА ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВОЗДУХА НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА УШИРЕНИЯ ЛИНИЙ ПОГЛОЩЕНИЯ МОЛЕКУЛ ВОЗДУХА

Введение

Применение координатно-временных измерений в различных областях науки, техники и промышленности в последнее время становится все более интенсивным. Увеличивается количество приборов, осуществляющих такие измерения, растет их точность. Несмотря на разнообразие типов измерительных приборов в данной области (классические астрономо-геодезические инструменты, оптические и радиодальномеры, радиотелескопы, радиоинтерферометры со сверхдлинной базой, радионавигационные спутниковые системы, системы передачи точного времени и др.), так или иначе все они используют измерения каких-либо параметров электромагнитного сигнала, распространяющегося в земной атмосфере и за ее пределами.

В то же время, требования к точности координатных измерений во многих областях их применения удовлетворяются еще не в полной мере.

Погрешности определения координат (погрешности измерения углов и дальностей между объектами) в общем случае можно классифицировать как инструментальные погрешности (т.е. погрешности приборов) и погрешности, вызванные влиянием внешней среды, в данном случае – земной атмосферы. В связи с быстрым развитием высоких технологий точность современных приборов становится все выше и в большинстве случаев может удовлетворить современные требования. Поэтому, определяющим фактором при формировании погрешности координатных измерений становится атмосфера Земли, главным образом – ее приземная часть – тропосфера.

Тропосферные поправки к результатам измерений дальности, осуществляемых с помощью электромагнитных волн, обычно вводятся методами Марини – Мюррея (в оптическом диапазоне длин волн), Дэвиса, Герринга, Нила (в радиодиапазоне). В качестве исходных данных эти методы используют метеорологические параметры, измеренные на поверхности Земли. Как показали исследования, эти методы являются наиболее точными. Однако соотношения, определяющие поправки к результатам координатных измерений и являющиеся основой упомянутых методов, получены в пренебрежении ряда рефракционных эффектов и в их основе лежат результаты численного моделирования.

В статье рассмотрено влияние поглощения основными молекулами воздуха на величину его показателя преломления. На основе этих исследований разработан метод определения величины среднеинтегрального показателя преломления воздуха, не содержащий указанных выше недостатков, исследованы погрешности метода.

Основная часть

Известна формула определения показателя преломления воздуха, значение которого пропорционально плотности воздуха в точке наблюдения [1]:

$$N = \frac{\rho_d}{\rho_{ds}} N_{ds} + \frac{\rho_w}{\rho_{ws}} N_{ws}, \quad (1)$$

где $N = n - 1$, n – показатель преломления воздуха, ρ – плотность воздуха. Величины с индексом d описывают параметры для сухой части воздуха, с индексом w – для водяных паров. Индекс s относится к параметрам в стандартных атмосферных условиях, причем значения стандартных параметров не влияют на результаты дальнейших исследований, как будет показано далее.

Согласно [1] плотность сухой и влажной компонент воздуха определяется из уравнения для плотности ВРМ 1981/91 через физические константы, влияющие факторы водяных паров, сжимаемость воздуха и метеорологические параметры атмосферы:

$$\rho_d = \frac{PM_d(1-\chi_w)}{ZRT}, \quad (2)$$

$$\rho_w = \frac{PM_w\chi_w}{ZRT}. \quad (3)$$

Здесь P – полное атмосферное давление, Па; T – температура, К; M_d , M_w – молярная масса сухой части воздуха и водяных паров (кг/моль) соответственно; Z – параметр сжимаемости воздуха; χ_w – молярная доля водяных паров в воздухе (в относительных единицах); R – универсальная газовая постоянная, Дж/(моль·К).

Описание отдельных параметров формул (2, 3) не приведено, их значения можно найти в [1].

Как известно, средний вдоль траектории распространения сигнала показатель преломления воздуха определяется интегралом

$$\bar{n} = \frac{1}{D} \int_D n(l) dl, \quad (4)$$

где D – длина траектории между источником и приемником сигнала; $n(l)$ – текущее значение показателя преломления на траектории; l – лучевая координата.

Интегрирование ведется по траектории луча.

Подставим (1) – (3) в (4) и получим выражение

$$\bar{N} = \frac{M_d}{RD} N_d \int_D \frac{P(1-\chi_w)}{ZT} dl + \frac{M_w}{RD} N_w \int_D \frac{P\chi_w}{ZT} dl \quad (5)$$

Известно (см., напр., [2]), что энергетические уровни электронных, вращательных и колебательных переходов различных молекул воздуха имеют сложный набор линий поглощения (и излучения), но изолированные молекулы имеют дискретный спектр.

Переходы между дискретными энергетическими уровнями изолированной молекулы, связанные с излучением или поглощением света, имеют фиксированные частоты, хотя и они не характеризуются строго монохроматическими линиями. Реальные линии имеют определенный контур даже у изолированной молекулы. Причиной этому служит известный эффект радиационного затухания, вызванного конечным временем жизни молекулы в определенном энергетическом состоянии. Такой эффект приводит к уширению спектральной линии, названному естественным.

В газах в состоянии термодинамического равновесия, когда распределение скоростей молекул имеет максвелловский характер, основной причиной уширения контура спектральной линии является эффект Доплера. Этот эффект преобладает в разреженных газах, и практически не заметен при давлениях, близких к атмосферному, за счет преобладания эффекта уширения, обусловленного взаимодействием молекул воздуха между собой.

Взаимодействие молекулы с соседними приводит к искажению ее энергетических уровней, что в свою очередь приводит к уширению ее спектральных линий поглощения (излучения). Очевидно, что данный эффект напрямую связан с плотностью молекул воздуха, и величину данного эффекта можно использовать для определения показателя преломления воздуха.

Теория Лоренца, разработанная еще в начале XX века, описывает контур спектральной линии, образованный столкновениями молекул, известной формулой для коэффициента поглощения:

$$\kappa(\nu) = \frac{S}{\pi} \frac{\gamma_L}{(\nu - \nu_0)^2 + \gamma_L^2}, \quad (6)$$

где S – интенсивность линии; ν_0 – центральная частота контура поглощения; ν – частота; γ_L – полуширина контура.

Поскольку концентрация молекул в газе пропорциональна давлению, то и ширина контура линии поглощения также будет пропорциональна давлению. Для двухкомпонентной смеси газов известна формула [2]

$$\gamma_L = \gamma_L^0 \frac{P}{P_0} \sqrt{\frac{T_0}{T}}, \quad (7)$$

где индекс 0 принадлежит параметрам смеси газов в нормальных условиях.

Земная атмосфера в приземном слое на 99 % состоит из азота и кислорода (двухатомные молекулы) [3], то есть является практически двухкомпонентной смесью газов. Существенный вклад в состав воздуха может внести наличие водяных паров (до 1 – 2 %), однако, определив γ_L^0 для стандартной атмосферы с учетом среднего парциального давления водяных паров, можно рассчитывать на сохранение пропорциональности в формуле (7).

Преобразуем (7) к виду

$$\frac{P}{T} = \left(\frac{\gamma_L}{\gamma_L^0} \right)^2 \frac{P_0^2}{T_0 P} \quad (8)$$

и подставим (8) в (5). Получим

$$\bar{N} = \frac{M_d}{RD} N_d \int_D \left(\frac{\gamma_L}{\gamma_L^0} \right)^2 \frac{P_0^2 (1 - \chi_w)}{Z T_0 P} + \frac{M_w}{RD} N_w \int_D \left(\frac{\gamma_L}{\gamma_L^0} \right)^2 \frac{P_0^2 \chi_w}{Z T_0 P} \quad (9)$$

Рассмотрим интеграл $\int_0^D \frac{\gamma_L^2}{P} dl$. Пусть $P = \bar{P} + \delta P$, а $\gamma_L = \bar{\gamma}_L + \delta \gamma_L$, где $\bar{P}$ – среднее вдоль траектории распространения сигнала давление, $\bar{\gamma}_L$ – полуширина среднего контура линии поглощения, причем $\int_0^D \delta P dl = 0$ и $\int_0^D \delta \gamma_L dl = 0$.

$$\text{Тогда } \int_0^D \frac{\gamma_L^2}{P} dl = \int_0^D \frac{(\bar{\gamma}_L + \delta \gamma_L)^2}{\bar{P} + \delta P} dl \approx \frac{\bar{\gamma}_L^2}{\bar{P}} \int_0^D \left(1 + 2 \frac{\delta \gamma_L}{\bar{\gamma}_L} + \frac{\delta \gamma_L^2}{\bar{\gamma}_L^2} \right) \left(1 - \frac{\delta P}{\bar{P}} \right) dl.$$

Здесь знаменатель подынтегрального выражения разложен в ряд с учетом лишь второго слагаемого. Окончательное выражение для рассматриваемого интеграла будет иметь вид

$$\int_0^D \frac{\gamma_L^2}{P} dl \approx \frac{\bar{\gamma}_L^2}{\bar{P}} \int_0^D \left(1 - 2 \frac{\delta \gamma_L}{\bar{\gamma}_L} \frac{\delta P}{\bar{P}} - \frac{\delta \gamma_L^2}{\bar{\gamma}_L^2} \frac{\delta P}{\bar{P}} \right) dl. \quad (10)$$

Отметим, что интегралы от второго и третьего слагаемых представляют взаимные пространственные корреляционные функции соответствующих сомножителей. Как известно из практики, давление земной атмосферы является регулярной функцией высоты над уровнем моря. Температура воздуха помимо регулярной зависимости от высоты имеет существенные пространственные флуктуации, вызванные влиянием подстилающей поверхности и другими причинами. γ_L согласно формуле (7) обратно пропорциональна корню из температуры, следовательно, изменчивость этого параметра в пространстве имеет случайный характер, и можно ожидать, что интегралы от второго и третьего слагаемых в (9) близки к нулю.

В таком предположении формула (9) для среднего вдоль траектории луча показателя преломления воздуха примет вид

$$\bar{N} = \frac{M_d^2 P_0^2 (1 - \chi_w)}{ZRP T_0} \left(\frac{\bar{\gamma}_L}{\gamma_L^0} \right)^2 N_d + \frac{M_w^2 P_0^2 \chi_w}{ZRP T_0} \left(\frac{\bar{\gamma}_L}{\gamma_L^0} \right)^2 N_w \quad (11)$$

Выводы

При распространении в земной атмосфере сигнал на каждом элементарном участке траектории будет претерпевать поглощение, интенсивность которого вблизи одиночной спектральной линии определенного вида молекулы будет описываться контуром с лоренцовским распределением, полуширина которого имеет значение $\gamma_L(l)$. Таким образом, в точке наблюдения частотное распределение интенсивности сигнала будет описываться формулой (7) с полушириной $\bar{\gamma}_L$. Следовательно, проведя спектральный анализ интенсивности принятого сигнала, определив полуширину контура распределения интенсивности по частоте и найдя среднее давление, можно определить среднеинтегральный показатель преломления воздуха на частоте линии поглощения определенной молекулы.

Кроме указанных упрощений при получении формулы (11) (разложение в ряд и пренебрежение пространственной корреляцией давления и температуры) были допущены и другие – зависимости от метеопараметров величин Z и χ_w . Однако эти зависимости настолько слабы, что при получении формулы (11) ими можно было пренебречь. Для проверки этого обстоятельства был проведен численный эксперимент, в результате которого получены следующие данные (в нормальных атмосферных условиях): $\frac{\partial \chi_w}{\partial T} \approx 1,3 \cdot 10^{-7}$; $\frac{\partial \chi_w}{\partial P_w} \approx 10^{-5}$;

$\frac{\partial Z}{\partial T} \approx 1,5 \cdot 10^{-5}$; $\frac{\partial Z}{\partial P} \approx 4,2 \cdot 10^{-9}$. Если учесть, что коэффициент влияния Z и χ_w на точность определения плотности воздуха близок к единице, то общий вклад в погрешность определения среднеинтегрального показателя преломления воздуха такое допущение не превысит $(3 \div 5) \cdot 10^{-9}$, а для определения этих параметров достаточно измерить температуру и давление в одной-двух точках трассы. Среднее давление также можно определить по результатам измерений в начальной и конечной точках. Явные выражения для Z и χ_w приведены в [1], и ввиду их громоздкости в работе не представлены.

Список литературы:

1. Ciddor B. Refractive index of air: new equations for visible and near infrared // Applied Optics. – 1996 – Vol. 35, No 9. – P. 1566 – 1573.
2. Зуев В.Е. Распространение видимых и инфракрасных волн в атмосфере. – Москва : Сов. радио, 1970. – 496 с.
3. Атмосфера стандартная. Параметры. ГОСТ 44-81.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.07.2018

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТІ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ КОНЦЕНТРАЦІЇ ЧАСТИНОК ВИБУХОВИХ РЕЧОВИН МЕТОДАМИ ДИСТАНЦІЙНОГО ЗОНДУВАННЯ

Вступ

Злочини, вчинені із застосуванням вибухових речовин (ВР) і вибухових пристроїв (ВП), становлять особливу небезпеку для суспільства і держави. Незважаючи на комплекс вжитих до теперішнього часу заходів, проблеми боротьби з ними залишаються особливо гострими.

Застосування терористами майстерно замаскованих вибухових пристроїв призводить, як правило, до великої кількості жертв і завдає істотної матеріальної шкоди. Проблема оперативного виявлення ВР, ВП і інших вибухонебезпечних предметів є актуальною у зв'язку з терористичними актами по всьому світу. Саме тому в багатьох країнах останнім часом інтенсивно ведуться роботи зі створення новітніх методів і засобів виявлення ВР [1].

Більшість з існуючих методів виявлення ВР вимагають відбору проб і пробопідготовки, тоді як при виконанні робіт з пошуку і знешкодження вибухових пристроїв не завжди є можливість контакту з ВП. У зв'язку з цим, особливий інтерес викликають методи дистанційного виявлення ВР з детектування їх частинок, присутніх в тих чи інших кількостях поблизу або на поверхні ВП.

На даний момент досліджуються і розробляються нові методи для точного і оперативно-го аналізу речовин. Існує потреба в ефективних і чутливих методах дистанційного контролю небезпечних речовин, які забезпечують особисту безпеку операторів при проведенні вимірювань. Гостро потрібні мобільні вимірювальні комплекси, що дозволяють з достатньою ефективністю вести дистанційні вимірювання в реальному часі [3].

Використовується також метод активного формування спектральних зображень, який базується на методах оптичного спектрального аналізу і розпізнаванні зображень, що демонструють свою перспективність для дистанційного виявлення та ідентифікації хімічних сполук, в тому числі слідів залишків вибухових речовин (ВР) на поверхнях об'єктів [4].

Складність виявлення таких речовин полягає в тому, що крім натурних зразків вони можуть перебувати в упаковках. Крім того, часто виникає необхідність виявлення слідової кількості небезпечних речовин (НР) на упаковках і контактних поверхнях.

З існуючих позалабораторних методів дистанційного аналізу ВР найбільше застосування отримали: спектрометрія комбінаційного розсіювання світла (КРС); інфрачервона (ІЧ) спектрометрія; лазерно-індукована флуоресцентна спектрометрія (LIF); спектрометрія лазерно-індукованого пробою (LIBS); спектрометрія диференціального поглинання [3].

Мета статті – дослідження можливості підвищення точності лідарних вимірювань концентрації частинок вибухових речовин з врахуванням ширини лінії лазерного випромінювання і ширини поглинання досліджуваної молекули.

Виклад основного матеріалу

Що стосується дистанційного детектування слідів ВР, то його проведення в газовій фазі утруднено в силу надзвичайно низького тиску парів більшості відомих ВР при кімнатній температурі. Наприклад, рівноважний тиск парів при температурі 25° С для TNT (тринітро-толуол) становить $\sim 1.7 \cdot 10^{-3}$ Па, а для RDX (гексоген) – близько $4 \cdot 10^{-6}$ Па. При цьому нескладні прийоми укриття ВР шляхом поміщення їх, наприклад, в пластикову упаковку зменшують тиск парів ще на три порядки. У той же час відомо, що більшість ВР добре «прилипають» до матеріалів з високою поверхневою енергією, таких, як метали і їх оксиди, тобто ви-

являються сильно пов'язаними з підкладкою силами адгезії. Тому навіть при акуратному поводженні з ВР важко уникнути перенесення їх частинок на дверні ручки, взуття, пішохідні доріжки, транспортні засоби тощо. Наприклад, кількість ВР, що залишаються відбитком пальця на поверхнях предметів, становить ~ 10 мкг. Для порівняння зазначимо, що в разі RDX тільки одне зерно розміром 5 мкм і масою ~ 90 пг містить ~ 300 мільярдів молекул. Стільки ж, скільки їх міститься в газоподібному стані в 1 л повітря при нормальних умовах. Таким чином, можливість виявлення слідів ВР даного виду шляхом дистанційного зондування поверхні досліджуваного об'єкта є цілком реальною. А оскільки позбутися від часток вибухових речовин, що «прилипили» до поверхні, надзвичайно важко, то і підхід, пов'язаний з дистанційним виявленням на поверхні предметів залишків ВР у вигляді твердих частинок, повинен виявитися більш продуктивним [1].

Вибухові речовини поділяють на два класи: ті, що мають хоча б одну нітро/нітратну групу і не мають жодної з них. В останньому випадку ВР належать до пероксидів (наприклад, ТАТР – триацетон трипероксид), перхлоратам або азидам. Найбільш широко представлений клас азотовмісних ВР (TNT – тринітротолуол, RDX (гексоген) – циклотриметилентрінітрамін, PETN – пентаерітрітол тетранітрат і ін.), до складу яких крім азоту входять водень, вуглець і кисень. Загальною властивістю таких ВР є істотне перевищення вмісту в їх молекулах азоту і кисню в порівнянні з вуглецем і воднем. При цьому відносний вміст азоту в кілька разів більше, ніж в звичайних матеріалах, таких, як шовк, поліуретан, нейлон і т.п. Як зазначено вище, молекули азотовмісних ВР включають в себе або нітро- (NO_2), або нітратні (NO_3) групи. Коливально-обертальні спектри поглинання цих груп залежать від типу атома, до якого група приєднана в молекулі ВР, а перетин поглинання на цих частотах досить великий. В ультрафіолетовому (УФ) та видимому діапазонах спектри поглинання ВР характеризуються наявністю широких смуг без будь-яких характерних особливостей. У той же час в середній ІЧ області, від 75 ТГц (4 мкм) до ~ 33 ТГц (9 мкм), коливально-обертальні спектри поглинання молекул ВР мають високу специфічність, яка визначається їх симетрією і хімічним складом, що дозволяє з достатньою точністю відносити окремі спектральні лінії до цілком певної хімічної сполуки. Саме в цій області спектра знаходяться фундаментальні коливально-обертальні переходи молекул практично всіх відомих ВР [1].

Для кожної молекули диференціальне поглинання можна використовувати на будь-якій довжині хвилі, де існує яскраво виражена смуга поглинання. Хоча фактично всі молекули мають інтенсивні електронні лінії поглинання, лише для деяких з них ці лінії розташовані в спектральній області, що дозволяє здійснювати лазерне зондування цих молекул. У той же час в ІЧ діапазоні спектра багато коливально-обертальних ліній молекул [1].

Практично всі молекули ВР мають слабкі СН (вуглецеві) зв'язки, які при нормальних умовах атмосфери порушуються, а при підвищенні температури від 30 до 60° С концентрація парів з деяких вибухових речовин збільшується майже на порядок. Обертальні спектри парів мають досить інтенсивні ізольовані лінії в діапазоні довжин хвиль від 1,4 до 4,2 мкм, отже, їх можна ідентифікувати за допомогою ІЧ-лазера, що працює в такому ж діапазоні [2].

Але при підвищенні температури ВР також зростає перетин поглинання $\sigma(\nu)$ досліджуваної речовини, що впливає на точність вимірювань концентрації парів вибухівки.

Виходячи з цього, необхідно враховувати при розрахунках концентрації ці зміни перетину поглинання.

При лідарних вимірах методом диференціального поглинання та розсіювання (ДПР) в УФ спектральному діапазоні неважко домогтися, щоб ширина лінії лазерного випромінювання була меншою ширини ліній поглинання досліджуваних молекул. Так як лінії поглинання основних ВР знаходяться в ІЧ спектральному діапазоні, він є перспективною областю для розширення вимірювань за допомогою лідарів ДПР завдяки можливості більшого вибору молекул з відповідними коливально-обертальними переходами. Зазвичай ширина лінії в коливально-обертальному спектрі майже в сто разів вужча ширини ліній в електронних

спектрах поглинання. Це означає, що ширина лінії лазерного випромінювання часто стає порівняною з шириною лінії поглинання досліджуваної молекули.

Важливим фактором є врахування залежності величини перетину поглинання молекул від параметрів досліджуваних речовин (температури і тиску).

Перетин поглинання молекул описується формулою

$$\sigma(P, T, \nu) = \frac{\sigma_0}{\pi} \frac{\gamma(P, T)}{(\nu - \nu_0)^2 + \gamma^2(P, T)}, \quad (1)$$

де $\sigma_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\nu) d\nu$ – інтегральна інтенсивність переходу поглинання; $\sigma(\nu)$ – спектральний перетин поглинання молекулою; ν_0 – частота, яка відповідає центру лінії поглинання молекули.

З урахуванням реальних значень тиску P і температури T були оцінені характер і величина зміни перетину поглинання азотовмісних молекул. Результати оцінки представлені на рис. 1.

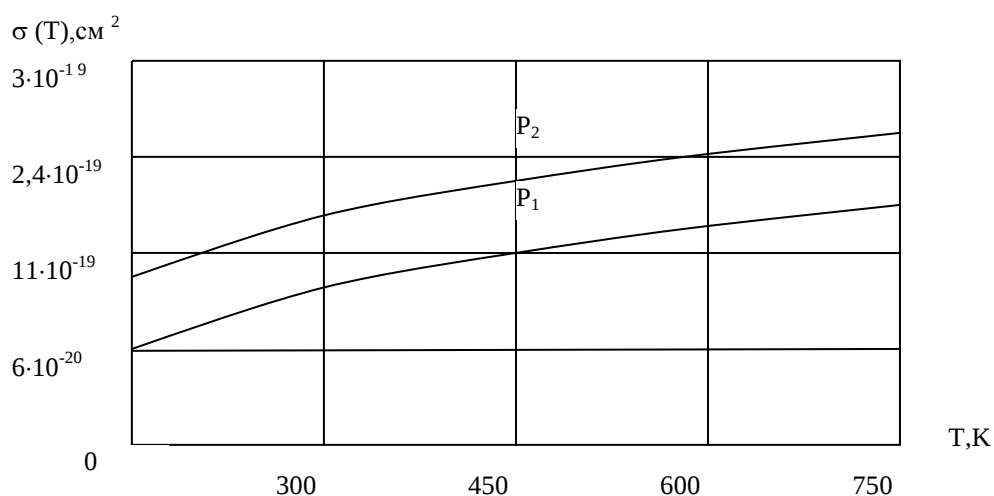


Рис. 1. Залежність перетину поглинання молекул від температури

Аналіз графіку показав, що підвищення температури речовини призводить до збільшення перетину поглинання.

Можливості застосування даного методу для діагностики потоків газів описана в [7].

Лазерне випромінювання, яке використовується для дистанційного зондування в ІЧ діапазоні, не можна розглядати як монохроматичне. У цьому випадку виникає необхідність дослідити вплив ширини лінії лазерного випромінювання на ефективність лідарних вимірів. Для лазера з широкою смугою випромінювання, центр якої відповідає довжині хвилі λ_0 , рівняння для пружного розсіяння можна записати у вигляді [6]:

$$E(\lambda_0, R) = \frac{c \tau_d Y \xi(R)}{2R^2} \int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda(\xi) \beta(\lambda, R) E(\lambda) E^{-2 \int_0^R K(\lambda, R) dR}, \quad (2)$$

де $E(\lambda)$ – спектральний розподіл енергії, випромінюваної лазером; Δ_n – напівширина спектрального пропускання приймальної оптичної системи;

$$K(\lambda, R) = \bar{K}(\lambda, R) + N(R)\sigma(\lambda), \quad (3)$$

де $K(\lambda, R)$ – коефіцієнт послаблення лазерного випромінювання за вирахуванням вкладу поглинання аналізованих молекул; $N(R)$ – концентрація цих молекул на відстані R ; $\sigma(\lambda)$ – спектральний перетин поглинання молекул газу.

З огляду на співвідношення (3) і вузькість інтервалу інтегрування по λ в (2), при якому можна вважати постійними величинами коефіцієнти як розсіювання випромінювання в зворотному напрямку, так і послаблення (за вирахуванням поглинання), вираз (2) можна представити в наступному вигляді:

$$E(\lambda_0, R) = \frac{c\tau Y \xi(R) \beta(\lambda_0, R)}{2R^2} \exp\left(-2 \int_0^R \bar{K}(\lambda_0, R) dR\right) * \left[\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) e^{-2 \int_0^R K_A(\lambda, R) dR} \right] \quad (4)$$

де

$$\bar{K}(\lambda, R) \equiv N(R) \sigma(\lambda), \quad (5)$$

є коефіцієнтом поглинання досліджуваних молекул.

Для значень енергії розсіяних сигналів на довжині хвилі λ_0 , прийнятих з відстані $(R + \Delta R)$, ΔR – поперечний розмір досліджуваного об'єму, співвідношення (4) прийме вигляд

$$E(\lambda_0, R + \Delta R) = \frac{c\tau_d Y(R + \Delta R) * \beta(\lambda_0, R + \Delta R)}{2(R + \Delta R)^2} * \exp\left(-2 \int_0^{R + \Delta R} \bar{K}(\lambda_0, R) dR\right) * \left[\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R + \Delta R} K_A(\lambda, R) dR\right) \right] \quad (6)$$

Аналогічним чином можна отримати вирази для енергії розсіяних сигналів на довжині хвилі λ_ω , враховуючи при цьому відсутність фактично поглинання на цій довжині хвилі. Тоді,

$$E(\lambda_\omega, R) = \frac{c\tau Y(R) \beta(\lambda_\omega, R)}{2R^2} \exp\left(-2 \int_0^R \bar{K}(\lambda_\omega, R) dR\right) * \left[\int_{\lambda_\omega - \Delta_c}^{\lambda_\omega + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \right], \quad (7)$$

$$E(\lambda_\omega, R + \Delta R) = \frac{c\tau Y(R + \Delta R) \beta(\lambda_\omega, R + \Delta R)}{2(R + \Delta R)^2} \exp\left(-2 \int_0^{R + \Delta R} \bar{K}(\lambda_\omega, R) dR\right) * \left[\int_{\lambda_\omega - \Delta_c}^{\lambda_\omega + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \right] \quad (8)$$

У методі ДПР значення вимірної концентрації газової компоненти залежить від відношення енергій розсіяних сигналів на двох різних довжинах хвиль (λ_0 і λ_ω), прийнятих з відстаней R і $(R + \Delta R)$. В цьому випадку з урахуванням формул (4) – (8) і умови $R \ll \Delta R$ можна отримати вираз, який визначає можливі помилки вимірювань, пов'язані з реальною шириною лінії зондування випромінювання:

$$\frac{E(\lambda_\omega, R + \Delta R) * E(\lambda_0, R)}{E(\lambda_\omega, R) * E(\lambda_0, R + \Delta R)} = \frac{\beta(\lambda_\omega, R) * \beta(\lambda_0, R + \Delta R)}{\beta(\lambda_\omega, R + \Delta R) * \beta(\lambda_0, R)} * \frac{\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R_1} N(R) \sigma dR\right)}{\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R_2} N(R) \sigma dR\right)}, \quad (9)$$

де

$$\tau_{\varepsilon} = \int_0^{R+\Delta R} [\bar{K}(\lambda_{\omega}, R) - \bar{K}(\lambda_0, R)] dR + \int_0^R [\bar{K}(\lambda_{\omega}, R) - \bar{K}(\lambda_0, R)] dR. \quad (10)$$

З огляду на відносну вузькість спектрального діапазону і незначну величину ΔR , отримаємо, що

$$\frac{\beta(\lambda_{\omega}, R + \Delta R) * \beta(\lambda_0, R)}{\beta(\lambda_{\omega}, R) * \beta(\lambda_0, R + \Delta R)} * e^{-2\tau_{\varepsilon}} \approx 1. \quad (11)$$

При цьому спектральні функції $\xi(\lambda)$, $E(\lambda)$, $\sigma(\lambda)$ задавалися гаусовським розподілом. Однак контур лінії поглинання газових компонент в досліджуваній області описується лоренцівською кривою, що необхідно враховувати в умовах реального зондування. Тоді можна записати,

$$\xi(\lambda) = \xi_0 \frac{(\ln 2)^{1/2}}{\Delta_e \pi^{1/2}} \exp\left(-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_e^2}\right), \quad (12)$$

де Δ_e – напівширина спектральної функції пропускання оптичної системи лідара;

$$E(\lambda) = E_0 \frac{(\ln 2)^{1/2}}{\Delta_0 \pi^{1/2}} \exp\left(-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_0^2}\right), \quad (13)$$

де Δ_0 – напівширина лінії лазерного випромінювання на довжині хвилі λ_0

$$\sigma^A(\lambda) = \sigma^A \frac{\Delta_n}{\pi[(\lambda_n - \lambda)^2 + \Delta_n^2]}, \quad (14)$$

де λ_n – довжина хвилі, відповідна центру лінії поглинання; Δ_n – напівширина лінії поглинання молекули досліджуваного газу.

З урахуванням формул (11) – (14) і того, що для методу ДПР $\Delta_{\Pi} \gg \Delta_0$, вираз (9) можна перетворити до вигляду

$$M(\Delta x) = \frac{E(\lambda_{\omega}, R + \Delta R) E(\lambda_0, R)}{E(\lambda_0, R + \Delta R) E(\lambda_{\omega}, R)} = \frac{\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} \exp\left\{-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_{\Pi}^2 \Delta_X^2} - \frac{2\tau_1 \Delta_0}{\Delta_X [(\lambda_{\Pi} \lambda)^2 + \Delta_{\Pi}^2]}\right\} d\lambda}{\int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} \exp\left\{-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_{\Pi}^2 \Delta_X^2} - \frac{2\tau_2 \Delta_0}{\Delta_X [(\lambda_{\Pi} \lambda)^2 + \Delta_{\Pi}^2]}\right\} d\lambda} \quad (15)$$

де $\Delta_X = \frac{\Delta_0}{\Delta_{\Pi}}$ – відношення напівширини лінії лазерного випромінювання до напівширини

лінії поглинання досліджуваного газу; τ_1 , τ_2 – оптична товщина поглинання випромінювання для відстаней R і $R + \Delta R$ відповідно.

Аналіз виразу (15) показує, що зміна співвідношення напівширини лазерного випромінювання і напівширини лінії поглинання досліджуваного газу (Δx) призводить до необхідності врахування систематичної помилки вимірювань, пов'язаної з кінцевою шириною спектральної лінії лазерного випромінювання. Для п вимірів Δx необхідно зменшувати.

Висновки

Методи лазерної спектроскопії є найбільш перспективними для вирішення задач, пов'язаних з дистанційним виявленням слідів залишків ВВ на поверхнях тіл.

Проведені дослідження впливу ширини лінії лазерного випромінювання на ефективність лазерних вимірів. В результаті досліджень отримано вираз (15), який характеризує точність проведення вимірювань в залежності від співвідношення ширини лінії випромінювання і ширини контуру поглинання. Зі зменшенням відношення ширини лінії лазерного випромінювання

нювання до ширини контуру лінії поглинання точність лідарних вимірів зростає, що дозволяє проводити високоточні вимірювання концентрації небезпечних речовин.

Системи можуть бути використані для вирішення спеціальних пошуково-доглядових завдань, пов'язаних, наприклад, з контролем транспортних засобів і виявленням терористів-смертників.

Список літератури:

1. Скворцов Л.А. Лазерные методы дистанционного обнаружения химических соединений на поверхности тел. – Москва : ТЕХНОСФЕРА, 2014. – 208 с.
2. Айрапетян В. С. Методы обнаружения взрывчатых веществ / В.С. Айрапетян, М.С.Бакуменко, С.Г. Губин // Интерэкспо Гео-Сибирь. – 2013. – Вып. № 2, т. 5. – С.170–178.
3. Новгородская А.В. Обзор методов бесконтактного дистанционного обнаружения и идентификации опасных веществ // Инженерный журнал: наука и инновации. – 2013. – Вып. 8. URL: <http://engjournal.ru/catalog/pribor/hidden/866.html>.
4. Максименко Е.В. Дистанционное обнаружение следовых количеств взрывчатых веществ методом активного формирования спектральных изображений / Е.В. Максименко, Л.В. Чернышова // Южно-сибирский научный вестник. – 2014. – № 2 (6). – С.64 – 66.
5. Гейко П.П. Контроль концентрации отравляющих веществ лидаром дифференциального поглощения на основе СО₂-лазера / Гейко П.П. // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – Вып. 2 – 3. – С.31 – 35.
6. Межерис Р. Лазерное дистанционное зондирование. – Москва : Мир, 1987. – 550 с.
7. Тюрин С.В. Влияние ширины линии лазерного излучения на эффективность метода дифференциального поглощения / С.В. Тюрин, М.М.Быков, В.А. Романюк, С.В.Шурыгин // Радиотехника. – 2002. – Вип.125. – С. 157– 160.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 11.06.2018

ПРИНЦИПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ В ОПТИЧЕСКИХ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Введение

Исследование и управление нелинейными динамическими системами (НДС) относятся к числу актуальных задач мировой науки. Таким системам свойственны: диссипативность, сильная зависимость от начальных условий и шумов, эволюция и самоорганизация, короткое время прогноза, хаотическая динамика [1]. К НДС с хаотическими режимами можно отнести: солитоны, лазеры, оптические системы конфиденциальной связи, радиофизические системы Кияшко – Пиковича – Рабиновича, Дмитриева – Кислова, Анищенко – Астахова, Чуа и иные объекты с нелинейно меняющимися характеристиками [2-4].

В последнее десятилетие наблюдается рост интереса к хаотической динамике в оптических НДС. Пионерской считается работа К. Икеды, описавшего оптическую НДС с запаздыванием – кольцевой интерферометр с насыщающимся поглотителем [3]. Генерация и распространение солитонов с заданными характеристиками, появление и управление хаотическими режимами в оптоэлектронных устройствах и иных физических системах, нарушение стабильности лазерного излучения – эти и другие процессы в НДС интересны для прикладной оптики, фотоники, лазерной физики, радиофизики, телекоммуникаций и других научных направлений [5].

Прикладное научное исследование связано с измерениями величин, характеризующих процессы и объекты. Модели и процедуры измерения основываются на соответствующем величинам физико-математическом описании. При этом очевидны противоречия между классической теорией измерения [6], детерминированной в своей основе, и стохастичной или хаотической динамикой НДС. Для корректного измерения и оценки результатов измерения в НДС авторами этой статьи разрабатывается специальная теория измерений (нелинейная метрология) [7 – 10]. Она построена на ключевых положениях теории открытых систем, динамического хаоса, теории информации, синергетики, методах топологического и фрактального анализа. Теория содержит принципиально новый подход к измерениям и оценке результатов измерений величин в системах со сложной, часто хаотической, динамикой, модели и математические инструменты анализа результатов измерения динамических переменных (ДП) НДС. Ее задача заключается в измерении ДП и исследовании диссипативных систем. Особое внимание в теории уделено измерениям и исследованиям стабильности излучения лазеров, как НДС [11].

Важным элементом измерений и исследований является модель измерения (МИ). МИ (или уравнение регрессии) используется для анализа динамики процесса (или системы) и расчета неопределенности (или погрешности) измерений. Составление МИ представляет собой задачу, которая должна установить математическую связь между входными величинами ($X_1, X_2, \dots, X_n$) (измеряемыми величинами, и константами) и выходными величинами, представляющими результат измерения Y :

$$Y=f(X_1, X_2, \dots, X_n). \quad (1)$$

где f – функция измерения [6].

Сложность задачи составления МИ (1) зависит от количества и связи входных величин, необходимости учета влияния шумов на процесс измерения, функциональной зависимости выходных величин от входных. Исследования НДС требуют создания специальных физико-математических подходов к построению МИ. При этом следует выделить одноуровневые

МИ одномерных ДП $X_i(t)$ и многоуровневые МИ многомерных величин $X[X_1(t), \dots, X_n(t)]$, характеризующих состояние НДС.

Цель работы – разработка принципов моделирования измерений в оптических нелинейных динамических системах для обеспечения исследования и управления параметрами систем такого класса.

Основные свойства НДС

Под динамической системой понимают объект или процесс, для которого однозначно определено понятие состояния как совокупности значений некоторых величин $[X_1(t), \dots, X_n(t)]$ в момент времени t , и задан закон эволюции $F(X, t)$ начального состояния $[X_1(t_0), \dots, X_n(t_0)]$ во времени: $F[X_1(t_0), \dots, X_n(t_0)] \rightarrow [X_1(t), \dots, X_n(t)]$. Динамическая система может быть описана дифференциальными уравнениями вида

$$\frac{dX(t)}{dt} = F[X_1(t), \dots, X_n(t)]. \quad (2)$$

Для НДС закон эволюции нелинейный. Анализ публикаций, посвященных исследованию НДС ([12] – [14] и др.), позволяет выделить приведенные ниже основные характеристики и свойства НДС.

НДС описываются набором ДП $X_i(t)$ и констант Z_j . Состояние системы в момент времени t характеризуется многомерным вектором $\vec{X}[X_i(t), Z_j, t]$, где $i=1..n$, $j=1..m$. С течением времени значения ДП меняются в интервалах $X_i^{\min} \leq X_i \leq X_i^{\max}$. Границы интервалов обусловлены возможностями функционирования системы. Выход значений за их пределы маловероятен.

Слабые внешние воздействия и шумы способны изменить динамику системы со случайной на регулярную, хаотичную, и наоборот. Таким образом, в НДС есть неустойчивые состояния равновесия.

Эффективным методом исследования НДС является анализ фазового портрета, формируемого вектором состояния $\vec{X}[X_i(t), Z_j, t]$ и отображающего состояние системы в последовательные моменты времени. В НДС с количеством ДП не меньше трех возможна хаотическая динамика. Фазовый портрет диссипативной НДС в состоянии хаоса – странный аттрактор (СА), структура СА фрактальна, режим его функционирования неустойчив. Основным критерием хаотичности СА является экспоненциальное нарастание во времени малых возмущений. В системе наблюдается «перемешивание», сплошной спектр мощности и убывающая во времени автокорреляционная функция [13]. Исследование аттрактора позволяет определить ряд топологических характеристик НДС, которые будут использованы в МИ НДС.

Экспоненциальное разбегание фазовых траекторий приводит к тому, что измеряемая величина может принимать любое значение внутри СА. Если в момент измерения t_0 значение ДП X_i находилось в интервале $[y_i(t_0) - u_i(t_0), y_i(t_0) + u_i(t_0)]$, где $y_i(t_0), u_i(t_0)$ – оценка и неопределенность измерения X_i в момент времени t_0 , то при развитии динамики и появлении СА значение будет находиться в границах аттрактора $[y_{\min} - u_{\min}, y_{\max} + u_{\max}]$, где $y_{\min}, y_{\max}, u_{\min}, u_{\max}$ – оценки и неопределенности измерения минимальных и максимальных значений X_i [8]:

$$[y_i(t_0) - u_i(t_0), y_i(t_0) + u_i(t_0)] \in [y_{\min} - u_{\min}, y_{\max} + u_{\max}].$$

Что в этом случае меняется для задачи обработки результатов измерений? Дальнейшее, после момента времени t_0 , значение ДП становится предсказуемым в границах СА.

ДП $X_i(t)$ НДС связаны между собой и подвержены влиянию даже слабых флуктуаций. Результат измерения ДП может представлять немарковский временной ряд. Примером служит измерение стабильности частоты лазера, для оценки которой используют дисперсию Аллана, указывающую на корреляцию результатов последовательных измерений [15]. Заметим, что входные величины в классической теории измерения ассоциируются со случайными величинами [6]. Эти и другие несоответствия подходов и положений классической теории основным свойствам НДС были рассмотрены в работе [16].

Модель измерения

Следует разделить МИ отдельных ДП $X_i(t)$ (МИ ДП) и МИ состояния системы $X[X_i(t)]$ (МИ НДС). При этом МИ НДС является многоуровневой, подуровнями которой служат МИ ДП. При измерении стабильности частоты лазерного излучения ДП являются частоты исследуемого $X_1(t)$ и эталонного $X_2(t)$ лазеров соответственно, стабильность (состояние системы) величина $X[X_1(t), X_2(t)]$.

Измерение ДП НДС – это многофакторный эксперимент, обработка результатов которого имеет целью получение основополагающих научных данных в виде неизвестных ранее математических моделей и их интерпретацию, а не сводится только к вычислению $\bar{X}$, σ_{X_i} или $\sigma_{\bar{X}}$ [17]. МИ ДП НДС является не только инструментом расчета неопределенности измерения, но и анализа состояния и динамики, прогноза значений ДП, основой для управления НДС. Поэтому, в идеале, МИ НДС должна учитывать все факторы, влияющие на динамику системы и результат измерения. Авторами предложены следующие принципы построения МИ.

1. МИ должна описывать связь выходных величин с входными.

1.1. Для МИ ДП входными величинами являются ДП $X_i(t)$, постоянные Z_j и время t , выходная (измеряемая) величина – $Y_i[X_i(t), Z_j, t]$ $i=1..n, j=1..m$.

1.2. Для МИ НДС входными величинами являются измеренные ДП $Y_i(t)$, постоянные величины и время, выходная величина – $Y[Y_i(t), Z_j, t]$ $i=1..n, j=1..m$.

2. В МИ должны быть учтены шумы.

2.1. В МИ ДП должны быть учтены мультипликативные ψ и аддитивные шумы Υ . При этом мультипликативные шумы ψ входят в качестве аргументов в функцию эволюции $F(X, \psi, t)$, тем самым учитываются слабые воздействия на ДП.

2.2. В многоуровневой МИ НДС учитываются только аддитивные шумы Υ . Мультипликативные шумы ψ уже учтены на уровне МИ ДП.

3. Для входных величин $X_i(t)$ должны быть найдены функциональные зависимости от времени $X_i(t) = F[X_i(t), \psi, t]$.

4. МИ должны содержать начальные и граничные условия.

4.1. Для МИ ДП: $X_i(t_0)$, $X_i^{\min} \leq X_i \leq X_i^{\max}$.

4.2. Для МИ НДС: $Y_i(t_0), \dots, Y_n(t_0)$, $Y_i^{\min} \leq Y_i \leq Y_i^{\max}$.

5. Сильная зависимость НДС от начальных условий требует учета в МИ значений неопределенности измерения начальных условий и граничных значений соответственно.

5.1. Для МИ ДП: $u_i[X_i(t_0)]$, $u_i(X_i^{\min})$, $u_i(X_i^{\max})$.

5.2. Для МИ НДС: $u_i[Y_i(t_0)]$, $u_i(Y_i^{\min})$, $u_i(Y_i^{\max})$.

6. Неопределенность входных величин и шумы рассматриваются как возмущения системы, ограничивающие время корректности МИ. Хаотическая динамика и экспоненциальная

расходимость траекторий СА НДС позволяет утверждать, что корректность МИ ограничена временем предсказания t_{for} [13], значение которого также должно быть отображено в МИ.

В итоге МИ ДП и МИ НДС соответственно примут вид

$$\left. \begin{aligned} Y_i(t) &= f[X_i(t); \psi; Z_1, \dots, Z_n, t] + Y; \\ X_i(t) &= F[X_i(t_0), \psi, t; X_i(t_0), u_i[X_i(t_0)]]; \\ X_i^{\min} &\leq X_i \leq X_i^{\max}, u_i(X_i^{\min}), u_i(X_i^{\max}); \\ t_{for} & \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} Y(t) &= f[Y_1(t), \dots, Y_n(t), Z_1, \dots, Z_n, t] + Y; \\ Y_1(t_0), \dots, Y_n(t_0); &u_1[Y_1(t_0)], \dots, u_n[Y_n(t_0)] \\ Y_i^{\min} &\leq Y_i \leq Y_i^{\max}; u_i(X_i^{\min}), u_i(X_i^{\max}); \\ t_{for} & \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В МИ (3), (4), на наш взгляд, самым сложным является моделирование закона эволюции. При этом закон эволюции реальных недетерминированных НДС описать аналитически удастся крайне редко [13]. В некоторых случаях при моделировании НДС систему можно считать консервативной и для ее описания применяются уравнения Гинзбурга – Ландау или Фо-кера – Планка [14].

Если исследуемая система детерминированная, то время предсказания стремится к бесконечности, система устойчива к возмущениям и из МИ (4) исключается мультипликативный шум ψ . При неограниченном движении ДП в фазовом пространстве из МИ исключаются граничные значения и неопределенности входных и выходных величин.

В случае, когда математически описать процессы НДС невозможно, что в первую очередь касается реальных диссипативных НДС, авторы предлагают использовать «портрет измерения» (ПИ) – графическое и численное отображение результатов измерения ДП НДС. ПИ представляет собой фазовый портрет траектории $Y_i(t)$, построенный с учетом неопределенностей измерения [10]. ПИ НДС дополняется матрицей значений входных величин $Y_i(t)$ (4) размерности $n \times m$, где m – количество измерений ДП в различные моменты времени, и матрицы размерности $1 \times n$ выходной величины $Y[Y_i(t)]$:

$$\begin{vmatrix} Y_1(t) \\ \dots \\ Y_n(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_1(t_0) & \dots & Y_1(t_m) \\ \dots & \dots & \dots \\ Y_n(t_0) & \dots & Y_n(t_m) \end{vmatrix}, Y[Y_i(t)] = \begin{vmatrix} Y(t_0) \\ \dots \\ Y(t_m) \end{vmatrix}, \quad (5)$$

Анализ ПИ НДС позволяет определить фрактальную размерность отдельной ДП и всей системы, сделать выводы о динамике ДП и о связи их значений без знания аналитических решений исходной системы уравнений (2). Могут быть определены точки бифуркации и показатели Ляпунова, время прогноза динамики ДП t_{for} , энтропия Шеннона и другие величины.

Предложенные принципы моделирования процесса измерений и инструменты анализа результатов измерений в НДС, основанные на ключевых положениях теорий открытых систем, обеспечивают теоретические, модельные и экспериментальные исследования физических явлений в оптических НДС. Развитие теории измерений в НДС содействует решению широкого круга задач создания и управления оптическими НДС, исследования процессов самоорганизации и динамики таких систем.

Выводы

Предложены принципы моделирования измерений в оптических нелинейных динамических системах. Примерами таких систем служат лазеры, солитоны, оптические системы криптографии.

Рассмотрены основные свойства нелинейных систем, важные для составления модели измерения: интервальность значений входных и выходных величин, хаотическая динамика, зависимость от шумов и др.

Предложены принципы построения модели измерения. Модель измерения, кроме входных величин, содержит их зависимости от времени и шумов, неопределенности измерения входных величин и начальных условий, функции эволюции и время предсказания.

В случае невозможности математического описания процессов авторы предлагают использовать портрет измерения – графическое и численное отображение результатов измерения. Портрет измерения является объектом анализа и источником данных о системе и результатах измерения. Анализ портрета измерения позволяет определить значение энтропии, фрактальной размерности, классифицировать динамику исследуемых величин, точки бифуркации, показатели Ляпунова, время прогноза и др.

Представленные результаты обеспечивают теоретические, модельные и экспериментальные исследования физических явлений в оптических НДС.

Список литературы:

1. Неймарк Ю. Динамические системы и управляемые процессы. – Москва : Едиториал УРСС, 2010. – 336 с.
2. Владимиров С. Н. Нелинейно-динамическая криптология. Радиофизические и оптические системы / С. Н. Владимиров, И. В. Измайлов, Б. Н. Пойзнер. – Москва : Физматлит, 2009. – 207 с.
3. Gnatenko A.S., Machekhin Yu.P., Kurskoy Yu.S., Obozna V.P., Vasianovych A.V. Ring fiber lasers for telecommunication systems // *TelecomRadEng.* – V. 77. – P. 541-548.
4. Гинзбург В.Л. Какие проблемы физики и астрофизики представляются сейчас особенно важными и интересными? // *УФН.* – 1999. – Т. 169. – №4. – С. 419-442.
5. Gnatenko A.S., Machechin Y.P. Generation mode stability of a fiber ring laser // *Telecommunications and Radio Engineering.* – 2015. – V. 74, №7. – pp. 641-647.
6. JCGM 103. Evaluation of measurement data – Supplement 3 to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” – Developing and using measurement models.
7. Мачехин Ю.П., Курской Ю.С. Основы нелинейной метрологии // LAP Lambert Academic Publishing, 2014. – 162 с.
8. Machekhin Yu., Kurskoy Yu. Expression of uncertainty in measurement of nonlinear dynamic variables // *Метрологія та прилади.* – 2017 – Вып. 03 (60). – С. 49-51.
9. Machekhin Yu., Kurskoy Yu. Fractal-entropy analysis of measurement results in nonlinear dynamical systems // *Measuring technique.* – 2014. – V. 57. № 6. – pp. 609-704.
10. Machekhin Yu., Kurskoy Yu., Prisch E. The measurement portrait of dynamic variables // *Метрологія та прилади.* – 2016 – Вып. 05 (61). – С. 48-51.
11. Мачехин Ю. П. Фрактальная шкала для временных рядов результатов измерений // *Измерительная техника.* – 2009. – №8. – С. 40–43.
12. Николис Г., Пригожин И. Самоорганизация в неравновесных системах. От диссипативных структур к упорядоченности через флуктуации. – Москва : Мир, 1979. – 512 с.
13. Лоскутов В.Ю. Очарование хаоса. // *УФН.* – 2007. – С. 177-189.
14. Г. Хакен. Синергетика. – Москва : Мир, 1980. – 405 с.
15. Barnes, J.A. and Allan, D.W. A Statistical Model of Flicker Noise // *Proceedings of the IEEE.* – 1966. – Vol. 54, No. 2.
16. Ю.П. Мачехин, Ю.С. Курской. Составление уравнения измерения энтропии Шеннона нелинейных динамических систем с использованием методов интервального анализа // *Приборы и методы измерений.* – 2015. – Т. 6, № 2. – С. 257–263.
17. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Ленинград : Энергоатомиздат. 1991. – 304 с.

ШЛЯХИ МОДЕРНІЗАЦІЇ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ РОЗВІДКИ ТА ПРИЦІЛЮВАННЯ ОБТ

Постановка проблеми

На даний час найбільш пріоритетні напрямки модернізації озброєння та військової техніки пов'язані із створенням і розвитком автоматизованих та автоматичних систем прийняття рішення на ураження цілей шляхом інтеграції систем розвідки, управління та ураження в єдину систему.

Складовою частиною цієї системи є різні засоби пошуку, виявлення, розпізнавання, ідентифікації об'єктів, прицільовання на вибраний об'єкт, а також передача цієї інформації як на інформаційні управляючі системи озброєння і військової техніки (ОВТ), так і в єдину систему управління в інтересах пунктів управління та штабів.

З врахуванням ТТХ сучасних засобів розвідки і засобів ураження ОБТ, зростання швидкостей переміщення об'єктів, що приводить до скорочення їх часу знаходження в зоні виявлення і ураження, ведення бойових дій в умовах обмеженої видимості, зниження помітності об'єктів, надаються підвищені вимоги у першу чергу до самих засобів розвідки.

На сьогоднішній день розрізняють такі види розвідки:

- радіотехнічна;
- радіолокаційна;
- оптична;
- оптико-електронна;
- інші.

В даному випадку розглядаються засоби оптико-електронної розвідки.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Як свідчить досвід бойових дій останніх років, велика увага військових фахівців приділяється розвитку та удосконаленню засобів розвідки різних видів, особливо оптико-електронним засобам (ОЕЗ) спостереження, виявлення і прицільовання [1 – 11]. Основні переваги цих засобів (з урахуванням новітніх технологій та елементної бази) [1, 9]:

- прихованість їх застосування;
- на відміну від радіолокаційних та радіотехнічних засобів вони не потребують додаткових систем завадозахисту;
- відносна простота конструкції, експлуатації та невеликі габарити;
- невелике енергоспоживання;
- екологічна чистота.

Мета статті – проведення детального аналізу існуючих та перспективних (модернізованих) оптико-електронних засобів нічного та денного бачення, що знаходяться на озброєнні, інтеграції систем розвідки, управління, зв'язку та ураження в єдину систему, складовою частиною якої є оптико-електронні засоби пошуку, виявлення, розпізнавання, ідентифікації, наведення та прицільовання, які, за умов їх модернізації, зможуть забезпечити необхідною достовірною інформацією пункти управління і вогневі засоби з достатньою точністю.

Виклад основного матеріалу

Розрахункові оцінки показників стрільби на ураження цілі показують, що інформативність про ціль на полі бою (виявлення, розпізнавання, ідентифікація, прицільовання, супроводження і цілевказівки для наведення зброї) у сукупності з бойовими та маневреними можливостями сучасних ОБТ цілком визначають ефективність їх бойового застосування.

Використання відеосигналів дозволяє електронними методами підвищити можливості виявлення цілей, а також здійснювати електронне супроводження цілей у автоматичному режимі [5, 15].

Особливе значення має застосування засобів розвідки в нічний час та в складних метео-умовах. Сьогодні в цих умовах застосовуються ОЕЗ на основі:

- телевізійних матриць (ТВ) інфрачервоного діапазону;
- мікроболометричних матриць (МБП) інфрачервоного діапазону;
- електронних оптичних перетворювачів (ЕОП) інфрачервоного діапазону.

На виробі 447А (437А) для розвідки, спостереження, цілевказівок і прицілювання в нічний час застосовуються:

- для стрільби із гармати та курсового кулемету – танковий прилад; навідника – ТПН-1-49-23, ТПН1-ТПВ;
- для розвідки та цілевказівок танковий командирський нічний – денний прилад ТКН-3В;
- для водіння бойової машини в нічний час – прилад механіка водія ТВНЕ-4Б.

Примітка. Для стрільби із зенітного кулемета командиром застосовується денний оптичний зенітний приціл ПЗУ-5(7).

У приладах ТПН1-49-23, ТКН-3В, ТВНЕ-4Б в нічних каналах застосовуються електронно-оптичні перетворювачі (ЕОП) «0,1,2» покоління. В прицілі ПЗУ-5 нічного каналу немає.

У табл. 1 наведені основні характеристики приладів.

Таблиця 1

Параметр приладу	Збільшення, крат	Поле візування, град.	Виявлення цілей, м	Зір	Примітка
ТПН-1-49-23	5,5	6	800 (ЕОП «0» покоління) 800 /1200 (ЕОП 2, 3 покоління)	окуляр	З прожектором Без прожектора
ТКН-3В	2,8	7,75	400 – 500	окуляр	З прожектором
ТВНЕ-4Б	1,0	36×33	120/60	окуляр	Без прожектора
ПЗУ-5	1,2	47	2000 (вдень)	окуляр	

Прилади з ЕОП на сьогоднішній день практично вичерпали свої можливості щодо дальності видимості.

В перспективі необхідно використовувати прилади нічної видимості (анфравізоритепловізори), побудовані із застосуванням телевізійних високочутливих матриць (ТВВ), телевізійних матриць інфрачервоного діапазону (ТВ ТПВ), мікроболометричних тепловізійних 8 – 4 мкм (МБ ТПВ) матриць інфрачервоного діапазону [12, 14] .

В процесі модернізації в приладах елементи оптичного тракту (ЕОП) замінюються елементами із пропускнуою здатністю у діапазоні теплового випромінювання об'єктів і встановлюються ТПВ матриці.

Зображення виводиться на мікромонітор і проектується в окуляр, для приладу водія на зовнішній монітор. Для командира – в окуляр і на монітор. На моніторі формують електронним способом прицільні шкали і мітки для стрільби, службові символи.

В табл. 2 наведені основні очікувані характеристики модернізованих приладів.

З метою покращення інформативності і застосування цілевказівок електронне зображення простору (об'єктів) одного ТПВ каналу (командир – навідник – водій) може передаватися по радіо або провідному каналу на монітор другого каналу (командир – навідник – водій), а також по зовнішньому радіоканалу на взаємодіючу бойову машину і командний пункт управління.

Таблиця 2

Параметр приладу	Чутливий елемент	Збільшення, крат	Поле Візурування, град.	Виявлення цілей, м	Зір	Примітка
ТПН-1-49	Матриця ТПВ мікроболометра	5,5	4,3 × 5,5	1700...2500	Окуляр - монітор	
ТКН-3В	Матриця ТПВ мікроболометра	3,3	13,7×10,3	1000...2000	Окуляр - монітор	
ТВНЕ-4Б	Матриця ТВ ІЧ камери	1,0...3,0	36 × 33 при×1 крат	500 ...800 Дорога 200	монітор	
ПЗУ-5 (7)	Матриця ТВ ІЧ камери	1,0...3,0	36 ...18	800...1200	Окуляр - монітор	

Модернізація нічних каналів приладів ТПН1-49-23, ТКН-3В, ТВНЕ-4Б, ПЗУ-5(7) може бути виконана на виробничих потужностях галузевих та ремонтних підприємств. Для постачання комплектуючих ТПВ каналів необхідно залучати фірми на території України.

Модернізовані прилади будуть встановлюватися на виробі бронетанкової техніки в процесі ремонту, відновлення та модернізації на заводі або виїзними бригадами заводу у місцях розміщення бойових машин.

Орієнтовна вартість модернізації приладів ТПН1-49-23, ТКН-3В, ТВНЕ-4Б складала 20 – 40 тис. у.о. кожного станом на 2014 р.

Висновки

Таким чином, перспективна інтегрована автоматична система прийняття рішення на ураження цілей відповідно вимогам до неї має складатися з ОЕЗ, основними шляхами модернізації яких є:

1. Використання систем озброєння, що наводяться по лазерному променю.
2. Використання панорамних оптико-електронних засобів розвідки (панорамного огляду) на базі ТПВ та ТВ високочутливих матриць.
3. Застосування водієм телевізійних засобів спостереження (кругового огляду) простору у ході руху машини (ТВ камери вперед, назад, вбік, під гусениці).
4. Застосування систем попередження про захват та прицілювання в ОВТ засобами високоточної зброї (ВТЗ) противника.
5. Застосування тепловізорів на мікроболометричних матрицях (МБП) інфрачервоного діапазону.
6. Розробка світлових, інфрачервоних, теплових каналів розвідки об'єктів, здатних працювати в складних умовах.
7. Розробка алгоритмів і програм комплексування відеосигналів різних джерел розвідки.
8. Розробка алгоритмів і програм пошуку, виявлення, розпізнавання, супроводження і видачі цілевказівок на зброю для стрільби.
9. Розробка алгоритмів і програм інтегрування відеоінформації про об'єкти розвідки у системі управління зброєю.
10. Розробка і створення нових видів оптичної та оптико-електронної розвідки, наприклад в ультрафіолетовому і рентгенівському діапазоні.

Список літератури

1. Каблуков О. А. Особливості застосування засобів маскування військ і об'єктів від оптико-електронних засобів повітряної розвідки противника: історичний аспект // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2010. – № 1. – С. 180-181.

2. Пасько І.В. Артилерійські оптико-електронні засоби розвідки, спостереження та цілевказання // Перспективи та шляхи розвитку бойового забезпечення ракетних військ і артилерії Сухопутних військ Збройних Сил України. – Суми : СумДУ, 2009. – С. 29-30.
3. Лифанов Ю. С. Направления развития зарубежных средств наблюдения за полем боя / Ю. С. Лифанов, В. Н. Саблин, М. И. Салтан. – Москва : Радиотехника, 2004. – 64 с.
4. Експериментальне дослідження оптичної примітності об'єктів АБТТ для охорони периметра об'єкту: звіт про НДР / Акад. ВВ МВС України ; кер. І. Ю. Бірюков. – Харків, 2012. – 85 с.
5. Вчасно виявити – значить вчасно відреагувати [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://defence-ua.com/index.php/statti/258-vchasno-viyaviti-znachit-vchasno-vidreaguvati>
6. Li Shao, Yun-long Wu. Image metric analysis of laser jamming effect based on edge strength similarity and gray mean square error // Proc. SPIE 9686, 8th International Symposium on Advanced Optical Manufacturing and Testing Technologies: Optoelectronic Materials and Devices, 96860O (25 October 2016); doi: 10.1117/12.2243215; <http://dx.doi.org/10.1117/12.2243215>
7. Perruchot, Ludovic et al. Airborne optoelectronic equipment for imaging, monitoring and/or designating targets. U.S. Patent Application No. 15/325,044. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://patents.google.com/patent/US20170214879A1/en>
8. Schiopu P., Manea A., Cristea I., Grosu N., Craciun A. I., Craciun A., & Granciu D. (2015, February). Image stabilization for SWIR advanced optoelectronic device // In Advanced Topics in Optoelectronics, Microelectronics, and Nanotechnologies 2014 (pp. 925819-925819). International Society for Optics and Photonics.
9. Глушков А. Н., Дробышевский Н. В., Кулешов П. Е. & Алабовский А. В. (). Системный подход к оценке разведдостоупности оптико-электронных средств // Радиотехника. – 2017. – (9). – С. 50-54.
10. Довідник учасника АТО: озброєння і військова техніка Збройних сил Російської Федерації / А. М. Алімпієв, Г. В. Певцов, Д. А. Гриб та ін. ; за заг. ред. А. М. Алімпієва. – Харків : Оригінал, 2015. – 732 с.
11. Орда М. В., Абрамов С. В., Полторак М. Ф. Алгоритм класифікації ділянок кусково-однорідних зображень для систем виявлення та спостереження // Зб. наук. праць Центру воєнно-стратегічних досліджень Національного університету оборони України імені Івана Черняхівського. – 2017. – №1. – С. 124-130.
12. Порєв В.А. Телевізійні інформаційно-вимірювальні системи. – К., 2015. – 218 с.
13. Венгер Є. Ф. Застосування термографії в Україні / Є. Ф. Венгер, В. І. Гордієнко, В. І. Дунаєвський, В. Й. Котовський, В. П. Маслов // Наука та інновації. – 2015. – Т. 11, № 6. – С. 5-15. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/scinn_2015_11_6_2
14. Бучка В. І. Аналіз основних шляхів та перспективи розвитку спостережних приладів нічного бачення // Зб. наук. праць Військової академії (м. Одеса). Технічні науки. – 2014. – № 1. – С. 17-23.
15. Коломійцев О. В., Клівець С. І., Д. В. Руденко. Мобільна комбінована лазерна інформаційно-вимірювальна система // Системи озброєння і військова техніка. – 2014. – №1. – С. 108-110.

*Національна академія
Національної гвардії України;
Харківський національний університет
Повітряних Сил імені Івана Кожедуба*

Надійшла до редколегії 03.08. 2018

ВЕРИФИКАЦИЯ ШЕСТИУГОЛЬНОЙ КОММУНИКАЦИОННОЙ РЕШЕТКИ БЕСКОНЕЧНЫМИ СЕТЯМИ ПЕТРИ

Сети мобильной связи [1] являются одними из наиболее широко используемых видов услуг, которые предоставляют средства быстрой связи и доступа к информационным ресурсам, создают информационное и коммуникационное пространство современного общества. Поэтому безопасность и надежность мобильных систем [2] являются базовыми условиями бесперебойного режима работы большинства технологических, социальных и административных систем.

Аналитические методы моделирования и верификации [3] сотовых сетей имеют определенные ограничения, предусмотренные допущениями и упрощениями [2], принятыми в процессе получения основных уравнений. Бесконечные сети Петри [4] обладают определенными преимуществами, такими как спецификация особенностей сетей и получение результатов, не зависящих от размера сети, а только от ее топологии и технологии [5]. Основные методы анализа свойств сетей Петри изучены в [6]. Применение сетей Петри позволяет осуществлять формальную верификацию протоколов в соответствии со свойствами идеального протокола [7]. Предложенными методами исследовались квадратные [4], треугольные, древовидные коммуникационные решетки, куб и гиперкуб [5, 8].

Настоящая работа представляет собой дальнейшее развитие метода построения моделей коммуникационных решеток в форме бесконечных сетей Петри на примере шестиугольной решетки произвольного размера и вычисления линейных инвариантов бесконечных сетей Петри с регулярной структурой для доказательства корректности протоколов.

Постановка задачи

Для представления модели объекта в форме сети Петри и последующего нахождения основных свойств используется прямое [4] или двойственное описание [5]. Прямое описание является широко применяемым в теории сетей Петри, каждая строка которого содержит имя описываемого перехода, его входные и выходные позиции с коэффициентами, равными весу входных и выходных дуг соответственно. На основании прямого описания модели и правила [6] строится система линейных уравнений для нахождения инвариантов позиций и определения свойств ограниченности и консервативности.

Каждая строка двойственного описания содержит имя описываемой позиции, ее входные и выходные переходы с коэффициентами, равными весу входных и выходных дуг. На основании двойственного описания модели строится система линейных уравнений для нахождения инвариантов переходов и определения свойства стационарной повторяемости.

Для построения параметрического описания модели шестиугольной решетки со стороны k были введены [9]:

- координатная сетка из $q(k)$ горизонтальных и косых опорных линий,
- диапазоны изменения индексов узлов (1),
- правила композиции и специальные соглашения по именованию позиций портов,
- функции, возвращающие значение индексов для соседнего устройства, и номер соседнего порта (2).

Формальное описание модели шестиугольных решеток

Для описания модели шестиугольных решеток в данной работе используется прямое параметрическое представление, опишем дополнительные индексы и функции, которые используются в формальном представлении. В шестиугольной решетке со стороной k диапазоны изменения индексов i горизонтальных и j косых опорных линий следующие:

$$i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(k)}, \text{ где } q(k) = 2 \cdot k - 1, qj(i) = \begin{cases} k-1+i, 1 \leq i \leq k \\ 3 \cdot k - 1 - i, k < i \leq 2 \cdot k - 1 \end{cases} \quad (1)$$

Описание специальных соглашений по именованию позиций портов для композиции шестиугольной решетки представлено в [9]. В композиции решетки для внутренних узлов используются имена портов только с номерами $p = \overline{1, 3}$. Имена портов с номерами $p = \overline{4, 6}$ внутреннего узла заменяются на имена портов с номером $p-3$ соседнего устройства с индексами i и j , вычисленными с помощью функций $xi(p, i)$ и $xj(p, j)$. Схема композиции решетки изображена на рис. 1.

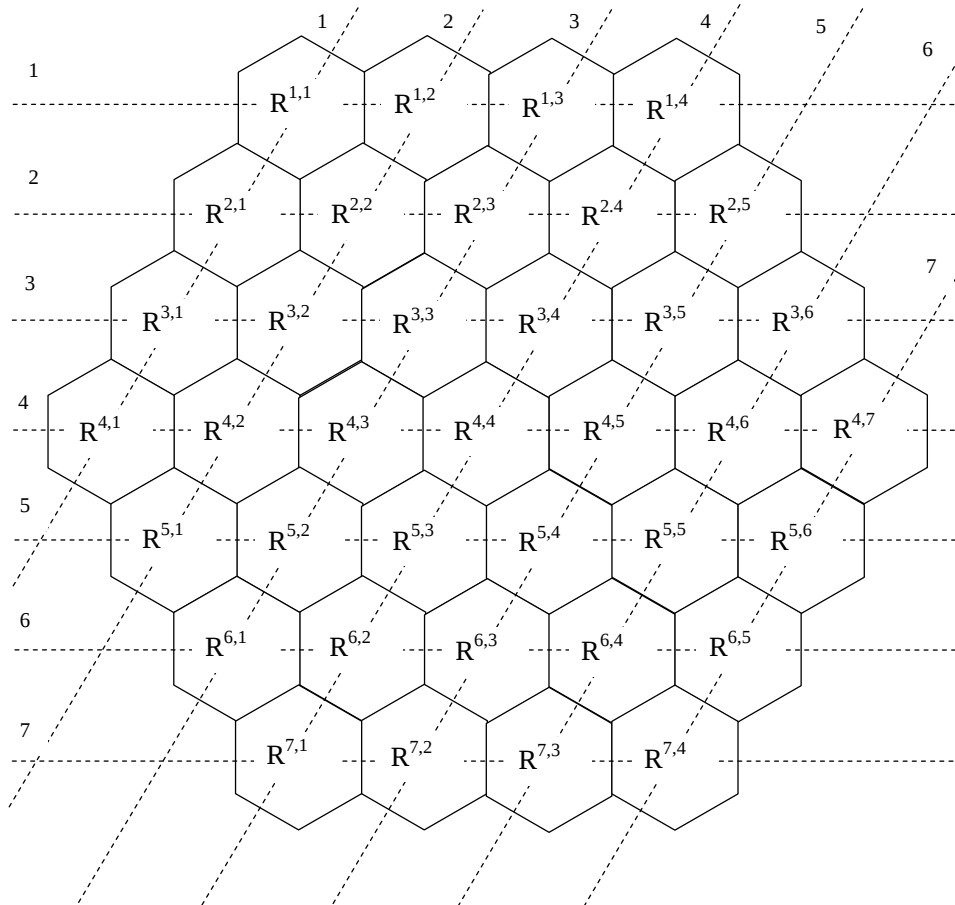


Рис. 1. Схема композиции решетки

При композиции прямоугольных решеток [4] произвольного размера для упрощения описания допускалось введение индексов узлов, которые не присутствуют в модели. В общем случае это касается краевых узлов, например узел с индексом $(1, 1)$ слева не имеет соседнего узла, но порт с индексом $(1, 0)$ в модели присутствует. Такие соглашения существенно упрощают правила композиции решетки, нахождение индексов соседних устройств, назначение номера порта. Однако в некоторых случаях необходимо использовать нумерацию только реальных объектов.

В представленной работе для краевых узлов введены дополнительные исследования значений индексов для корректного определения индексов соседних узлов и номера порта. Функции, возвращающие значение индекса i для соседнего устройства $xi(p, i)$ и номер соседнего порта $xp(p)$, представленные в (2), верны для внутренних узлов:

$$xi(p, i) = \begin{cases} i-1, p=1, p=6, \\ i, p=2, p=5, \\ i+1, p=3, p=4. \end{cases} \quad xp(p) = \begin{cases} p+3, p \leq 3, \\ p-3, p > 3. \end{cases} \quad (2)$$

Функция $xj(p, j)$, возвращающая значение индекса j для соседнего устройства, зависит от значения номера горизонтальной линии. В (3) представлено расширенное описание функции $xj(p, j)$, в котором рассматриваются все возможные значения индекса i , сначала проверяются условия для краевых строк, затем для внутренних:

$$\begin{aligned}
 \text{если } i = 1, \text{ то } xj(p, j) &= \begin{cases} j-1, p=5 \wedge j \neq 1, \\ j, p=1, p=4, p=6, p=5 \wedge j=1, \\ j+1, p=2, p=3; \end{cases} \\
 \text{если } i = q(k), \text{ то } xj(p, j) &= \begin{cases} j-1, p=5 \wedge j \neq 1, \\ j, p=3, p=4, p=6, p=5 \wedge j=1, \\ j+1, p=1, p=2; \end{cases} \\
 \text{если } i < k, \text{ то } xj(p, j) &= \begin{cases} j-1, (p=5, p=6) \wedge j \neq 1, \\ j, p=1, p=4, (p=5, p=6) \wedge j=1, \\ j+1, p=2, p=3; \end{cases} \\
 \text{если } i = k, \text{ то } xj(p, j) &= \begin{cases} j-1, (p=4, p=5, p=6) \wedge j \neq 1, \\ j, p=1, p=3, (p=4, p=5, p=6) \wedge j=1, \\ j+1, p=2; \end{cases} \\
 \text{если } i > k, \text{ то } xj(p, j) &= \begin{cases} j-1, (p=4, p=5) \wedge j \neq 1, \\ j, p=3, p=6, (p=4, p=5) \wedge j=1 \\ j+1, p=1, p=2. \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Для построения композиции модели шестиугольной решетки произвольного размера используется модель коммуникационного узла, изображенная на рис. 2. Описание модели узла и параметрическое представление изучено в [5], для исследуемой модели значение параметра $np = 6$. Модель узла представляет собой устройство коммутации пакетов с обязательной буферизацией, работающее в полнодуплексном режиме, состоит из внутреннего буфера и портов, расположенных на гранях шестиугольника. Позиции $pb_v^{i,j}$ и $pbl^{i,j}$ описывают внутренний буфер узла, состоящий из буферов для каждого порта и общего ограничителя размера буфера. Контактные позиции $pi_u^{i,j}$ ($pil_u^{i,j}$) и $po_u^{i,j}$ ($pol_u^{i,j}$) соответствуют входным и выходным буферам портов узла и ограничителям их размеров. Переходы $ti_{u,v}^{i,j}$ описывают входные тракты, переходы $ti_{u,v}^{i,j}$ определяют выходные тракты портов, переходы $t_u^{i,j}$ отображают простейшие терминальные устройства.

Отметим, что для нахождения инвариантов позиций или p -инвариантов [6] достаточно представления модели открытой решетки. Открытая решетка – это решетка, состоящая только из моделей коммуникационных узлов, и не содержащая терминальных устройств на границах. Прямое параметрическое представление открытой шестиугольной решетки размера k , дополненное определением значения индекса p , где p это номер соседнего порта, имеет вид

$$\left(\left(\begin{aligned} & \left(to_u^{i,j} : pol_u^{i,j}, pb_u^{i,j} \rightarrow po_u^{i,j}, pbl^{i,j} \right), u = \overline{1,3}, v = \overline{1,6}, v \neq u \\ & \left(ti_{u,v}^{i,j} : pi_u^{i,j}, pbl^{i,j} \rightarrow pb_v^{i,j}, pil_u^{i,j} \right), u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, p = u \\ & \left(to_u^{i,j} : pil_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)}, pb_u^{i,j} \rightarrow pi_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)}, pbl^{i,j} \right), u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, p = u \\ & \left(ti_{u,v}^{i,j} : po_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)}, pbl^{i,j} \rightarrow pb_v^{i,j}, pol_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} \right), u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, p = u \end{aligned} \right), \right. \\ \left. i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)} \right) \tag{4}$$

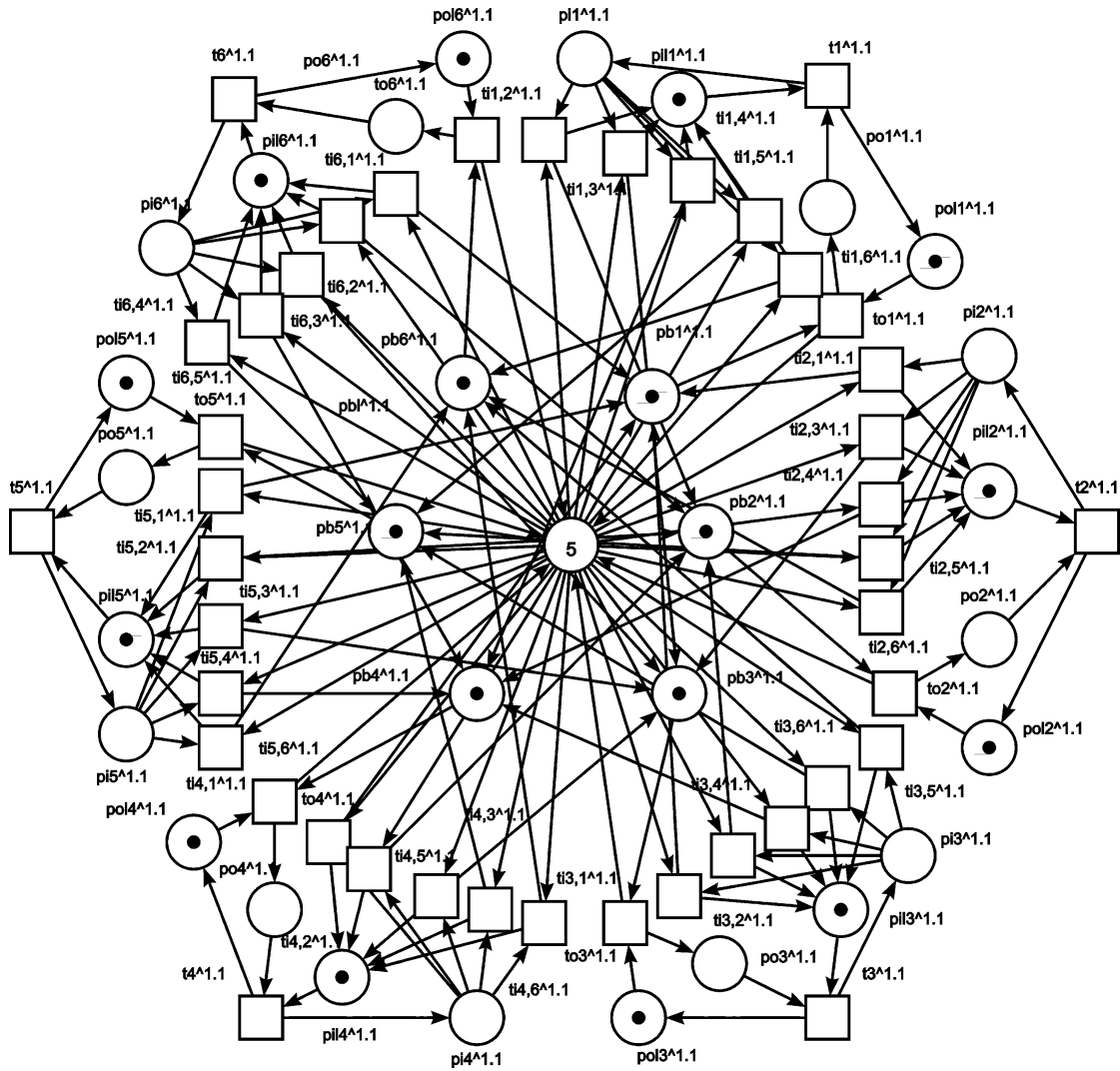


Рис. 2. Модель коммуникационного узла

Для нахождения инвариантов переходов или t -инвариантов [6] исследуется модель закрытой решетки. К границам решетки добавляются терминальные устройства, типы терминальных устройств и различные граничные условия изучены в [8]. В (5) дано прямое параметрическое описание моделей простейших терминальных устройств, присоединенных к границам решетки. Модель простейшего терминального устройства использовалась при построении модели шестиугольной решетки размера $k=1$ или, иначе, модели коммуникационного узла, изображенного на рис. 2:

$$\left(\begin{array}{l}
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=1,6; i=1, j=\overline{1, qj(i)} \\
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=3,4; i=2k-1, j=\overline{1, qj(i)} \\
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=5,6; i=\overline{1, k}, j=1 \\
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=4,5; i=\overline{k, 2k-1}, j=1 \\
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=1,2; i=\overline{1, k}, j=qj(i) \\
 (t_u^{i,j} : po_u^{i,j}, pil_u^{i,j} \rightarrow pol_u^{i,j}, pi_u^{i,j}), u=2,3; i=\overline{k, 2k-1}, j=qj(i)
 \end{array} \right) \quad (5)$$

Простейшие терминальные устройства (5) отображают пакет из выходного порта во входной порт узла без дополнительной обработки. При объединении описаний (4) и (5) получается прямое параметрическое представление закрытой шестиугольной решетки.

Инварианты позиций сети Петри

Для вычисления инвариантов позиций составим систему линейных уравнений (6), где каждому уравнению соответствует переход из параметрического представления (4), уравнение содержит равные суммы для его входящих и исходящих дуг. Система (6) для вычисления p -инвариантов показана в параметрическом виде.

$$\left(\left(\begin{array}{l} xpo_u^{i,j} + xpb_u^{i,j} - xpo_u^{i,j} - xpb_l^{i,j} = 0, \\ xpi_u^{i,j} + xpb_l^{i,j} - xpb_v^{i,j} - xpi_l^{i,j} = 0 \end{array} \right), u = \overline{1,3}, v = \overline{1,6}, v \neq u \right. \\ \left. \left(\begin{array}{l} xpi_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} + xpb_u^{i,j} - xpi_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} - xpb_l^{i,j} = 0, \\ xpo_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} + xpb_l^{i,j} - xpb_v^{i,j} - xpo_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} = 0 \end{array} \right), u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, p = u \right), \quad (6) \\ i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}.$$

Для открытой шестиугольной решетки размера k решение (7) системы (6) получено в параметрической форме и содержит 15 строк:

$$\left(\begin{array}{l} (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = \overline{1,3}, i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{1,3}, i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}; \\ (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = \overline{5,6}, i = \overline{1, k}, j = 1; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{5,6}, i = \overline{1, k}, j = 1; \\ (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = 6, i = 1, j = \overline{2, qj(i)}; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 6, i = 1, j = \overline{2, qj(i)}; \\ (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = 4, i = k, j = 1; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 4, i = k, j = 1; \\ (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = \overline{4,5}, i = \overline{k+1, q(k)}, j = 1; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{4,5}, i = \overline{k+1, q(k)}, j = 1; \\ (pi_u^{i,j}, pil_u^{i,j}), u = 4, i = q(k), j = \overline{2, qj(i)}; \\ (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 4, i = q(k), j = \overline{2, qj(i)}; \\ (pb_1^{i,j}, pb_2^{i,j}, pb_3^{i,j}, pb_4^{i,j}, pb_5^{i,j}, pb_6^{i,j}, pbl^{i,j}), i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}; \\ (((pb_1^{i,j}, pb_2^{i,j}, pb_3^{i,j}, pb_4^{i,j}, pb_5^{i,j}, pb_6^{i,j}), i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), \\ u = \overline{1,3}, i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), u = \overline{5,6}, i = \overline{1, k}, j = 1), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), \\ u = 6, i = 1, j = \overline{2, qj(i)}), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), u = 4, i = k, j = 1), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), u = \overline{4,5}, \\ i = \overline{k+1, q(k)}, j = 1), ((pi_u^{i,j}, po_u^{i,j}), u = 4, i = q(k), j = \overline{2, qj(i)})); \\ (((pbl^{i,j}), i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}), ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{1,3}, i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}), \\ ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{5,6}, i = \overline{1, k}, j = 1), ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 6, i = 1, j = \overline{2, qj(i)}), \\ ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 4, i = k, j = 1), ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{4,5}, i = \overline{k+1, q(k)}, j = 1), \\ ((pil_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = 4, i = q(k), j = \overline{2, qj(i)})). \end{array} \right) \quad (7)$$

Каждая строка (7) является решением системы (6) и содержит только ненулевые компоненты. Если инвариант позиции (множитель) не равен единице, используется обозначение $x \cdot p$, где x – значение инварианта позиции p . В полученном решении указаны только имена

соответствующих позиций, ненулевой множитель опущен, так как равен единице. Следующим шагом исследования является доказательство того, что представленное в параметрической форме решение (7) является решением системы (6).

Лемма 1. Каждая строка (7) является решением системы (6).

Доказательство. Подставим каждую параметрическую строку (7) в каждое параметрическое уравнение системы (6). При подстановке выбираются различные значения индексов, в результате получаем корректные равенства. Например, подставим вторую строку (7) $(po_u^{i,j}, pol_u^{i,j}), u = \overline{1,3}, i = \overline{1,q(k)}, j = \overline{1,qj(i)}$ во все уравнения системы (6), сначала рассмотрим первое уравнение:

$$xpol_u^{i,j} + xpb_u^{i,j} - xpo_u^{i,j} - xpb_l^{i,j} = 0, \\ u = \overline{1,3}, v = \overline{1,6}, v \neq u, i = \overline{1,q(k)}, j = \overline{1,qj(i)}.$$

Переменные первого уравнения $pb_u^{i,j}$ и $pbl^{i,j}$ не указаны во второй строке решения, следовательно, эти компоненты нулевые. Поскольку индекс v не указан в решении, то его значение не влияет на доказательство. Тогда, для всех комбинаций индексов u, i и j получаем:

$$1 + 0 - 1 - 0 = 0, \text{ следует } 0 = 0.$$

Рассмотрим второе уравнение:

$$xpi_u^{i,j} + xpb_l^{i,j} - xpb_v^{i,j} - xpil_u^{i,j} = 0, \\ u = \overline{1,3}, v = \overline{1,6}, v \neq u, i = \overline{1,q(k)}, j = \overline{1,qj(i)}.$$

Переменные второго уравнения $pi_u^{i,j}, pbl^{i,j}, pb_v^{i,j}$ и $pil_u^{i,j}$ не указаны во второй строке решения, следовательно, эти компоненты нулевые. Тогда, для всех комбинаций индексов u, v, i и j получаем:

$$0 + 0 - 0 - 0 = 0, \text{ следует } 0 = 0.$$

Рассмотрим третье уравнение системы (6):

$$xpil_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} + xpb_u^{i,j} - xpi_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} - xpb_l^{i,j} = 0, \\ u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, i = \overline{1,q(k)}, j = \overline{1,qj(i)}.$$

Значение индексов, вычисленных с помощью функций $xp(p), xi(p,i)$ и $xj(p,j)$, не влияют на доказательство, так как все переменные третьего уравнения, как и в случае второго уравнения, не указаны в строке решения, поэтому эти компоненты нулевые. Для всех комбинаций индексов получаем:

$$0 + 0 - 0 - 0 = 0, \text{ следует } 0 = 0.$$

Рассмотрим последнее, четвертое, уравнение:

$$xpo_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} + xpb_l^{i,j} - xpb_v^{i,j} - xpol_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)} = 0 \\ u = \overline{4,6}, v = \overline{1,6}, v \neq u, p = u, i = \overline{1,q(k)}, j = \overline{1,qj(i)}.$$

Номера портов переменных $po_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)}$ и $pol_{xp(p)}^{xi(p,i),xj(p,j)}$ рассчитываются с помощью функции $xp(p)$ и принимают значения, согласно (2) в диапазоне от 1 до 3. Во второй строке решения (7) номера портов в этом же диапазоне $u = \overline{1,3}$. Множество значения индексов i и j , вычисленных с помощью функций $xi(p,i)$ и $xj(p,j)$, является подмножеством значений этих индексов для второй строки решения (7). Переменные последнего уравнения $pbl^{i,j}$ и $pb_v^{i,j}$ не указаны во второй строке решения, следовательно, эти компоненты нулевые, в результате получаем:

$$1+0-0-1=0, \text{ следует } 0=0.$$

Остальные 14 решений из (7) для системы (6), проверяются аналогичным способом. Количество комбинаций равно $15 \cdot 4 = 60$.

Для дальнейших теоретических исследований определим характеристики размера сети: количество вершин каждого вида – позиций и переходов, и количество дуг в шестиугольной решетке размера k . Количество позиций:

$$N_p = 19N_c + 24k - 12, \quad (8)$$

где N_c количество узлов в решетке,

$$N_c = 3k^2 - 3k + 1, \text{ тогда } N_p = 57k^2 - 33k + 7.$$

Количество переходов:

$$N_t = 36N_c + 12k - 6.$$

В треугольной решетке размера k количество дуг

$$N_{arc} = 144N_c + 48k - 24.$$

Теорема 1. Модель шестиугольной решетки размера k , представленная в форме сети Петри, является p -инвариантной сетью Петри для произвольного натурального числа k .

Доказательство. Рассмотрим сумму первых тринадцати строк решения (7). В соответствии с Леммой 1 эти строки являются решениями системы (6). В (7) первые двенадцать решений имеют попарно одинаковые индексы, для наглядности расчетов объединим строки 1-12 (первую строку со второй, третью с четвертой и т.д.), результат представлен в (9).

$$\left(\begin{array}{l} (((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = \overline{1,3}, i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}; \\ ((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = \overline{5,6}, i = \overline{1, k}, j = 1; \\ ((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = 6, i = 1, j = \overline{2, qj(i)}; \\ ((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = 4, i = k, j = 1; \\ ((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = \overline{4,5}, i = \overline{k+1, q(k)}, j = 1; \\ ((p_i^{i,j}, pil_u^{i,j}), (po_u^{i,j}, pol_u^{i,j})), u = 4, i = q(k), j = \overline{2, qj(i)}; \\ (pb_1^{i,j}, pb_2^{i,j}, pb_3^{i,j}, pb_4^{i,j}, pb_5^{i,j}, pb_6^{i,j}, pbl^{i,j}), i = \overline{1, q(k)}, j = \overline{1, qj(i)}. \end{array} \right) \quad (9)$$

В табл. 1 показано количество позиций в каждой строке инварианта (9). Общая сумма количества позиций, перечисленных в инварианте (9), $N = 57k^2 - 33k + 7$, и равна N_p . Тогда, так как инварианты всех позиций являются натуральными числами, исследуемая сеть является p -инвариантной сетью Петри [6] для произвольного натурального числа k и обладает свойствами ограниченности и консервативности. Поскольку множитель каждой позиции (инвариант) равен единице, то сеть обладает свойством безопасности.

Таблица 1

Количество позиций в инварианте	Номер строки инварианта						
	1	2	3	4	5	6	7
	$36k^2 - 36k + 12$	$8k$	$4(k-1)$	4	$8(k-1)$	$4(k-1)$	$21k^2 - 21k + 7$

Доказательство того, что сумма двух последних строк решения (7) является инвариантом сети Петри, проводится аналогично. В табл. 2 показано количество позиций в четырнадцатой и пятнадцатой строках (7).

Таблица 2

Количество позиций в инварианте	Номер строки инварианта	
	14	15
	$36k^2 - 24k + 6$	$21k^2 - 9k + 1$

Общая сумма количества позиций, перечисленных в табл.2, $N = 57k^2 - 33k + 7$ и равна N_p . Вычисления инвариантов позиций и переходов необходимы для проверки корректности телекоммуникационных протоколов, поскольку идеальная модель протокола, представленная в форме сети Петри, должна быть p - и t -инвариантной [7].

Построено формальное прямое параметрическое описание модели открытой и закрытой шестиугольной решетки со стороной k по указанным правилам композиции решетки. Для корректной идентификации элементов модели краевых узлов введены расширенные описания функций определения индексов соседних узлов и номера порта.

На основании прямого описания модели построена система линейных уравнений для нахождения инвариантов позиций. Применена методика вычисления линейных инвариантов бесконечных сетей Петри с регулярной структурой для открытой шестиугольной решетки размера k , получено решение системы линейных уравнений в параметрической форме. Доказано, что модель шестиугольной решетки размера k , представленная в форме бесконечной сети Петри, является p -инвариантной сетью Петри для произвольного натурального числа k и, как следствие, обладает свойствами ограниченности и консервативности. Таким образом, коммуникационные решетки, представляющие собой реализацию изученной модели, могут быть построены с использованием накопителей конечной ёмкости без переполнения.

Список литературы:

1. Телекоммуникационные системы и сети : учеб. пособие : в 3 т. / Г. П. Катунин, В. Н. Попантонопуло, В. П. Шувалов, Г. В. Мамчев. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2004 ; 2005.
2. Sayandev Mukherjee. Analytical Modeling of Heterogeneous Cellular Networks Geometry, Coverage, and Capacity. – Cambridge University Press, 2014. – 180 p.
3. Kolchin A.V., Letichevsky A.A., Potienko S.V., Peschanenko V.S.. Overview of modern systems and verification methods of formal models // Problems of Programming. 2012. – No. 4. – P. 75-88.
4. Shmeleva T.R., Zaitsev D.A., Zaitsev I.D. Analysis of Square Communication Grids via Infinite Petri Nets // Transactions of Odessa National Academy of Telecommunication. – 2009. – no. 1. – P. 27–35.
5. Zaitsev D.A., Zaitsev I.D., Shmeleva T.R. Infinite Petri Nets: Part 1, Modeling Square Grid Structures // Complex Systems. – 2017. – 26(2). – P. 157-195.
6. Murata T. Petri Nets: Properties, Analysis and Applications // Proceedings of the IEEE. – 1989. – 77(4). – p. 541–580.
7. Berthelot G., Terrat R. Petri Nets Theory for the Correctness of Protocols // IEEE Trans. on Communications, no. 12, 1982, vol. 30, p. 2497-2505.
8. Zaitsev D.A. Verification of Computing Grids with Special Edge Conditions by Infinite Petri Nets // Automatic Control and Computer Sciences. – 2013. – Vol. 47, N 7. – P. 403-412.
9. Шмелёва Т.Р. Параметрическая спецификация открытой шестиугольной решетки // 71 НТ конференция ОНАС, декабрь 6-8, 2016. – Одесса, 2016. – С. 65-68.

Одесская национальная
академия связи имени А.С. Попова

Поступила в редколлегию 10.08.2018

STEGANALYSIS METHOD FOR DETECTION OF THE HIDDEN COMMUNICATION CHANNEL WITH LOW CAPACITY

Introduction

It is difficult to underestimate the relevance of an effective steganalysis in current conditions. Its main task is the detection of hidden data presence in the information content. The organization of a hidden (steganographic) communication channel for the possible planning, controlling, and committing unlawful actions can lead to significant negative consequences not only for particular people, enterprises, but also for the state and society in general.

One of the most widespread steganographic methods used nowadays for the hidden communication channel organization is the least significant bit method (LSB) [1]. However, there are a large number of known steganalysis methods for its detection [2-4]. The current use of the LSB has some peculiarities: the hidden communication channel of low capacity (less than 20%) has to be organized. The hidden communication channel capacity (HCC) refers to the amount of additional information, which can be embedded into one container item. It is often expressed as a percentage [1]. Taking into account that in this paper, a digital image (DI) is considered as a container and a randomly generated binary sequence is considered as a hidden message, the HCC is estimated by the number of additional information bits per 1 pixel of the DI-container.

The mentioned peculiarity of the modern use of the LSB greatly complicates, and sometimes makes impossible the process of a hidden channel detecting by existing steganalysis algorithms, the majority of which is oriented at level of HCC which is not less than 0.25 bpp [3-5]. Although some research in this field is being carried out [6,7], the final solution for detection of the steganographic channel with low HCC has not been found. The reasons for this are clear: the changes introduced into the container matrix by the LSB method while the low HCC are minor and it is difficult or even impossible to detect them, for example, by image statistics analysis [8] or by change of some formal parameters, which occurred because of steganographic transformation [9]. The following example illustrates this fact. Let us consider the steganographic transformation with the use of the LSB-matching implementation [3] for a Jpeg digital image of size 800×800 pixels, stored with quality factor $QF=75$ and with HCC of 10%, 5%, 1%. As the result of the additional information embedding the obtained perturbation matrix has the spectral norm of 46.38, 17.76, 6.24, respectively, while the matrix of the input DI-container had the spectral norm of 60951.

Obviously, in order to ensure the possibility of detecting a steganographic channel in conditions of low HCC (less than 0.1 bpp (or 10%)), it is necessary to look for fundamentally new, possibly, unconventional ways of solving this problem.

Aim and tasks of the research

Currently, due to huge volumes of data transmitted through communication channels, information is usually stored in lossy formats (LF). Considering this, it is logical to assume that with a high probability DI in LF will be used as containers while the organization of a hidden communication channel. In particular, the most common format Jpeg with different QF will be used. Having this in mind, the *aim* of the work is to increase the detection efficiency of DI integrity violation by developing a new steganalysis method (methods) for detection of additional LSB-embedded information in the lossy image container under low capacity of hidden communication channel.

The detection effectiveness of DI integrity violation (as a result of steganographic transformation) will be estimated by Type I errors (DI modified by steganographic transformation detected as original one) and Type II errors (original DI detected as DI with integrity violation).

To achieve the aim, the following tasks must be solved:

1. Chose an approach, which will make possible to achieve the aim;

2. Determine the formal parameters of the DI and their features, which should be analyzed during steganalysis under conditions considered in the paper;
3. Develop a steganalysis method (methods), perform an estimation of its algorithmic implementation efficiency.

Main Body

Further, DI in LF (Jpeg format) will be used for hidden communication channel organization.

When the LSB method used not only in the spatial domain of the container, which is most often done in practice [1], but also in the frequency domain, taking into account that the method is not robust against any perturbing actions, the resultant steganographic message will be stored in the lossless format (LLF). Thus, the original Jpeg image, after its successful steganographic transformation by the LSB-method will be resaved in the LLF. This means that an indirect indicator of the presence of embedded additional information in DI is its repeat storing from the LF to the LLF. It should be noted that if the process of steganalysis is based on the detecting of this fact, then the corresponding method will obviously be most efficient in the case of a low HCC, and its efficiency should increase with a decrease of HCC. Indeed, as shown in [6], the process of embedding of additional information in a Jpeg container by the LSB-method modifies its formal parameters in such a way that the parameters of steganographic message move towards properties of DI in the LLF both qualitatively and quantitatively. It becomes more obvious with increase of the HCC. However, with a low HCC (no more than 10%), it is impossible to distinguish between the properties of the formal parameters of the received steganographic message and the properties of the original Jpeg container parameters. Moreover, the lower the HCC, the smaller this difference. Then the idea of steganalysis with a low HCC can be based precisely on the practical inseparability of the formal properties of steganographic message with a low HCC from the Jpeg container, which is performed in steganographic method development section of this work. Here the low HCC will not complicate, but simplify the process of detecting the results of steganographic transformation

In [10], the author proposed a method of separating original DIs saved in LLF from those that were resaved in LLF from LF. The detection of last fact was considered as an indirect indicator of DI integrity violation. The proposed method will be based on a general approach to the solution of the problem of detecting integrity violations of digital information content [11]. For blocks of original DI with $n \times n$ – matrix F an equation was set as basis:

$$\angle(u_1, \bar{\sigma}) \approx \angle(v_1, \bar{\sigma}) \approx \angle(n^0, e_1), \quad (1)$$

where $\angle(u_1, \bar{\sigma})$, $\angle(v_1, \bar{\sigma})$, $\angle(n^0, e_1)$ are the magnitudes of the angles between the vectors u_1 and $\bar{\sigma}$, v_1 and $\bar{\sigma}$, n^0 and e_1 respectively, u_1 , v_1 – respectively, left and right normalized lexicographically positive singular vectors of $l \times l$ – block B of matrix F , which correspond to its maximum singular number (SN) σ_1 ; $\bar{\sigma} = \sigma / \|\sigma\|$, wherein $\sigma = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_l)^T \in R^l$ is a vector, obtained from l SN B $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_l \geq 0$, $n^0 = (1/\sqrt{l}, 1/\sqrt{l}, \dots, 1/\sqrt{l})^T \in R^l$ is a n -optimal vector of space R^l , $e_1 = (1, 0, \dots, 0) \in R^l$ is the first vector of the standard basis R^l . The approximate equality (1) is based on the proof of proximity of normalized vectors $\bar{\sigma}$ and e_1 , u_1 and n^0 , v_1 and n^0 [11]: the angles between the respective vectors are close to zero in most blocks of the original DI.

Let the matrix of the original DI in the LLF be F_T , and the matrix of the corresponding DI, which was obtained from LF is F_J . Each of these matrices is spitted into standard 4×4 – blocks which do not interleave. Let denote an arbitrary 4×4 – block F_T / F_J as B_T / B_J respectively. In [10] proved, that

$$\angle(e_1, \bar{\sigma}_T) > \angle(e_1, \bar{\sigma}_J), \quad (2)$$

where $\angle(e_1, \bar{\sigma}_T)$, $\angle(e_1, \bar{\sigma}_J)$ are magnitudes of the angles between the vectors $\bar{\sigma}_T$ and e_1 , $\bar{\sigma}_J$ and e_1 respectively, $\bar{\sigma}_T, \bar{\sigma}_J$ are normalized vectors of the SN blocks B_T, B_J . Taking into account the research results of the angles $\bar{\sigma}_J$ and e_1 [10] behavior in DI repeat storing in LLF with different quality factors the equation (2) allowed to develop a method of separating the original DI in the LLF from those that were resaved in LLF from LF.

Attempts to use this method without any adaptation for steganalysis purpose did not lead to the desired (efficient) result, since, as noted above, after the steganographic transformation, the DI no longer has those formal properties that are specific to the Jpeg container. To ensure the possibility of conducting efficient steganalysis, it is necessary to determine and take into account the following properties of the considered formal parameters of the DI, which will be practically insensitive to small perturbations. Such a perturbation in this case is the process of DI embedding by the LSB-method with a low HCC. The smaller the sensitivity of the selected formal parameters, the higher is the expected efficiency of steganographic messages recognition process. It is desirable that the small perturbations due to embedding of additional information with low HCC to DI do not modify quantitatively and/or qualitatively the properties of the selected parameters of the Jpeg container blocks.

The algorithm proposed in [10] performs the separation of the original DI in LLF from the image resaved in the LLF from LF and based on the analysis of the mean value change of angle $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ per block in 4×4 -blocks in corresponding DI group. The DI group, obtained by repeat storing of the analyzed DI in LF with different quality factors. In order to make the conclusion that DI is resaved in LLF from LF it is sufficient to discover that values $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ in analyzed DI are not the biggest ones in the group of obtained angles for corresponding DIs. However, this feature is not sufficient to distinguish between the steganographic message received on the basis of the Jpeg container and stored in the LLF and the original DI in LLF, despite the fact that the vector $\bar{\sigma}$ is insensitive to perturbation [12]. It follows from the foregoing and confirmed by the experiment carried out in this work.

It was found by experiment that there are some cases when the mean value $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ per block of staganographic message will be the largest in the group of the obtained angles for resaved to Jpeg DI staganographic message with different QFs. However, it will not retain a monotonous decrease in the considered angle with decreasing the value of the quality factor using the lossy compression of analyzed DI (which is characteristic of the original DI, it means that an image has not been staganographically transformed). This is possible for staganographic message in the case when the DI-container was originally saved in the lossy format with a high quality factor (for a Jpeg format with QF greater than 80). An embedding of addition information, resulting in relative comparability of the formal properties (mean value $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ per the image block) of obtained staganographic message with properties of similar parameters of the DI in the LLF, gives the outcome similar to original DI in LLF: $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ in DI stagographic message is the largest in obtained for corresponding angles group of DI. However, since the lossy compression was applied to the container before the staganographic transformation, the contribution to its block of high frequencies (and possibly middle frequencies) is quantitatively smaller than in blocks of corresponding DI without loss. The process of staganographic transformation will surely violate this relationship, but with a low HCC this violation will not lead to a qualitatively different result, it will be a tiny quantitative change: the process of staganographic message compression as it is repeated for container, will lead to a non-monotonic change of value $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ with reduction of quality factor, which discussed in detail in [10].

Taking into account the foregoing, the main steps of the proposed LF-container oriented steganalysis method SM1 are as follows.

Let F be the matrix of analyzed lossless DI (Tif).

Step 1. Resave the DI with matrix F in LF Jpeg with different quality factors $QF_i \in \{1, 2, 3, \dots, 100\}, i = \overline{1, t}$. The result is the DI with matrices $F_i, i = \overline{1, t}$.

Step 2. For $F, F_i, i = \overline{1, t}$ determine: $k_{sr}, k_{QF_i}, i = \overline{1, t}$ which are the mean values per DI 4×4 -blocks of angles $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ respectively.

Step 3. If among the calculated values $k_{QF_i}, i = \overline{1, t}$, exists $\bar{k}$, that

$$k_{sr} < \bar{k},$$

then

F corresponds the DI-steganographic message,

otherwise

if

for $QF_1 < QF_2 < \dots < QF_t$ the monotonic increase is broken

$$k_{QF_1} < k_{QF_2} < \dots < k_{QF_t},$$

than

F corresponds DI-steganographic message,

otherwise

the steganographic transformation has not been successfully applied to F .

In order to evaluate the efficiency of the proposed method, SM1 was implemented algorithmically with $QF_{i+1} = QF_1 + 5i$, where $QF_1 = 65, i = \overline{1, 5}$. The choice of quality factors caused by frequency of their practical use. A computational experiment was conducted in the Matlab environment. The experimental set (ES) consisted of 300 DIs in Jpeg format from NRCS database [13], which is considered as a traditional one for working with DI. Steganographic messages were formed on the basis of this set using the LSB method with HCC 100%, 10%, 5%, 1% and 100 original DIs stored in LLF (Tif). The results of the computational experiment are represented in table 1.

Table 1

HCC (%)	100	10	5	1
Type I error (%)	14.7	3.7	2.7	1.7
Type II error (%)	4			

As can be seen from the above results, the developed SM1 method is supposed to be efficient for low HCC values, and its efficiency increases with decreasing of HCC. Such a result has not been observed for any of the analogue methods [3-5]. Moreover, the lowest value of HCC, with which the steganographic channel is efficiently detected by modern steganalysis methods [6, 7], as it follows from open sources, is 0.05 bpp, while the developed SM1 method is effective under HCC conditions, whose value is five times smaller – 0.01 bpp.

The efficiency of SM1 under low HCC conditions may be increased due to next improvement. In [14], it was shown theoretically and practically confirmed that the vector formed from the SN block B of matrix of the DI is more sensitive to perturbation than the vector compiled from the eigenvalues of the matrix BB^T ($B^T B$), which are defined as squares of the SN of B . Considering this, it is proposed to use for examine not the mean value per block of angle $\angle(e_1, \bar{\sigma})$, but angle $\angle(e_1, \bar{\bar{\sigma}})$, where $\bar{\bar{\sigma}}$ is the normalized vector of eigenvalues BB^T ($B^T B$).

Using $\bar{\bar{\sigma}}$ instead of $\bar{\sigma}$ will increase the efficiency of the steganalysis process, because $\angle(e_1, \bar{\bar{\sigma}})$ is

less sensitive to perturbation, it will be less responsive to the embedded additional information (with a low HCC) than $\angle(e_1, \bar{\sigma})$. In accordance with this remark, a steganalytic method SM2 is proposed. Step 2 of it is different from SM1 and looks as follows.

Step 2 of SM2 method. Determine for DI $F, F_i, i = \overline{1, t}$: the mean values $k_{sr}, k_{QF_i}, i = \overline{1, t}$, which are calculated per 4×4 -block of DI $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ in the input original DI and DI, obtained after repeat storing an input DI to Jpeg with quality factors $QF_i, i = \overline{1, t}$ respectively.

The SM2 method was implemented algorithmically under the same conditions as SM1. The results of its testing were obtained for DI from the ES and represented in table 2. Results fully confirm the feasibility of using in the DI the mean value $\angle(e_1, \bar{\sigma})$ as an analyzed parameter: compared to SM1, the Type I error for HCC 0.05 bpp were reduced by 25.9%, and for HCC 0.01 bpp – by 23.5%.

Table 2

HCC (%)	100	10	5	1
Type I errors (%)	14.7	3.7	2.0	1.3
Type II errors (%)	3			

Remark 1. The computational complexity of SM1 and SM2 in the case of examination of DI with $n \times n$ -matrix F is evaluated by the number of blocks which F is split into. It is $O(n^2)$ operations, but number of operations in SM2 is greater by $O(n^2)$ than in SM1 due to the calculation of the eigenvalues of the matrix BB^T ($B^T B$), which corresponds to the block B .

Remark 2. Taking into account the obtained estimates of the efficiency for the developed SM1 and SM2 (Table 1, 2), they can be used after the previous "rough" steganalysis of DI (with a HCC greater than 0.01 bpp) if it did not detect the embedding of additional information.

Conclusions

In the work on the basis of the new general approach to the problem of detecting integrity violations of DI the two steganalysis methods SM1 and SM2 developed. They are used for detection of hidden communication channel based on the LSB for DI-container in lossy format. Such methods are efficient for low hidden communication channel capacity (less than 0.1 bpp). Type I errors for algorithmic implementation SM1 and SM2 under the conditions of HCC 0.01 bpp are 1.7 and 1.3%, respectively, while Type II errors do not exceed 4%. Existing contemporary analogs, which are available in open sources, under conditions of such a low HCC are ineffective. The computational complexity of both methods due to their block organization for the $n \times n$ -matrix of the analyzed DI is defined as $O(n^2)$ operations, but the direct number of operations for SM2 is larger than for SM1 by $O(n^2)$. Choice between the two polynomial and efficient under low HCC conditions steganalysis methods SM1 and SM2 should be made depending on the specific conditions of use.

Literature:

1. Стеганография, цифровые водяные знаки и стеганоанализ / А.В. Аграновский, А.В. Балакин, В.Г. Грибунин, С.А. Сапожников. – Москва : Вузовская книга, 2009. – 220 с.
2. Li B. A Survey on Image Steganography and Steganalysis / B. Li, J. He, et al. // Journal of Information Hiding and Multimedia Signal Processing. – 2011. – Vol.2, No.2. – PP.142–172.
3. Zhihua X. A Learning-Based Steganalytic Method against LSB Matching Steganography / Zhihua Xia, Lincong Yang et al. // Radioengineering. – 2011. – Vol.20, No.1. – PP. 102–109.
4. Natarajan V. Universal Steganalysis Using Contourlet Transform / V. Natarajan, R. Anitha // Proceedings of the Second International Conference on Computer Science, Engineering & Applications (ICCSEA 2012), May 25-27, 2012, New Delhi, India. – 2012. – Vol.2. – PP. 727–735.
5. Liu Q.Z. Image complexity and feature mining for steganalysis of least significant bit matching steganography / Q.Z. Liu, A.H. Sung, et al. // Information Sciences. – 2008. – Vol.178, No.1. – PP. 21–36.

6. Бобок И.И. Стеганоаналитический метод для цифрового сигнала-контейнера, хранящегося в формате с потерями // Сучасний захист інформації. – 2011. – №2. – С. 50–60.
7. Ахметьяева Г.В. Стеганоаналитический алгоритм для цифровых контейнеров, збережених в форматах з втратами // Сучасна спеціальна техніка. – 2016. – № 3. – С. 31–8.
8. Жилкин М.Ю. Метод выявления скрытой информации, базирующийся на сжатии данных / М.Ю. Жилкин, Н.А. Меленцова, Б.Я. Рябко // Вычислительные технологии. – Новосибирск : Изд-во ИВТ СО РАН, 2007. – Т. 12. – С. 26–31.
9. Geetha S. Close color pair signature ensemble adaptive threshold based steganalysis for LSB embedding in digital images / S. Geetha, S. Sindhu, and N. Kamaraj // Transactions on Data Privacy. – 2008. – Vol.1, Iss.3. – PP. 140–161.
10. Бобок И.И. Метод выявления изображений, перезбережених у формат без втрат з формату з втратами // Математичне та комп'ютерне моделювання. – 2017. – Вип.16. – С.5-14.
11. Kobozeva A.A. General Principles of Integrity Checking of Digital Images and Application for Steganalysis / A.A. Kobozeva, I.I. Bobok, A.I. Garbuz // Transport and Telecommunication. – 2016. – Vol. 17, Issue 2. – PP. 128-137.
12. Бобок И.И. Теоретическое развитие общего подхода к проблеме выявления нарушений целостности цифровых контентов, основанного на анализе полного набора формальных параметров // Інформатика та математичні методи в моделюванні. – 2017. – Т.7, №3. – С. 170-177.
13. NRCS Photo Gallery: [Електронний ресурс] // United States Department of Agriculture. Washington, USA. Режим доступа: <http://photogallery.nrcs.usda.gov>.
14. Бобок И.И. Дослідження властивостей формальних параметрів цифрового зображення в умовах порушення його цілісності // Сучасна спеціальна техніка. – 2017. – №4. – С. 35-43.

Odesa National Polytechnic University

Received 24.08.2018

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ МЕТЕОРНЫХ ПОТОКОВ И АССОЦИАЦИЙ КАТАЛОГА ХНУРЭ

Введение

Важной задачей астрономической интерпретации радиолокационных наблюдений метеоров является выделение из общей совокупности зарегистрированных метеоров метеорных потоков. Корректное сравнение потоков по интенсивности позволяет найти «молодые» метеорные потоки, обладающие значительной плотностью потока и небольшими размерами сечения средней орбиты. Последнее позволяет исследовать пути эволюции метеорных потоков, а значит, и метеорного вещества в целом.

Следует отметить, что радионаблюдения метеоров являются косвенными, то есть информацию о физических и динамических параметрах метеороидов получают путем обработки радиосигналов, отраженных от метеорных следов, которые являются результатом взаимодействия метеорных тел с атмосферой Земли. Следовательно, результаты радионаблюдений метеоров являются искаженными из-за селективности метода наблюдений. Селективность наблюдений метеоров приводит к систематической погрешности, которую уменьшить путем увеличения объема выборки невозможно. В работах [1 - 3] приведены алгоритмы учета физического, геометрического и астрономического факторов селективности. Однако для корректного сравнения потоков по интенсивности необходимо также учесть условия пересечения средней орбиты потока с орбитой Земли.

1. Методика расчета плотности метеорного потока в стандартном перигелии его средней орбиты (более подробно см. в [4])

Условия пересечения средних орбит метеорных потоков с орбитой Земли сильно отличаются и, следовательно, чтобы проводить сравнение метеорных потоков, необходимо исключить (или ослабить) влияние этих условий пересечения, т.е. анализировать все потоки в фиксированном поперечном сечении, например в перигелии средней орбиты. Алгоритм решения этой задачи таков.

1.1. Определить топоцентрическую плотность метеорного потока.

Чтобы привести метеорные потоки к одинаковым условиям относительно их плотности, от числа зарегистрированных метеоров в каждом потоке необходимо перейти к среднечасовому количеству метеоров в каждом потоке. При обработке каталога ХНУРЭ расчет был проведен по формуле

$$\Pi = \frac{1}{n} \sum_i^n \frac{N_i}{T_i}, \quad (1)$$

где n может принимать значения от 1 до 7 в зависимости от того, в течение скольких лет из семи (1972 – 1978 годы) происходило накопление базы орбит индивидуальных орбит метеоров; N_i – количество метеоров потока, зарегистрированных в течение i -го года; T_i – количество часов, в течение которых наблюдался поток в i -м году.

1.2. Перейти от топоцентрической плотности метеорного потока к геоцентрической.

Геоцентрическая плотность Π_G (плотность, которую имел бы поток до попадания в сферу притяжения движущейся Земли) рассчитывается по формуле

$$\Pi_G = \Pi \frac{4v_g^2(v_\infty \cos(Z) + v_g)(v_\infty + v_g \cos(Z))}{(v_\infty^2 + 2v_\infty v_g \cos(Z) + v_g^2)^2} = \Pi k_G, \quad (2)$$

где Z – зенитное расстояние радианта средней орбиты потока, v_g и v_∞ – геоцентрическая и топоцентрическая скорости частиц метеорного потока соответственно.

Для планет земной группы при переходе от топо- к геоцентрическим структурным характеристикам зависимостью от видимого зенитного расстояния радианта Z можно пренебречь. Поэтому, вместо (2) можно использовать выражение

$$\Pi_G = \Pi \frac{v_g}{v_\infty}. \quad (3)$$

1.3. Перейти от геоцентрической плотности метеорного потока к гелиоцентрической.

Исправленную с учетом движения Земли плотность метеорного потока по известной геоцентрической плотности можно рассчитать по выражению

$$\Pi_H = \Pi_G \frac{v_h}{v_g} = \Pi \frac{v_h}{v_\infty} = \Pi k_H, \quad (4)$$

где v_h – гелиоцентрическая скорость частиц метеорного потока.

1.4. Учесть условия пересечения средней орбиты метеорного потока с орбитой Земли.

Гелиоцентрические характеристики потока относятся к конкретной области орбиты – узлу – месту пересечения орбит Земли и метеорного потока. Очевидно, что положение узла относительно перигелия у разных потоков различно, так что узел может находиться в разных местах их орбит. Поэтому для сравнения структурных характеристик потоков нужно использовать методику, основанную на сравнении плотности потоков в определенной точке орбиты. В качестве такой точки удобнее всего взять перигелий средней орбиты.

Выражение, связывающее топоцентрическую плотность и плотность метеорного потока в перигелии средней орбиты:

$$\Pi_q = \Pi \frac{v_h}{v_\infty} \frac{1}{\sqrt{1 + 2e \cdot \cos(\psi_\Omega) + e^2}} \left(\frac{1 + e^2}{1 + e \cdot \cos(\psi_\Omega)} \right) = \Pi k_q, \quad (5)$$

где e – эксцентриситет средней орбиты потока, ψ_Ω – угол истинной аномалии в момент наблюдения потока с Земли [6].

Из анализа выражения (5) можно сделать следующий вывод: для короткопериодических потоков условие орбитальной встречи с Землей является более сильным фактором селективности, чем притяжение и движение Земли, т. к. наблюдаемая гелиоцентрическая плотность потока у долгопериодических роев близка к максимально возможной (встреча потока с Землей происходит вблизи перигелия орбиты потока), а у короткопериодических существенно меньше в перигелии (встреча потока с Землей происходит вблизи афелия орбиты потока). Следовательно, значения плотности потока в перигелии средних орбит короткопериодических роев могут быть существенно выше, чем у долгопериодических.

Необходимо отметить, что коэффициент k_q в формуле (5) позволяет учесть влияние углового расстояния перигелия на структурные характеристики метеорных потоков – астрономического фактора для потоков. Однако использовать рассчитанные плотности потока в перигелии средней орбиты Π_q для сравнения метеорных потоков по интенсивности некорректно. Дело в том, что на структурные характеристики метеорных потоков также оказывает влияние гравитация Солнца, и чем меньше значение перигелийного расстояния q средней орбиты потока, тем сильнее сказывается на характеристиках потока фактор солнечной гравитации. Следовательно, для корректности сравнения потоков необходимо учесть различия в перигелийных расстояниях. Это можно сделать, если плотность Π_q нормировать к стандартному гелиоцентрическому расстоянию $q_{st} = 1 \text{ а. е.}$

Выражение пересчета Π_q в аналогичные значения Π_{qst} можно получить из условия равенства общего числа частиц в подобных эллиптических струях, имеющих один и тот же разброс больших полуосей, но разные перигелийные расстояния q_1 и q_2 :

$$\Pi_{qst} = \Pi_q q^{2.5} = \Pi k_q q^{2.5} = \Pi k_{qst}. \quad (6)$$

1.5. Учет физического и геометрического факторов замечаемости для каждого метеорного потока проводится путем расчета весового коэффициента:

$$W_{\Sigma} = \sum_i^M (P_{\Phi i} \cdot P_{\Gamma i})^{-1}, \quad (7)$$

где M – количество метеоров в данном потоке, $P_{\Phi i}$ и $P_{\Gamma i}$ – физический и геометрический факторы замечаемости для i -го метеороида соответственно.

1.6. Выражения для плотности Π_q^W метеорного потока в перигелии средней орбиты и плотности Π_{qst}^W в стандартном перигелии средней орбиты метеорного потока:

$$\begin{aligned} \Pi_q^W &= \Pi k_q W_{\Sigma}; \\ \Pi_{qst}^W &= \Pi k_q W_{\Sigma} q^{2.5}. \end{aligned} \quad (8)$$

2. Результаты сравнения потоков метеороидов из каталога ХНУРЭ по интенсивности

Приведем результаты сравнения метеорных потоков на примере трех потоков № 4756, № 4755 и № 982 из каталога ХНУРЭ [5]. Все эти три потока находятся в первой двадцатке по количеству зарегистрированных метеоров и тесно связаны с ААА-астероидами: № 4756 и № 4755 с астероидом 3200 Phaethon при значениях D -критерия 0,07 и 0,14 соответственно; № 982 с астероидом 2003 QQ47 при значении D -критерия 0,18. В табл. 1 приведены некоторые их характеристики.

Таблица 1

Характеристика	Поток		
	№ 4756	№ 4755	№ 982
Количество метеоров в потоке N	702	365	202
Топоцентрическая плотность Π	0.228	0.091	0.125
Топоцентрическая исправленная плотность $\Pi^W = \Pi W_{\Sigma}$	202.74	32.73	15.09
Плотность в перигелии средней орбиты Π_q^W	3313.48	327.65	15.59
Плотность в стандартном перигелии средней орбиты Π_{qst}^W	58.024	6.13	13.02
Большая полуось a , а.е.	1.195	1.268	0.994
Эксцентриситет e	0.833	0.876	0.064
Наклонение i , град.	22.735	29.426	63.106
Перигелийное расстояние средней орбиты q , а.е.	0.198	0.157	0.930

На рис. 1 приведена диаграмма значений плотности Π в функции числа N метеоров в потоке. Из анализа рис. 1 следует, что переход к топоцентрической плотности потока приводит к существенным перераспределениям потоков по их плотности. Например, поток № 982 при численности метеоров в 1,8 раза меньше, чем поток № 4755, имеет топоцентрическую плотность в 1,4 раза больше.

На рис. 2 приведена точечная диаграмма значений исправленной топоцентрической плотности Π^W в функции топоцентрической плотности Π . Сравнив диаграммы рис. 1 и 2 на примере трех выделенных потоков, можно видеть, как произошли перераспределения их по топоцентрическим плотностям. Если «видимая» плотность потока № 982 находилась на втором месте по интенсивности, то исправленная с учетом факторов селективности уже не является таковой – есть более восьми десятков потоков, у которых Π^W больше, причем есть такие, у которых исправленная топоцентрическая плотность превышает плотность потока № 982 в 10-12 раз. Этот же эффект наблюдается и для потока № 4755, но в меньшей степени. Поток № 4756 обладает максимальными плотностями Π и Π^W .

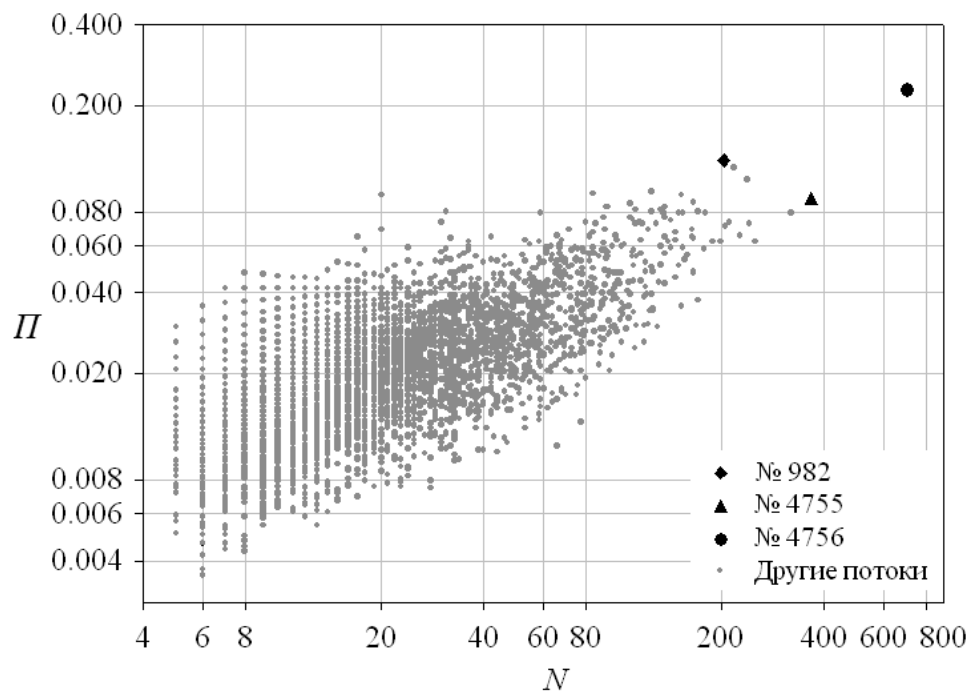


Рис. 1

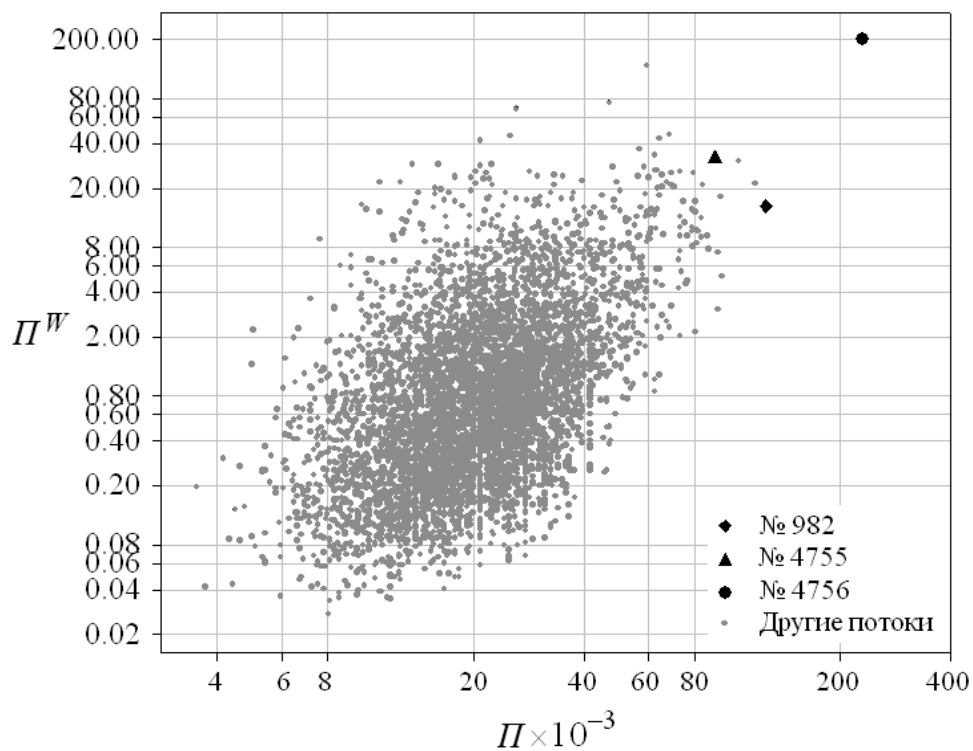


Рис. 2

На рис. 3 приведена точечная диаграмма, демонстрирующая связь между исправленными с учетом факторов селективности плотностями Π^W и исправленными плотностями потоков в перигелиях орбит Π_q^W . Если сравнить диаграммы, приведенные на рис. 2 и 3, можно отметить, что, например, у потока № 4756 плотность Π_q^W приблизительно в 40 раз превышает плотность Π . Отметим, что поток № 982 на диаграмме рис. 3 «затерялся» среди других потоков, в то время как плотность Π_q^W значительно выросла.

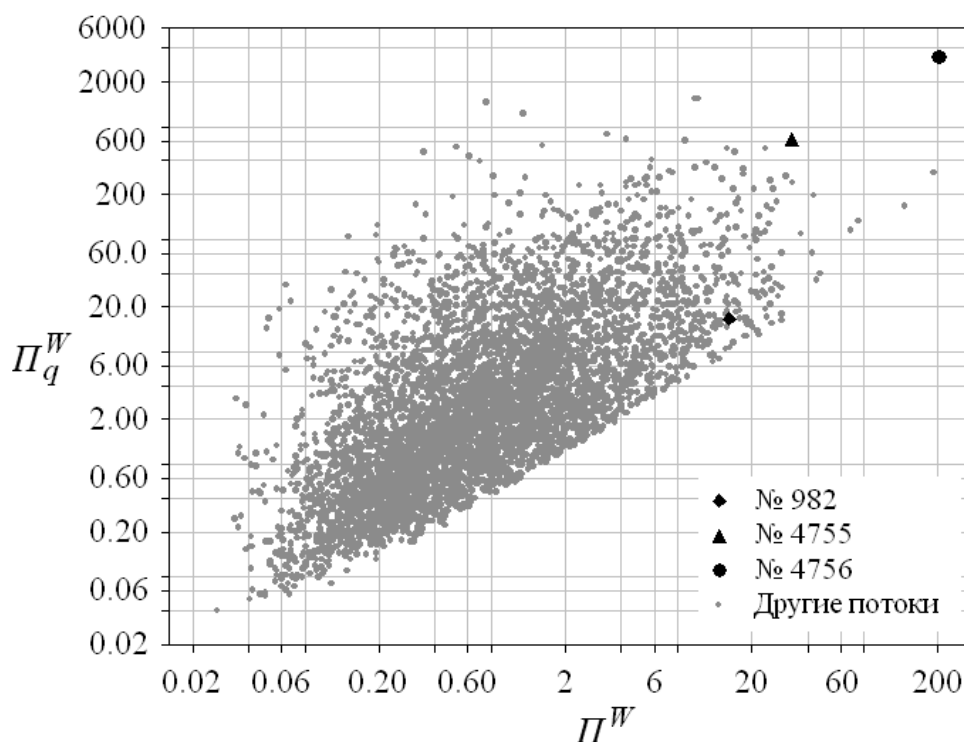


Рис. 3

Следующим шагом приведения всех потоков к одинаковым условиям относительно плотности потока является пересчет плотности потока к стандартному расстоянию перигелия (1 а.е.) его средней орбиты. Очевидно, что такой пересчет плотности потока мало изменит оценки плотности у тех потоков, у которых перигелийное расстояние q средней орбиты мало отличается от 1 а.е., но в том случае, когда перигелийное расстояние q средней орбиты потока существенно отличается от 1 а.е. в ту, либо другую сторону, оценки плотности потока $\Pi_{q\ st}^W$ будут существенно отличаться от величины Π_q^W .

Диаграмма, приведенная на рис. 4, иллюстрирует это утверждение. Необходимо подчеркнуть, что какая-либо связь плотности в стандартном перигелии $\Pi_{q\ st}^W$ с плотностью в реальном перигелии средней орбиты Π_q^W потока отсутствует.

На рис. 5 и 6 приведены диаграммы, демонстрирующие связи топоцентрических плотностей потоков с плотностями в перигелиях средних орбит потоков метеороидов и в стандартных перигелиях, соответственно. Из анализа графиков, приведенных на данных рисунках, можно сделать следующий вывод: переход от плотности потока в перигелии его реальной орбиты к виртуальным плотностям в стандартном перигелии существенно меняет расположение потоков на диаграмме. Это четко видно на примере потоков № 4755 и № 982.

На рис. 7 и 8 приведены графики, аналогичные тем, что изображены на рис. 5 и 6 соответственно. Отличие в том, что в качестве независимой переменной здесь выступает N , т.е., количество метеоров в каждом из потоков – одна из важнейших экспериментально полученных характеристик любого метеорного потока – чем больше N , тем выше вероятность существования реального потока.

Выводы из анализа графиков рис. 7 и 8 такие же, как уже неоднократно делались выше. Важно подчеркнуть следующее: в каталоге ХНУРЭ есть два потока – № 1297 и № 2130, у которых количество метеоров N много меньше, чем у потока № 4756, но их плотность потока метеороидов в стандартном перигелии выше, чем у потока № 4756. Очевидно, что это связано с элементами орбит потоков. В табл. 2 приведены некоторые характеристики этих потоков.

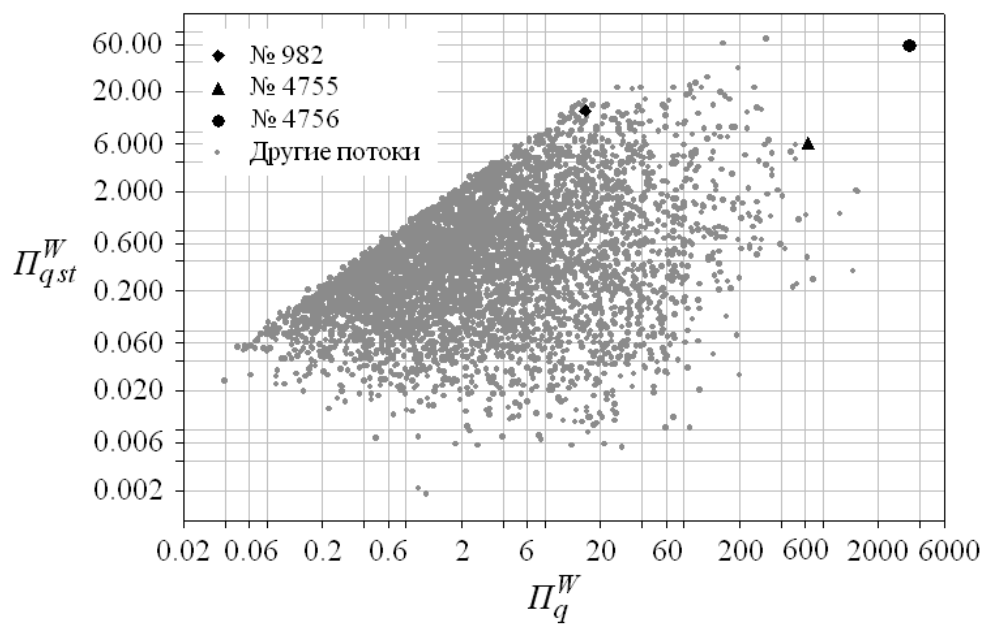


Рис. 4

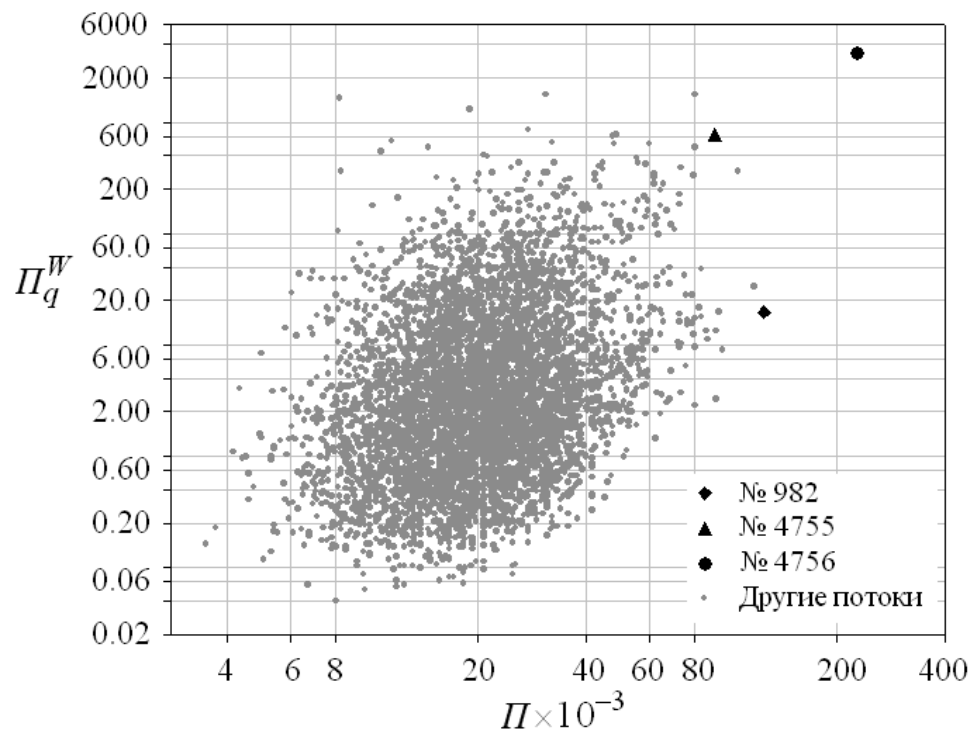


Рис. 5

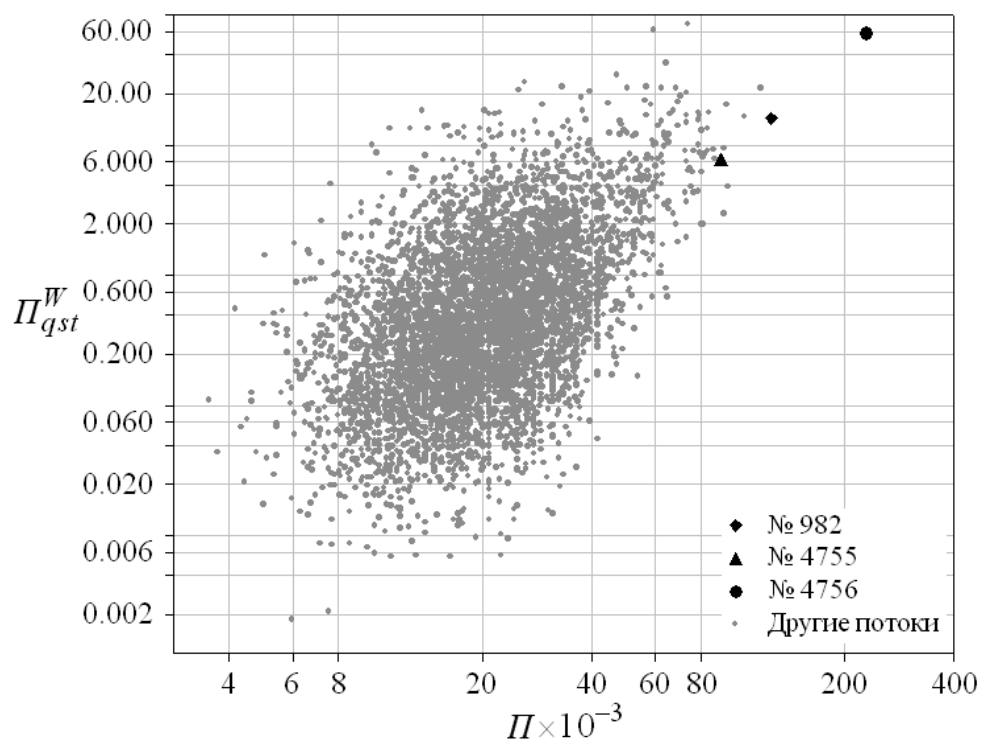


Рис. 6

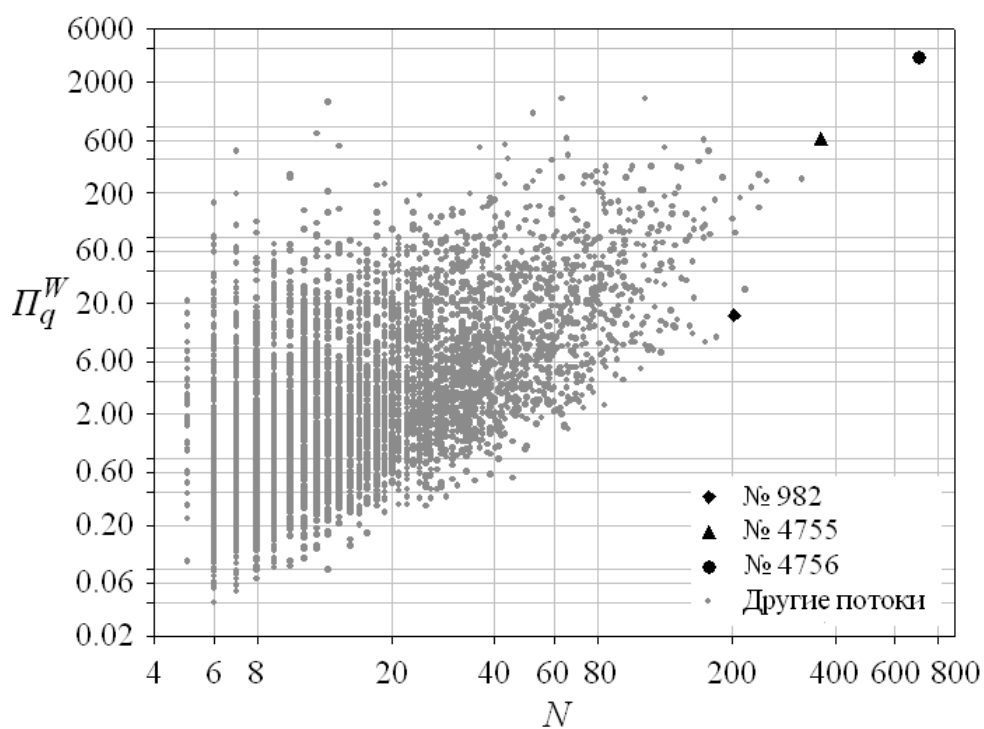


Рис. 7

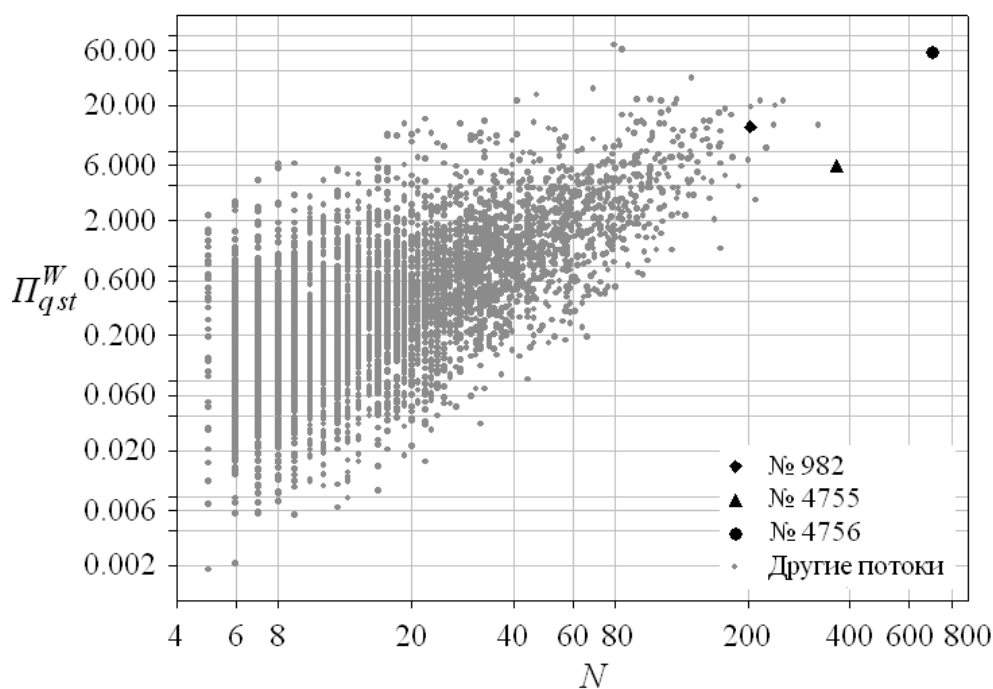


Рис. 8

Таблица 2

Характеристика	Поток		
	№ 4756	№ 1297	№ 2130
Количество метеоров в потоке N	702	80	84
Топоцентрическая плотность Π	0.228	0.074	0.059
Топоцентрическая исправленная плотность $\Pi^W = \Pi W_{\Sigma}$	202.74	188.93	133.08
Плотность в перигелии средней орбиты Π_q^W	3313.48	316.09	155.61
Плотность в стандартном перигелии средней орбиты Π_{qst}^W	58.024	68.07	61.29
Большая полуось a , а.е.	1.195	0.779	0.869
Эксцентриситет e	0.833	0.305	0.207
Наклонение i , град.	22.735	132.565	132.579
Перигелийное расстояние средней орбиты q , а.е.	0.198	0.541	0.688
Афелийное расстояние средней орбиты Q , а.е.	2.192	1.017	1.050

Из анализа оценок, приведенных в табл. 2, следует, что элементы орбит и скорости метеороидов потока № 4756 существенно отличаются от элементов орбит и скоростей метеороидов потоков № 1297 и № 2130. Оба этих потока имеют малые по размерам (по сравнению с потоком № 4756) высокоэллиптические орбиты и пересекаются с Землей в афелии средней орбиты. Главное же отличие орбит потоков № 1297 и № 2130 с одной стороны и потока № 4756 - с другой заключается в том, что в первом случае движение метеороидов является ретроградным, во втором – прямым.

С помощью нескольких графиков проанализируем влияние элементов средних орбит метеорных потоков на виртуальную плотность потока в стандартном перигелии.

На рис. 9 и 10 приведены диаграммы зависимости плотностей потоков метеороидов Π_q^W в перигелии средней орбиты потока и плотности потока Π_{qst}^W в стандартном перигелии от больших полуосей средних орбит метеорных потоков.

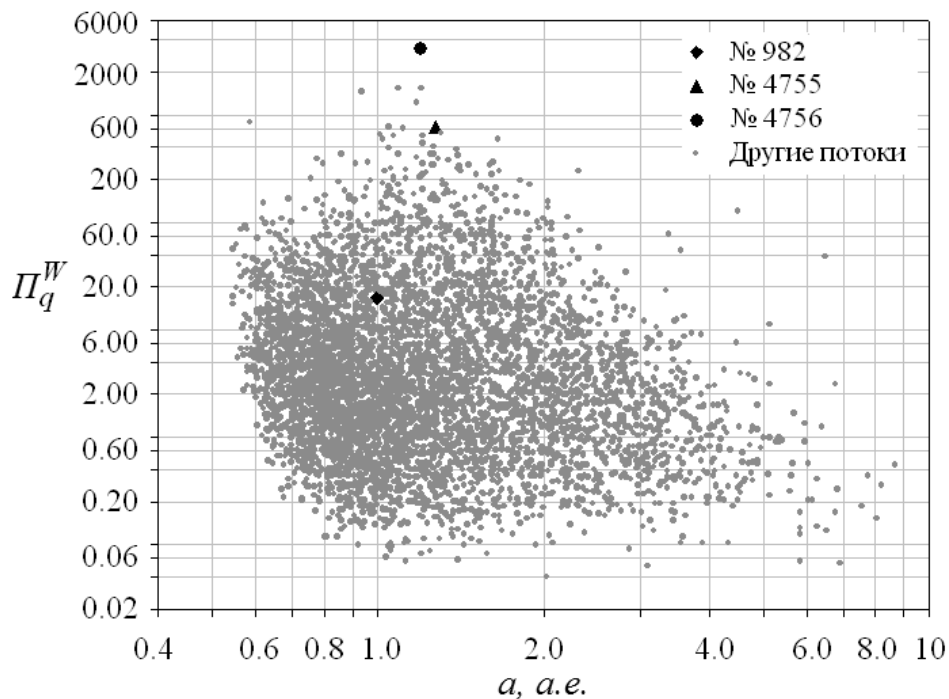


Рис. 9

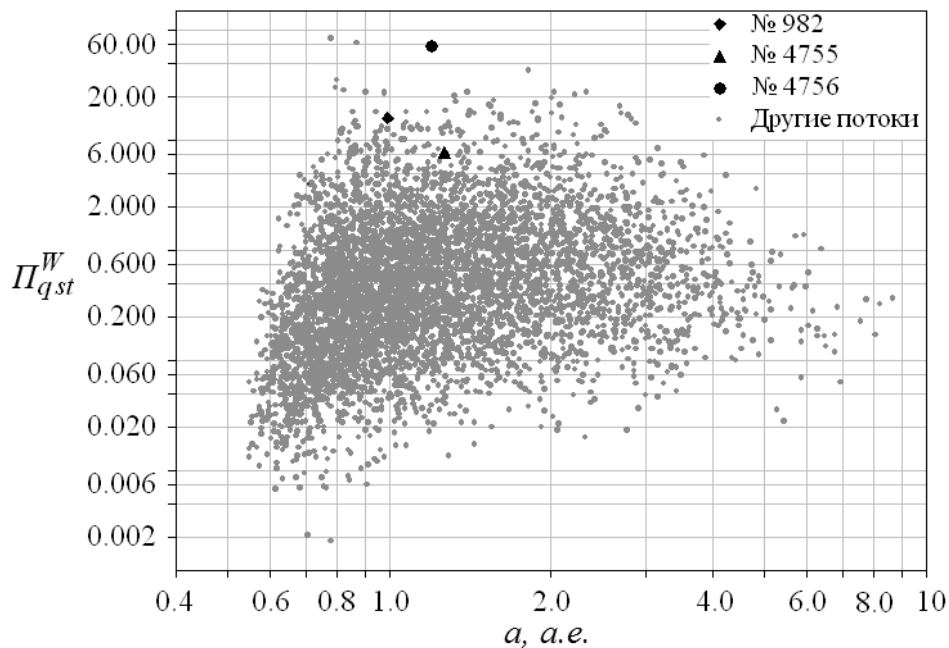


Рис. 10

Можно отметить, что по плотности потоков метеороидов в перигелиях средних орбит Π_q^W подавляющее большинство потоков каталога ХНУРЭ концентрируется в узком диапазоне $0.5 < a < 3 \text{ a.e.}$ и острый максимум приходится на значение $a \approx 1 \text{ a.e.}$ Потоки с $a > 3 \text{ a.e.}$ имеют очень низкие плотности. В стандартном перигелии картина существенно меняется. Максимальные плотности $a > 3 \text{ a.e.}$ имеют потоки с $a \approx 1 \text{ a.e.}$, вклад потоков с $a > 3 \text{ a.e.}$ резко возрос. А это – область потоков кометного происхождения.

На рис. 11 и 12 показаны графики, аналогичные тем, что приведены на рис. 9 и 10 соответственно, но в качестве аргумента выступает перигелийное расстояние q средней орбиты потока метеоров.

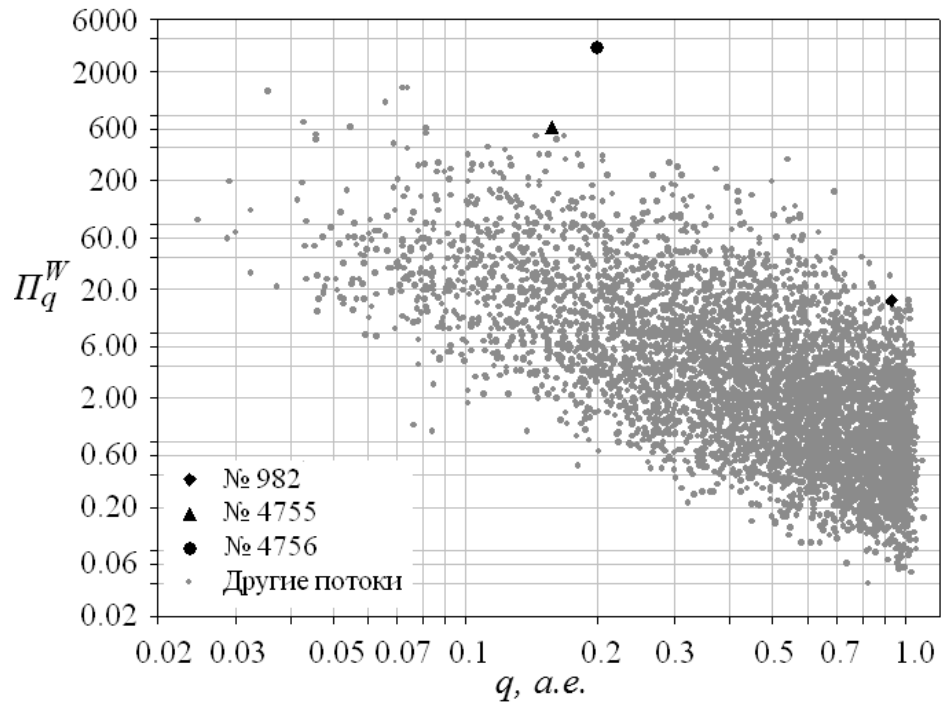


Рис. 11

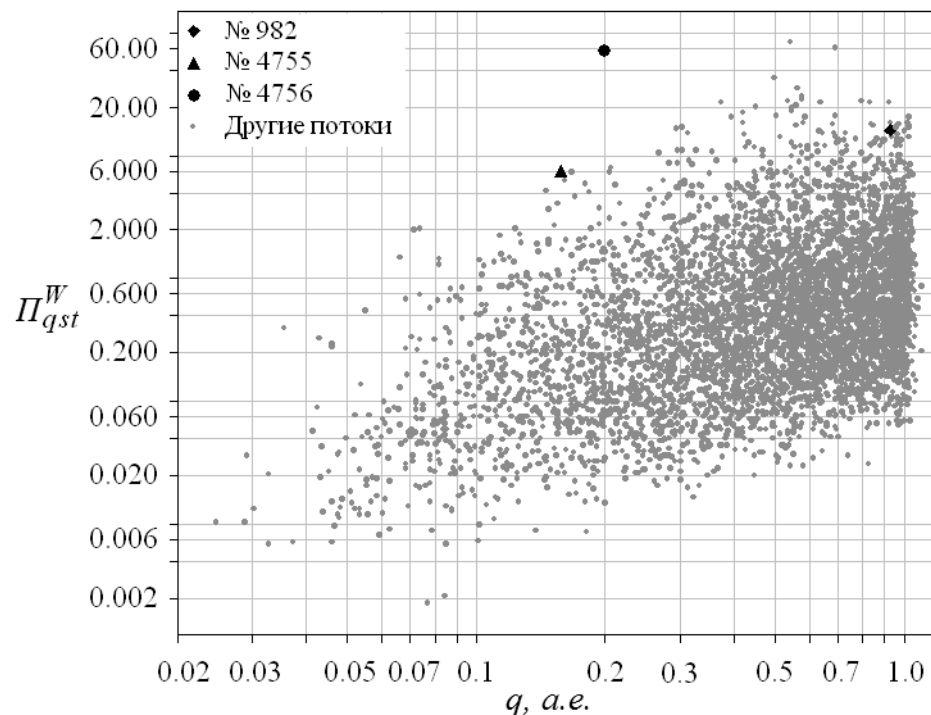


Рис. 12

Здесь, как и в предыдущем случае, большинство потоков каталога ХНУРЭ с относительно высокими значениями плотностей Π_q^W концентрируются в диапазоне $q < 0.5$ а.е. В остальной части диапазона изменения q размещаются потоки с низкими значениями плотности Π_q^W , хотя количество потоков в этом диапазоне велико.

Картина кардинально изменяется при пересчете плотностей к стандартному перигелию (рис. 12). Здесь уже, если не учитывать уникальный вообще и в каталоге ХНУРЭ в частности поток № 4756 (GEMINIDS), самые мощные по плотности $\Pi_{q\ st}^W$ расположены в диапазоне значений перигелийных расстояний $0.4 < q < 0.8$ а.е. При $q < 0.4$ а.е. их количество быстро убывает с уменьшением q , а при $q > 0.8$ а.е. их количество остается приблизительно одинаковым.

На рис. 13 и 14 приведены диаграммы расположения потоков каталога ХНУРЭ на плоскостях (e, Π_q^W) и $(e, \Pi_{q\ st}^W)$. Как и в предыдущем случае, диаграммы резко отличаются одна от другой. Если на рис. 13 потоки с наивысшими значениями плотности в перигелиях средних орбит потоков метеоров приходятся на диапазон значений эксцентриситетов $e > 0.8$ – резко вытянутые орбиты, то на рис. 14 четко выделяются две группы мощных по плотности в стандартном перигелии: одна $e < 0.4$ и другая $e > 0.6$.

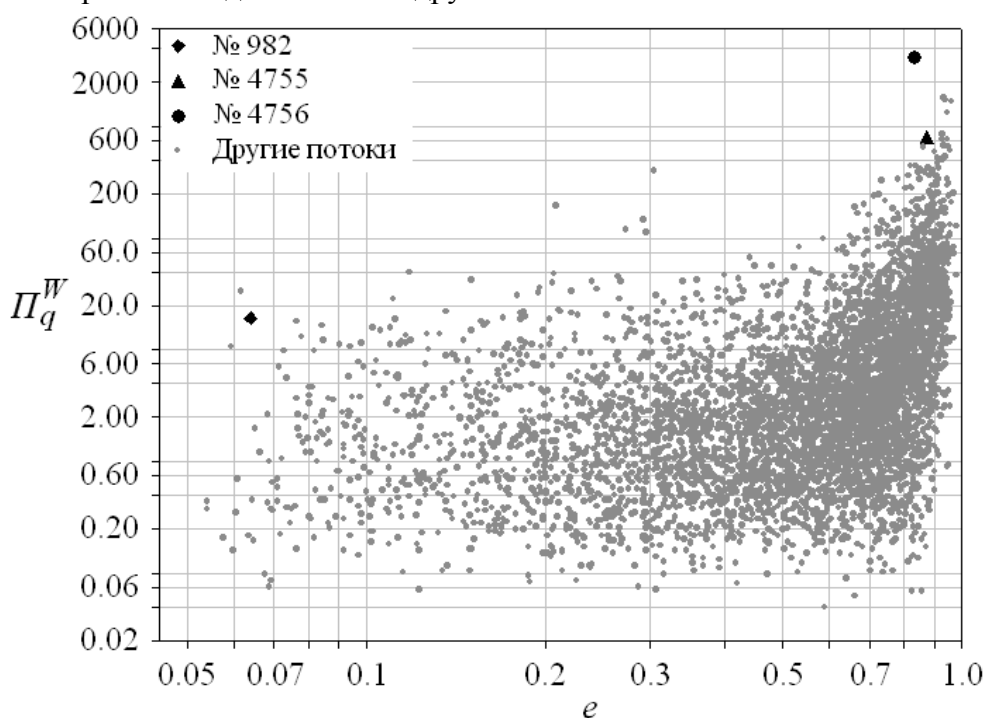


Рис. 13

На рис. 15 и 16 приведены диаграммы, аналогичные рассмотренным выше, но в качестве независимой переменной здесь выступает наклонение i плоскости средней орбиты потока к плоскости эклиптики. Можно отметить, что переход от плотности потока в перигелии его средней орбиты к плотности потока в стандартном перигелии внес принципиальные изменения в распределения потоков.

Увеличилось число потоков с такой плотностью $\Pi_{q\ st}^W$, которая выделяет их из общей совокупности, например $\Pi_{q\ st}^W > 10$. Кроме того, выявились потоки, орбиты которых имеют наклонения $i > 90^\circ$, а это является первым признаком их кометного происхождения. Если ограничиться только оценками плотности потоков в перигелиях их средних орбит, то вывод окажется другим, а именно: большинство потоков с высокой интенсивностью имеет $i < 90^\circ$ и, скорее всего, является продуктами дезинтеграции ААА-астероидов, среди которых несомненно присутствуют и «высохшие» ядра комет.

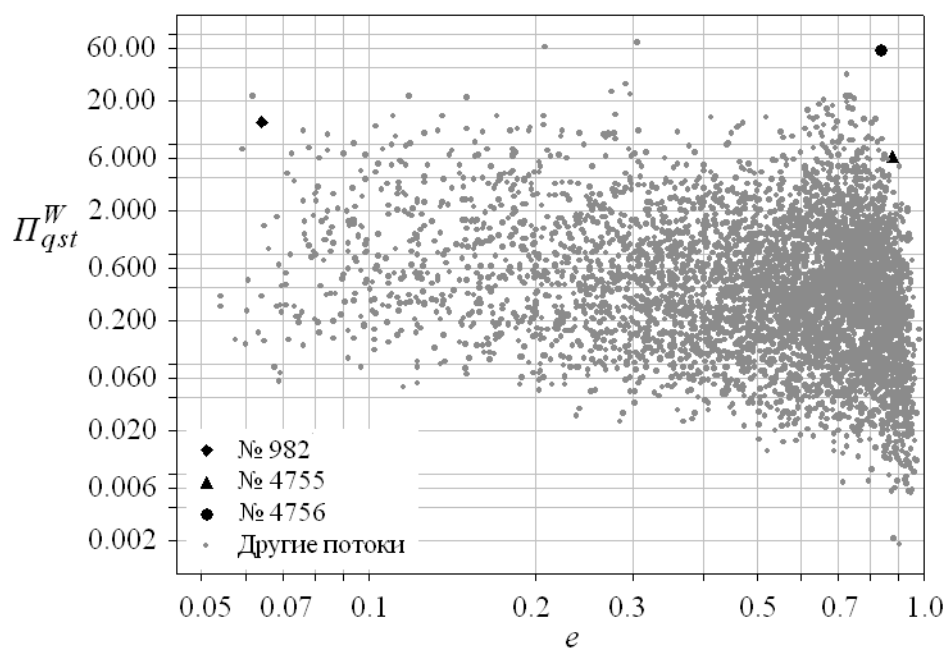


Рис. 14

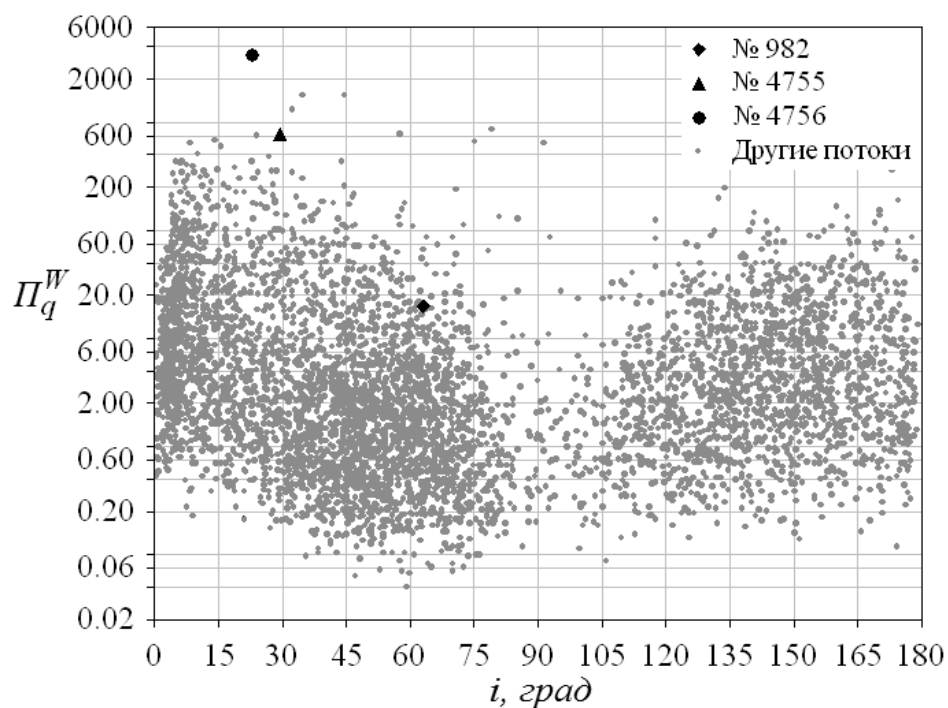


Рис. 15

На рис. 17 и 18 приведены двухмерные распределения (q, i) и (e, i) потоков из анализируемого каталога метеорных потоков. На рисунках выделены области, где располагаются ААА-астероиды.

Можно видеть, что в эти области попадает значительное количество потоков, причем и тех, у которых $\Pi_{qst}^W > 10$. Важно подчеркнуть, что и в диапазоне $i > 90^\circ$ расположено много потоков с высокой плотностью в стандартном перигелии. Если в область $i < 90^\circ$ могут попасть потоки как астероидного, так и кометного происхождения, то в область $i > 90^\circ$ по сегодняшним представлениям попадают только потоки, родительскими телами которых являются ядра комет.

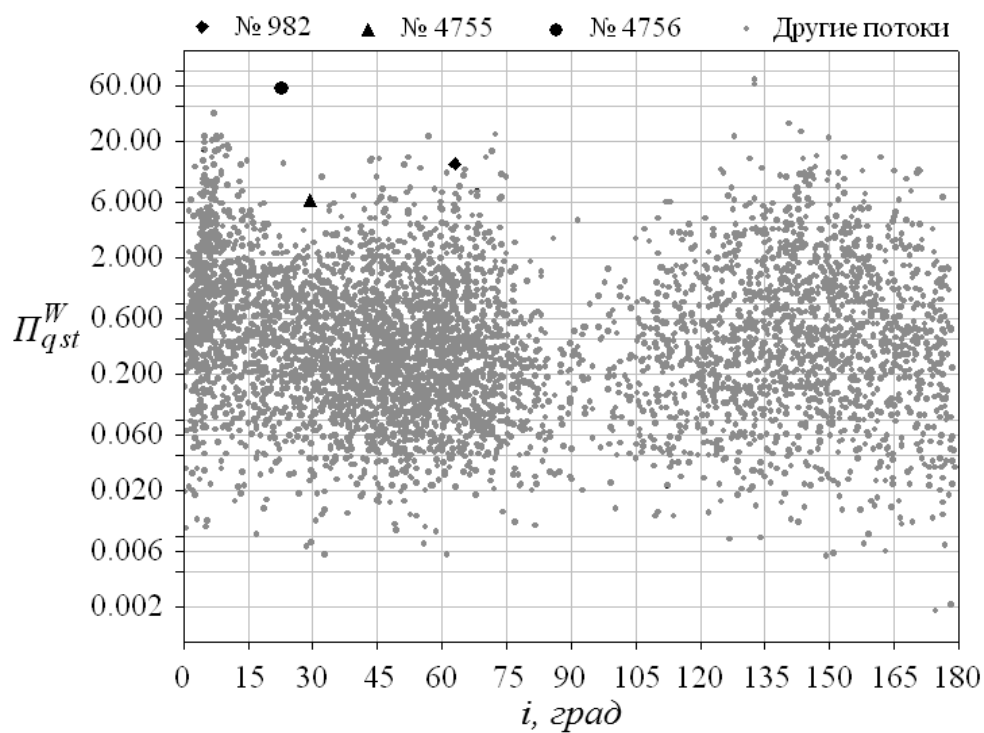


Рис. 16

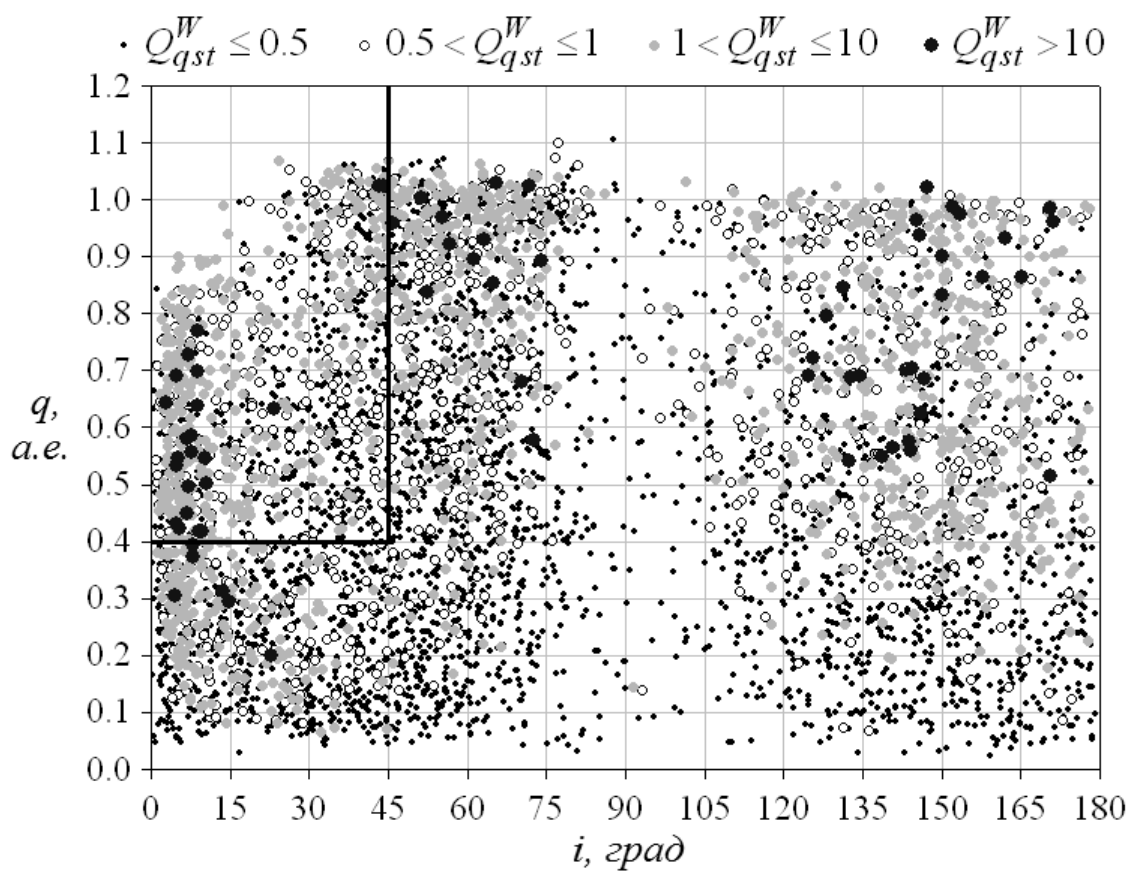


Рис. 17

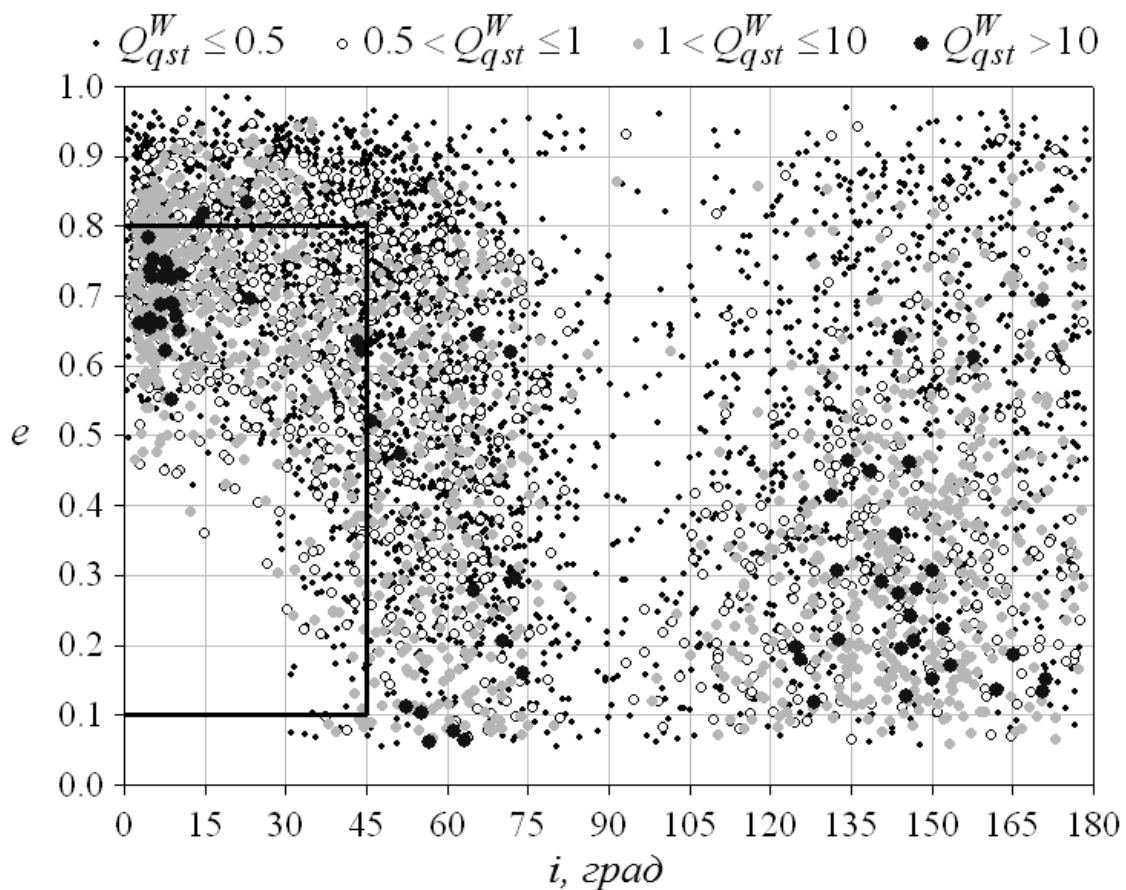


Рис. 18

Подводя итоги, можно констатировать, что среди потоков каталога ХНУРЭ есть такие, приведенная к стандартному перигелию плотность которых превышает плотность такого мощного потока, как № 4756 (GEMINIDS). Причин такого явления может быть две: во-первых, эти потоки являются молодыми и процессы трансформации орбит метеороидов под воздействием гравитационных и негравитационных эффектов еще не привели к уменьшению плотности; во-вторых, пылеобразующие свойства еще не найденных родительских тел превосходят таковые у астероида Phaeton, который, как в настоящее время принято, является родительским телом потока GEMINIDS.

Список литературы:

1. Горелов Д.Ю. Уточнение методики учета физического фактора замечаемости при построении истинных распределений параметров радиометеоров / Д.Ю.Горелов, Ю.И. Волощук // Радиотехника. – 2007. – Вып. 149. – С. 62-68.
2. Горелов Д.Ю. Оценка геометрического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров / Д.Ю.Горелов, Ю.И. Волощук // Прикладная радиоэлектроника. – 2006. – Т. 5, №4. – С. 519-527.
3. Горелов Д.Ю. Новый метод расчета астрономического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров / Д.Ю.Горелов, Ю.И. Волощук // Радиотехника. – 2007. – Вып. 151. – С. 246-252.
4. Горелов Д.Ю. Новый алгоритм оценки пространственной плотности потоков метеоров в подсистеме автоматического определения радиантов и орбит метеорных тел (ПАОРО) радиолокационного комплекса МАРС ХНУРЕ / Д.Ю.Горелов, Ю.И. Волощук // Радиотехника. – 2008. – Вып. 152. – С. 61-71.
5. Волощук Ю.И. Метеорные потоки и ассоциации, выявленные по результатам многолетних радиолокационных наблюдений метеоров в Харькове / Ю.И. Волощук Д.Ю.Горелов. – Харьков : Изд-во НТМТ, 2011. – 382 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2018

*Т.Д. ГУЦОЛ, канд. техн. наук, О.Д. ЧЕРЕНКОВ, д-р техн. наук,
В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук*

АНАЛІЗ СИСТЕМИ ПРИГНІЧЕННЯ ПОТУЖНОЇ ВУЗЬКОПОЛОСНОЇ ПЕРЕШКОДИ В РАДІОМЕТРИЧНОМУ ПРИЙМАЧІ

Вступ

Відомо, що потужна вузькосмугова перешкода, що порівнюється за рівнем з сигналом гетеродина і що діє поблизу частоти гетеродина, поступатиме на змішувач і створюватиме пошкодження сигналу, що приймається [1]. Зважаючи на відсутність у даного класу радіометрів преселектора, така перешкода практично безперешкодно проникатиме на змішувач.

Оскільки частота перешкоди знаходиться поза смугою прийому корисного сигналу, то для звичайних методів захисту від перешкод вона залишається «непоміченою» [2].

У відомій літературі відсутні способи боротьби з подібного класу перешкодами [3]. В результаті виникла необхідність досліджень з розробки способу пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

Літературний огляд

У літературних джерелах розглянуто, що вузькосмугова перешкода пригнічуватиметься вхідним колом залежно від величини настроєння частоти перешкоди, що несе, від центральної частоти вхідного кола [4]. Оскільки вузькосмугова перешкода знаходиться поза смугою прийому корисного сигналу, її пригнічення виявляється непередбачуваним [5, 6 – 9].

У літературі для цілей радіометричного прийому відсутні способи боротьби з подібного класу перешкодами [10].

В зв'язку з цим метод пригнічення вузькосмугової перешкоди поблизу частоти гетеродина, заснований на автоматичному виявленні перешкоди, поєднанні з нею частоти гетеродина і підтримці постійності гетеродинируючого сигналу, виявляється переважним і вимагає додаткових досліджень.

Об'єкт, мета і завдань дослідження

Об'єкт дослідження. Процес пригнічення вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

Метою роботи є аналітичний аналіз методу і схеми в структурі радіометричного приймача для пригнічення вузькосмугової перешкоди поблизу частоти гетеродина.

Для досягнення поставленої мети необхідно було виконати наступні завдання:

1. Обґрунтувати схему приймача з пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди на його вході.
2. Обґрунтувати роботу СВЧ-ключа приймача керування суматорів напруги і фазового детектор у разі появи потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

Аналіз системи пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина

Функціональна схема радіометричного приймача для пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина, приведена на рис. 1.

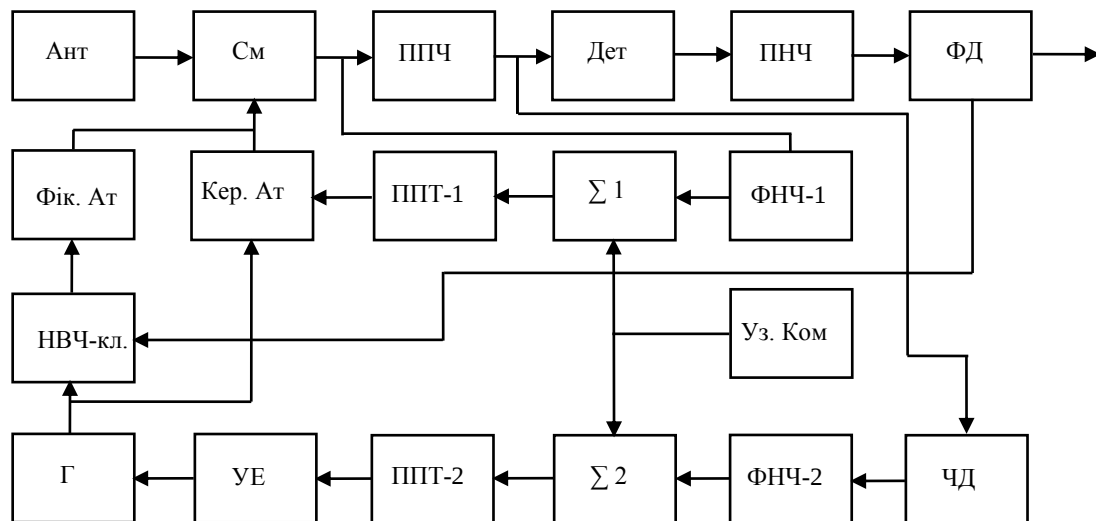


Рис. 1. Функціональна схема радіометра з пригніченням вузькосмугової перешкоди поблизу частоти гетеродина

Для з'ясування можливостей розробленого пристрою оцінимо міру пригнічення вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

При аналізі виходитимемо з наступних припущень:

1. Перешкода гармонійна і діє на постійній частоті з постійною амплітудою A_{II} .

2. Пристрій контролю постійного струму змішувача, керований аттенюатор, дискримінатор і керуючий елемент є безінерційними пристроями, у яких в режимі, що встановився, використовуються тільки лінійні ділянки їх статичних характеристик і характеризуються крутизною перетворення $S_i = S_{AT}$ і S_V відповідно.

3. Величина коефіцієнта посилення 1-го ППС враховується в значенні крутизни S_{AT} . Величина коефіцієнта посилення ППЧ і 2-го ППС враховується в значенні крутизни S_D і S_V відповідно, тому вважаємо коефіцієнти посилення :

$$K_{УПТ_{1,2}} = K_{УПЧ} = 1$$

4. 1-й і 2-й ФНЧ є лінійними колами, що складаються з RC елементів, з передатною функцією

$$K_{\phi}(P) = \frac{1}{T_p + 1} = 1, \quad (1)$$

причому постійні часу 1-го і 2-го фільтрів обрано з міркування $T_1 > T_2$.

5. Кола автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) і автоматичного регулювання амплітуди (АРА) гетеродина незалежні і діють безперервно.

Спочатку визначимо необхідну величину зміни амплітуди сигналу гетеродина при дії перешкоди.

У режимі, що встановився, сигнали гетеродина і перешкоди представимо у виді:

$$u'_r(t) = (U_r - \Delta U_r) \cos(\omega t + \varphi),$$

$$u_{II}(t) = A_{II} \cos \omega t, \quad (2)$$

де φ – кут зрушення фаз між коливаннями гетеродина і перешкоди.

Виходячи з вимоги постійності амплітуди гетеродинируючого сигналу, запишемо:

$$u'_r(t) + u_r(t) = (U_r - \Delta U_r) \cos(\omega t + \varphi) + A_r \cos \omega t = U_r \cos(\omega t + \varphi), \quad (3)$$

Звідки

$$\sqrt{[A_{\Pi} + (U_r - \Delta U_r) \cos \omega]^2 + (U_r - \Delta U_r)^2 \sin^2 \varphi} = U_r. \quad (4)$$

Із (4) знайдемо необхідну величину зміни амплітуди гетеродина:

$$\Delta U_r = A_{\Pi} \cos \varphi + U_r - \sqrt{U_r^2 - A_{\Pi}^2 \sin^2 \varphi}. \quad (5)$$

Враховуючи, що $A_{\Pi} \ll U_r$, запишемо:

$$\Delta U_r = A_{\Pi} \cos \varphi \quad (6)$$

В силу незалежності функціонування схем АПЧ і автоматичного регулювання амплітуди (АРА) помилки регулювання цих схем також вважаємо незалежними. У такому разі помилка пригнічення перешкоди визначиться як сума середніх квадратів погрешностей кожної з схем. Визначимо помилку схеми автоматичного регулювання амплітуди.

Представимо цю схему в зручнішому для аналізу виді (рис. 2).

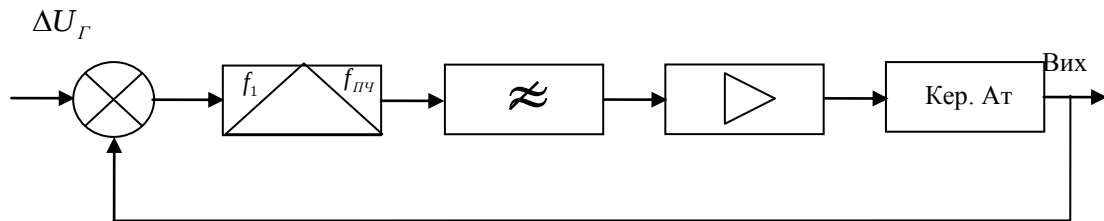


Рис. 2. Схема автоматичного регулювання амплітуди

Задаючою дією тут являтиметься необхідна величина зміни амплітуди гетеродина ΔU_r .

З урахуванням прийнятих вище припущень передатна функція схеми матиме вигляд

$$K_A(p) = \frac{k_1}{T_1 p + k_1 + 1}, \quad (7)$$

де $k_1 = S_i = S_{AT}$ – повний коефіцієнт посилення розімкненого кола схеми АРА.

Тоді помилка визначиться так:

$$\Delta A_{\Pi_A} = C_{0_A} \Delta U_r = C_{0_A} A_{\Pi} \cos \varphi, \quad (8)$$

де C_{0_A} – коефіцієнт помилки, визначається як [11]:

$$C_{0_A} = 1 - K_A(0) = \frac{1}{k_1 + 1}. \quad (9)$$

Тоді

$$\Delta A_{\Pi_A} = \frac{A_{\Pi} \cos \varphi}{k_1 + 1}. \quad (10)$$

З (10) видно, що при збільшенні коефіцієнта посилення схеми помилка може бути досягнута скільки завгодно малої величини.

Визначимо помилку схеми автоматичного регулювання амплітуди (АРА) в результаті дії шумів вхідних кіл радіометра.

Вважаючи вхідні шуми ергодичним нормальним випадковим процесом з рівномірним спектром і спектральною щільністю S_0 , визначимо дисперсію помилки відповідно до виразу [12]:

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_0 K_A^2(\omega) d\omega, \quad (11)$$

де $K_A(\omega)$ – модуль комплексної частотної характеристики системи АРА.

Підставивши в (11) формулу (7), замінивши P на $j\omega$, отримаємо:

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_0 \frac{k_1^2}{|T_1 j\omega + k_1 + 1|^2} d\omega = \frac{S_0 k_1^2}{2T_1(k_1 + 1)}, \quad (12)$$

Із (12) видно, що збільшення коефіцієнта посилення схеми приводить до збільшення дисперсії помилки. Зменшити помилку можна шляхом збільшення T_1 , що негативно позначиться на швидкодії схеми АРА.

Визначимо помилку пригнічення перешкоди за рахунок впливу схеми АПЧ. Вплив схеми АПЧ виражатиметься в зміні фазового кута між коливаннями гетеродина і перешкоди. В цьому випадку необхідна величина зміни амплітуди гетеродина при дії перешкоди може бути представлена так:

$$\Delta U_r(t) = A_{II} \cos[\varphi - \delta\varphi(t)], \quad (13)$$

де $\Delta\varphi(t)$ – зміна фазового кута за рахунок помилки схеми АПЧ, яка може бути виражена через помилку підстроювання частоти:

$$\Delta\varphi(t) = 2\pi \int_0^t \Delta f_r(t) dt. \quad (14)$$

Для малих приростів $\Delta\varphi(t)$ формулу (13) можемо перетворити до виду

$$\Delta U(t) = A[\cos\varphi \cos\delta\varphi(t) + \sin\varphi \sin\delta\varphi(t)] \approx A\cos\varphi + A\sin\varphi \delta\varphi(t). \quad (15)$$

Звідки, якщо відняти (6), отримаємо:

$$\Delta U_r(t) = \Delta U(t) - \Delta U_{II} = A_{II} \sin\varphi \delta\varphi(t). \quad (16)$$

При фіксованих частотах гетеродина і перешкоди помилка управління частотою гетеродина

$$\delta f_r = \frac{|f_r - f_{II}|}{k_2 + 1}, \quad (17)$$

де $k_2 = S_d S_y$ – повний коефіцієнт посилення розімкненого кола схеми АПЧ.

Тоді з (16) з обліком (14) отримаємо:

$$\Delta U_r(t) = \frac{2\pi |f_r - f_{II}| t}{k_2 + 1} A_{II} \sin\varphi. \quad (18)$$

З (18) видно, що за рахунок збільшення k_2 в початковий момент помилка пригнічення

перешкоди може бути досягнута скільки завгодно малою, проте, зі збільшенням часу функціонування схеми АПЧ, помилка зростатиме.

Визначимо помилку пригнічення перешкоди за рахунок впливу внутрішніх шумів приймача на схему АПЧ. Вважаємо, що на вході схеми АПЧ діють шуми, що є ергодичним нормальним випадковим процесом з рівномірним спектром і спектральною щільністю S_0 .

З (16) запишемо вираз для дисперсії флуктуації амплітуди перешкоди за рахунок випадкової зміни фази коливань гетеродина:

$$\sigma_{A\omega}^2 = A_{II}^2 \sin^2 \varphi \sigma_\varphi^2, \quad (19)$$

де σ_φ^2 – дисперсія флуктуації фази гетеродина за рахунок дії шумів на схему АПЧ, яка може бути визначена так:

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\Delta\omega_{ef}}{2}}^{\frac{\Delta\omega_{ef}}{2}} S_\varphi(\omega) d\varphi, \quad (20)$$

де $S_\varphi(\omega)$ – спектральна щільність флуктуації фази коливань гетеродина; $\Delta\omega_{ef}$ – ефективна смуга схеми АПЧ.

Ефективна смуга схеми АПЧ може бути отримана з [9]:

$$\Delta\omega_{ef} = \frac{1}{2\pi K_\omega^2(0)} \int_{-\infty}^{\infty} K_\omega^2(\omega) d\varphi, \quad (21)$$

де $K_\omega(\omega)$ – модуль комплексної частотної характеристики схеми АПЧ.

Запишемо вираз для $K_\omega(\omega)$ в наступному виді:

$$K_\omega(\omega) = \frac{k_2}{|T_2 j\omega + k_2 + 1|} = \frac{k_2}{\sqrt{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}}. \quad (22)$$

$$K_\omega(\omega) = \frac{k_2}{|T_2 j\omega + k_2 + 1|} = \frac{k_2}{\sqrt{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}}.$$

Після підстановки (22) в (21) отримаємо:

$$\Delta\omega_{ef} = \frac{(k_2 + 1)^2}{2\pi k_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k_2^2}{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2} d\omega = \frac{k_2 + 1}{2T_2}. \quad (23)$$

Значення $S_\varphi(\omega)$ знайдемо через спектральну щільність флуктуації частоти гетеродина:

$$S_\varphi(\omega) = \frac{S_\omega(\omega)}{\omega^2}. \quad (24)$$

Величина $S_\omega(\omega)$ по відомій спектральній щільності шумів, що діють на вході схеми АПЧ, визначається виразом

$$S_\omega(\omega) = S_0 K_\omega^2(\omega) \alpha_{ПРШ} = \frac{S_0 k_2^2 \alpha_{ПРШ}}{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}, \quad (25)$$

де $\alpha_{ПРШ} = 1 \text{ рад}^2/\text{Вт}$ – одиничний коефіцієнт, що враховує перетворення в схемі АПЧ амплітудних шумів у флуктуацію частоти.

Після підстановки отриманих результатів в (20) запишемо:

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{k_2+1}{4T_2}}^{\frac{k_2+1}{4T_2}} \frac{S_0 k_2^2 \alpha_{ППШ}}{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2} d\omega = \frac{S_0 k_2^2 T_2 \alpha_{ППШ}}{(k_2 + 1)^3} \operatorname{arctg} \frac{1}{4}. \quad (26)$$

Остаточний вираз для дисперсії флуктуації амплітуди перешкоди за рахунок дії шумів на схему АГГЧ матиме вигляд:

$$\sigma_{A\omega}^2 = A_{\Pi}^2 \frac{S_0 k_2^2 T_2 \sin^2 \varphi \alpha_{ППШ} \operatorname{arctg} 0,25}{(k_2 + 1)^3}. \quad (27)$$

З (27) видно, що $\sigma_{A\omega}^2$ може бути зменшена за рахунок збільшення коефіцієнта посилення розімкненого кола схеми АПЧ k_2 , що співпадає з вимогами (18).

Сумарна помилка за рахунок дії внутрішніх шумів в розглянутому методі пригнічення перешкод може бути записана так:

$$\sigma_{Ш}^2 = \sigma_A^2 + \sigma_{A\omega}^2 = \frac{S_0 k_1^2}{2T_1(k_1 + 1)} + A_{\Pi}^2 \frac{S_0 k_2^2 \sin^2 \varphi \alpha_{ППШ} \operatorname{arctg} 0,25}{(k_2 + 1)^3}. \quad (28)$$

З аналізу цього методу пригнічення перешкоди можна зробити висновок, що для зменшення вкладу в загальну похибку схемою АРА, потрібне введення в її прямій гілці інтегруючої ланки, що дозволяє отримати помилку по положенню рівної нулю, при цьому помилка за рахунок дії внутрішніх шумів може бути понижена зменшенням коефіцієнта посилення схеми АРА і збільшенням постійною часу фільтру T_1 . Для виключення помилки подавлення перешкоди і рахунок помилки управління частотою гетеродина схемою АПЧ (18), в колі управління частотою також необхідно встановити інтегруючу ланку. Тоді помилка схеми АПЧ визначатиметься внутрішніми шумами схеми і може бути зроблена скільки завгодно малою за рахунок збільшення коефіцієнта посилення.

Оцінимо виграш в завадостійкості радіометра при застосуванні цієї схеми.

У даному типі радіометрів найкращі характеристики матиме змішувач, виконаний на основі діодів з бар'єром Шотки (ДБШ). При великих рівнях вхідного сигналу вольтамперну характеристику ДБШ доцільно представляти статечною апроксимацією:

$$i(u) = i_0 u^m,$$

де m – міра апроксимації [13 – 14].

Можна показати, що при однакових частотах гетеродина і перешкоди вираз для відношення сигнал/перешкода по потужності на виході змішувача на ДБШ матиме вигляд:

$$\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}} \right)_{ВИХ} = q_{ВИХ} = \left[\left(1 + \frac{1}{q_{\Gamma}^2} \right)^{m-1} - 1 \right]^{-2}, \quad (29)$$

де q_{Γ} – відношення гетеродина/перешкода за напругою.

Висновки

1. У радіотермометрі із стежачою системою міра пригнічення вузькосмугової перешкоди визначається величиною коефіцієнта посилення кола автоматичного регулювання, часом затримки і постійною фільтру нижніх частот.

2. Застосування в схемі радіометричного приймача кола автоматичного підстроювання частоти автоматичного регулювання амплітуди гетеродина дозволяє подавити вузькосмугову

перешкоду, близьку до частоти гетеродина, не менше чим на 90 дБ, причому швидкодія реально може бути досягнута не гірше $10^{-2} - 10^{-3}$ с.

3. Удосконалення пригнічення перешкод можливе за рахунок використання методів обробки даних, що викладено в [15 – 21].

Список літератури:

1. Ищенко А. Н. Помехоустойчивость широкополосных систем связи при различных методах подавления сосредоточенных по спектру помех // Труды учебных институтов связи. – 2009. – № 55. – С. 19 – 30.
2. Семенов А. М. Широкополосная радиосвязь / А. М. Семёнов, А. А. Сикарёв. – Москва : Воениздат, 1970. – 280 с.
3. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний источников промышленных радиопомех. – Москва : Изд-во стандартов, 1984. – 78 с.
4. Уайт Р. Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Москва : Сов. радио, 1977. – 352 с.
5. Каменев Е. Ф. Методы обработки сигналов при наличии помех в линиях связи. – Москва : Радио и связь, 1985. – 215 с.
6. N. Kosulina. Determining parameters of electromagnetic radiation for energoinformational disinfection of wool in its pretreatment / N. Kosulina, A. Cherenkov, E. Pirotti, S. Moroz, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2017. – №2/5(86). – Р. 52 – 59.
7. N. Kosulina. Analysis of the electromagnetic field of multilayered biological objects for their irradiation in a waveguide system pretreatment / N. Kosulina, V. Popriadukhin, I. Popova, A. Cherenkov, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2017. – №6/5(90). – Р. 58 – 66.
8. Kosulina N. Theoretical Analysis of electromagnetic field electric tension distribution in the seeds of cereals / N. Kosulina, A. Cherenkov, I. Konstantinov, A. // Науково-дослідний журнал фармацевтичних, біологічних та хімічних наук. – 2015. – № 281. – С. 231 – 247.
9. Kosulina N. Synthesis of radiometric receivers on the criterion of statistical invariance to fluctuations of strengthening and narrow-band interference / N. Kosulina, V. A. Cherenkov, T. Hutsol, V. Popriadukhin, I. Popova // Технологічний аудит і резерви виробництва. – 2018. – № 1 /1(39). – С. 42 – 51.
10. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – Москва : Сов. радио, 1977. – 608 с.
11. Олейник В. Н., Приборы и методы температурных измерений / В. Н. Олейник, Ладзина С. И., Ладзин В. П., Жагуло О. М. – Москва : Изд-во стандартов, 1987. – 296 с.
12. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. – Москва : Наука, 1977. – 560 с.
13. Линевич Ф. Измерение температур в технике : Справочник. – Москва : Металлургия, 1980. – 544 с.
14. Радиолокационные станции обзора земли ; под ред. Г. С. Кондратенкова. – Москва : Радио и связь, 1983. – 272 с.
15. Semenets V.V. Analysis of electromagnetic environment and modeling of spurious radiation sources / V.V. Semenets, T.E. Stytcenko // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). – 2016. – № 75(15). – Р. 1385-1396
16. Semenets V.V. Coordinate method for estimation of radial velocity in systems of acoustic sounding of the atmosphere / V. V. Semenets, V.I., Leonidov // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). – 2017. – № 76(3). – Р. 245-251
17. Щапов П. Ф. Получение информационной избыточности в системах измерительного контроля и диагностики измерительных объектов / П. Ф. Щапов, О. Г. Аврунин // Український метрологічний журнал. – 2011. – № 1. – С. 47-50.
18. Аврунин О. Г. Сравнение дискриминантных характеристик риноанометрических методов диагностики / О. Г. Аврунин, В. В. Семенец, П. Ф. Щапов // Радиотехника. – 2011. – №164. – С. 102-107.
19. Аврунин О.Г. О возможности применения современной пропорциональной электроники для моделирования дыхания человека / О. Г. Аврунин, Х. Фарук // Промислова гідравліка і пневматика. – 2013. – № 3(41). – С. 78–82.
20. Аврунин О.Г. Повышение достоверности риноанометрической диагностики путем учета статистических характеристик измеряемых сигналов // Радиотехника. – 2013. – № 174. – С. 73–80.
21. Аврунин О.Г. Методика метрологической аттестации риноанометров при использовании расходомеров на основе сопла Вентури // Радиотехника. – 2013. – № 172. – С. 154–160.

Подільський державний
аграрно-технічний університет;
Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка

Надійшла до редколегії 09.07.2018

**ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ
МАЛОЗАМЕТНЫХ И МАЛОПОДВИЖНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ****Введение**

Совершенствование техники, развитие научных исследований в различных областях приводит к необходимости внедрения интеллектуальных систем контроля воздушного пространства, в частности контроля малоаметных и малоподвижных воздушных объектов. В последние годы одной из наиболее динамично развивающихся областей являются беспилотные летательные аппараты, использующиеся для различных целей, в том числе для разведки воздушной и наземной обстановки в зоне боевых действий. В этой сфере активно используются все последние достижения в области передачи, приема и обработки информации.

В связи с этим, вопросы повышения эффективности систем контроля малоаметных и малоподвижных воздушных объектов актуальны. В данной работе предлагается повысить возможности обнаружения и сопровождения малоаметных и малоподвижных воздушных объектов за счет накопления энергетической и семантической составляющих сигнальной информации.

В известных информационных системах мониторинга воздушного пространства [1, 2] существуют операции, основанные на анализе информации текущего и нескольких предыдущих циклов измерений. В этих системах, как правило, недостаточно используются алгоритмы, в основе которых лежит модель человека-оператора и связанные с возможностью параллельного восприятия полученной информации с последующим принятием решения по анализу признаков.

Анализ публикаций показывает, что в существующих технологиях сбора и обработки сигнальной информации в основном используются статистические методы, которые не позволяют проводить содержательный анализ информации, связанный с проблемой зрительного восприятия сигналов и сигнальных образов и описанием сложных планов поведения в динамических средах. Как показывает практика, подобные операции возможны при совершенствовании процедур автоматизированной обработки сигнальной информации на основе интеллектуальной технологии, которая приблизит процедуры восприятия и анализа сигналов и сигнальных образов к логике человека [3, 4].

В данной работе также используются некоторые операции логического распознавания и компараторной идентификации [5, 6], в которых обработка информации выполняется согласно четко определенному алгоритму для выделения необходимой информации. Основная сложность в методах логического распознавания образов состоит в низкой автоматизации процессов обработки данных, в том числе в системах обнаружения, распознавания и интеллектуального анализа сигналов объектов.

Преимуществом алгоритмов, в основе которых лежит модель человека-оператора, является вариативный комплексный анализ пространственно-временной картины (геометрического образа сигнальной информации) [7, 8]. Однако в настоящее время есть существенная проблема математического описания человеческих ощущений объективных процессов физического мира [6], в том числе математического описания восприятия человеком-оператором пространственно-временной картины сигнальной информации о динамике воздушной и наземной обстановки.

Цель и задачи исследования. Цель – повышение эффективности обнаружения и распознавания геометрических образов малоподвижных, малоаметных воздушных объектов за счет накопления энергетической и семантической составляющих сигнальной информации. Задачи – разработка новых методов восприятия, формализации и преобразования сигнальной информации в изображения с целью обеспечить накопление и выделение важнейших отли-

чительных семантических признаков с точки зрения той или иной конкретной задачи идентификации малоподвижных объектов и параметров их движения.

Пространственно-временная модель сигналов

Для исследований в качестве интеллектуальной системы контроля малозаметных и малоподвижных воздушных объектов выбрана обзорная РЛС, работающая в режиме кругового или секторного обзора. При работе такая РЛС формирует N измерительных каналов от каждого элемента зоны обзора, размеры которого определяются разрешающей способностью или импульсным объемом РЛС. Полученные сигналы о воздушных объектах запоминаются в памяти и формируют карту (матрицу) интенсивностей сигналов зоны обзора РЛС.

В результате многообзорного накопления формируется новый пространственный сигнальный образ или виртуальное изображение. Формируется такое изображение в динамической памяти с искусственным послесвечением, т.е. постепенным забыванием истории сигнальной информации. Изображение воздушных объектов на экране индикатора обзорной РЛС или на его эквиваленте в матричной памяти в пределах одного цикла (обзора) измерений РЛС формируется в виде отметок (пачка принятых сигналов, величина которой определяется шириной диаграммы направленности антенны). Для подвижных объектов при накоплении отметок сигналов в пределах нескольких обзоров РЛС можно сформировать так называемый трассовый след. Размер отметки по дальности для летающих аппаратов ограничивается одним элементом зоны обзора РЛС, так как их размеры намного меньше импульсного объема. Размер отметки по азимуту определяется шириной диаграммы направленности (ДН) антенны.

Пространство сигнальных образов (виртуальное изображение), сформированное в динамической памяти с искусственным послесвечением, обладает определенным распределением их расположения и амплитуд $q_{ij}(r, \beta, t, T_s, \Delta)$. Это распределение зависит от координат (x, y) местоположения воздушного объекта, времени t , периода обзора РЛС T_s и параметра Δ искусственного послесвечения (рис.1).

Полагаем, что формируемый в памяти массив данных представляет собой прямоугольную матрицу амплитуд радиолокационного сигнала $\|A\|$ размером $M \times N$. Каждый элемент матрицы a_{ij} связан с соответствующим участком лоцируемой зоны соответственно, где i, j – номера элементов матрицы по дальности D и азимуту β .

Режим искусственного послесвечения в массиве амплитуд $\|A\|$ осуществляется уменьшением величины амплитуды q_{ij}^{k-1} предыдущего $(k-1)$ -го цикла обзора на определенную величину Δ в случае отсутствия сигнала в текущем k -м обзоре:

$$q_{ij}^k = q_{ij}^{k-1} - \Delta, \text{ при } q_{ij}^k = 0 \cap q_{ij}^{k-1} > 0. \quad (1)$$

Для таких условий модель трассового следа отметок подвижного объекта будет определяться как совокупность затухающих отметок вдоль направления движения с дискретностью, определяемой скоростью воздушного объекта V_0 и временем цикла измерений РЛС T_s (рис.1).

Эффективность обнаружения сигнальных отметок на фоне ДНО определяется отношением сигнал/помеха по формуле [1, 2]:

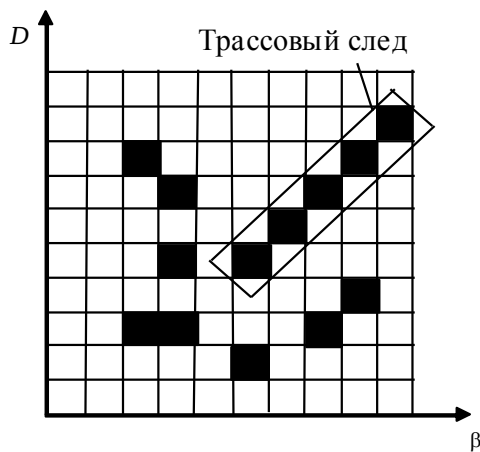


Рис.1. Модель трассового следа отметок

Повышение эффективности выделения отметок малоподвижных и малозаметных воздушных объектов предполагает выполнение операций накопления, как энергии сигнала, так и информации об изображении трассового следа в виде предикатных признаков и функций, сформированных за ряд обзоров РЛС. По предварительным оценкам накопленной энергии сигнала и информации о формировании трассового следа за ряд обзоров РЛС показывает, что при размерах трассового следа 7–9 отметок эффективность выделения отметок подобных воздушных объектов наилучшая.

Технология предикатного представления и анализа сигналов

В разработанную технологию входят операции формализации и анализа геометрического образа трасс подвижных объектов на основе математического аппарата алгебры конечных предикатов [6 – 9].

Пусть $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mn}\}$ – фиксированное множество, представляющее собой прямоугольную матрицу $\|A\|$ размерностью $M \times N$, состоящее из элементов $k = m \times n$ – значений амплитуд сигналов в элементах обработки зоны обзора РЛС, а B – некоторое из его подмножеств $B \subseteq M$, амплитуды сигналов которого q_{ij} превышают пороговые значения V_{ij} . Составляем набор логических элементов t_{ij} по следующему принципу: если $q_{ij} \in B$, то $t_{ij} = 1$; если $q_{ij} \notin B$, то $t_{ij} = 0$, $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, n}$.

Предикат $A(x)$ на множестве M , соответствующий множеству B элементов обработки, превысивших порог с характеристикой $(t_{11}, t_{12}, \dots, t_{ij}, \dots, t_{mn})$, запишем так:

$$A(x) = t_{11}x^{q_{11}} \vee \dots \vee t_{mn}x^{q_{mn}} = \bigvee_{i=1, j=1}^{mn} t_{ij}x^{q_{ij}} \quad (3)$$

Здесь выражение $x^{q_{ij}}$ – форма узнавания события. Когда $x = q_{ij}$, то $x^{q_{ij}} = 1$.

Для формализации процессов восприятия и преобразования сигналов и сигнальных образов использованы модели семантической обработки сигнальной информации и алгебра конечных предикатов. Для описания ситуации вокруг анализируемого в данный момент элемента зоны обзора РЛС в качестве семантической составляющей вводится система предикатных признаков, позволяющая формализовать происходящие изменения в течение нескольких обзоров РЛС:

$$g = \frac{[Q_s(t - (k-1) \cdot T_s) - (k-1) \cdot \Delta]^2}{Q_{nr}^2}, \quad (2)$$

где Q_s – амплитуда отметки сигнала; Q_{nr}^2 – дисперсия отметок ДНО; T_s – период обзора РЛС.

Анализ (2) показывает, что отношение сигнал/помеха g увеличивается при уменьшении параметра затухания Δ . Однако при этом повышается вероятность ложной тревоги за счет долго затухающих отметок неподвижных объектов, появившихся в предыдущих обзорах РЛС.

– предикатный признак Z_{nij}^p повтора сигналов в a_{ij} элементе обработки (i, j – номера элементов (дискрет) по дальности и азимуту; p – номер обзора, начиная с текущего обзора). Определяется как повтор сигналов в текущем и предыдущем обзорах;

– предикатный признак Z_{yij} ухода отметки в элементах обработки, прилегающих к рассматриваемому элементу;

При таких исходных условиях предикатные признаки формируются по следующему правилу:

$$Z_{nij} = 1 \text{ при } A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0 \quad (4)$$

$$Z_{yij} = 1 \text{ при } A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0 \wedge Z_{nij} = 0, \quad (5)$$

где $A(x)$ – предикат события наличия-отсутствия сигнала в соответствующем элементе обработки.

Поскольку для формирования предикатного признака трассового следа используется признак Z_{yij} , то осуществляется операция обновления (экстраполяции) данного признака с учетом его предыстории перезаписыванием в ту же ячейку памяти, в которой он был записан. Основой для сохранения значения признака является либо его повторное формирование при выполнении соответствующих условий (5), либо наличие ненулевого уровня амплитуды сигнала в рассматриваемой ячейке, либо выполнение двух этих условий одновременно:

$$Z_{yij} = 1 \text{ при } Z_{yij}^k = 1 \vee (Z_{yij}^{k-1} = 1 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0). \quad (6)$$

С учетом сформированного признака Z_{yij} приступим к формированию предикатного признака трассового следа Z_{tyij} , позволяющего получить информацию о величине и направлении трассового следа отметок от подвижных воздушных объектов, образуемого как совокупность предикатных признаков ухода отметок Z_{tyij} .

Предикатный признак Z_{tyij} формирования трассового следа сигнальной отметки имеет вид предикатного уравнения [9]

$$Z_{tyij} = \bigwedge_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} Z_{yi+k_n, j+l_n} = Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{yi+(k_{n-1}), j+(l_{n-1})} \wedge Z_{yi+k_n, j+l_n} = 1, \quad (7)$$

где $(k_1 - k_n, l_1 - l_n)$ – номера элементов изображения трассового следа для анализируемого элемента ij .

Полученный признак трассового следа из предикатного уравнения (7) используется двояко: как семантическая составляющая при определении информации о величине и направлении трассового следа отметок от подвижных воздушных объектов при определении величины накопленной энергии сигнала, а также как дополнительный отличительный признак при обнаружении (классификации или распознавании) отметок малозаметных и мало-подвижных воздушных объектов.

Проведены экспериментальные работы по проверке эффективности предложенной технологии. Апробация проведена в соответствии с правилом, если: 1) отметке соответствуют предикатный признак Z_n , то отметка относится к классу неподвижного объекта, например дискретных мешающих отражений типа «анге-эхо»; 2) отметке соответствует предикатный признак Z_{tyij} один или в совокупности с признаком Z_n , то отметка относится к классу мало-подвижных и малозаметных воздушных объектов.

Результаты исследования

Операции формирования совокупности предикатных признаков Z_{tyij} и Z_n как геометрического сигнального образа малоподвижных и малозаметных воздушных объектов и их обнаружение и распознавание составляют основу предлагаемой технологии обработки сигналов в интеллектуальной системе контроля воздушного пространства.

Размер длины трассового следа или значения $k_1, l_1 \dots k_n, l_n$ выбираем исходя из необходимого для анализа количества затухающих отметок в трассовом следе. Анализ модельных экспериментов по оценке эффективности выделения отметок малоподвижных и малозаметных воздушных объектов по признакам накопленной энергии сигнала и информации о формировании трассового следа за ряд обзоров РЛС показывает, что при размерах трассового следа 7-9 вероятность правильного обнаружения малозаметных объектов при одинаковых исходных данных повышается с 0,2 до 0,8.

При анализе трассового следа введено понятие пространственного спектра как распределение амплитуд отметок трассового следа в направлении, определяемом вектором (k_n, l_n) согласно предикатному уравнению (7). Вид распределения амплитуд отметок трассового следа формируется согласно (1) путем постепенного уменьшения (затухания) поступившего сигнала при условии отсутствия его обновления в последующих обзорах, поэтому заранее известно, каким должно быть распределение амплитуд (пространственный спектр) отметок трассового следа. Используя данные о форме и пространственном спектре трассового следа, можно определить его направление (вектор скорости воздушного объекта)

и суммарную амплитуду в виде $W1_{ij} = \sum_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n}$. Так как беспилотные летательные аппараты, использующиеся для разведки воздушной и наземной обстановки, могут находиться как в режиме полета, так и в режиме зависания, то и поток сигнальной информации будет сопровождаться разными семантическими составляющими, а именно: в режиме полета – предикатным признаком Z_{tyij} трассового следа; в режиме зависания – предикатным признаком Z_{nij}^p повтора сигнала. Тогда суммарная амплитуда с учетом режима зависания будет определяться как

$$W_{i,j} = W1_{i,j} + W2_{i,j} = \sum_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n} + \sum_p q_{i,j}^p \cdot Z_{nij}^p \quad (8)$$

Полученная сумма амплитуд отметок, попавших в пределы пространственного спектра вектора трассового следа и режима зависания, сравнивается с порогом. Порог выбирается из известной величины σ , среднеквадратического отклонения шума. Сигнал, прошедший пороговую обработку, используется в качестве энергетического признака.

По виду предикатного признака (функции) трассового следа, найденного из предикатного уравнения (7) путем перебора значений k_n, l_n , и по энергетическому признаку накопленной амплитуды отметок (8) осуществляется процедура распознавания отметок малоподвижных и малозаметных воздушных объектов за ряд обзоров РЛС.

Заключение

Разработанная технология обработки сигналов частично была реализована в системе обнаружения и распознавания радиолокационного изображения малоподвижных воздушных объектов типа «спортивный самолет АН-12» и малозаметного и неподвижного мешающего воздушного объекта типа «ангел-эхо» [6].

Проведена оценка эффективности предлагаемого метода по реальным экспериментальным данным. При расчетах по обоснованию эффективности предлагаемого алгоритма и устройства пространственно-спектральной фильтрации с использованием многообзорной обработки была использована для сравнения классическая модель внутриобзорной обработки радиолокационного сигнала. На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения малозаметных целей D от длины трассового следа L и вероятности ложной тревоги F . Анализ рисунка показывает, что использование информации об отметках цели за ряд последующих обзоров повышает вероятность правильного обнаружения. При соответствующих размерах окна анализа (согласован с длиной трассового следа) вероятность правильного обнаружения малозаметных целей D при одинаковых исходных данных повышается с 0,2 при внутриобзорной обработке до 0,8 при использовании алгоритма трассовой фильтрации (рис 2).

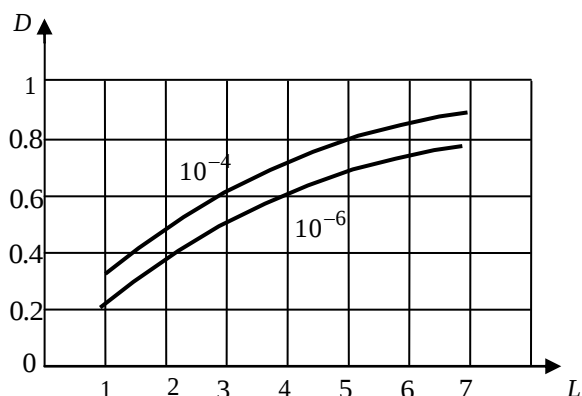


Рис. 2. Графики зависимости вероятности обнаружения малозаметных целей D от длины трассового следа L и вероятности ложной тревоги F

Таким образом, использование предлагаемых алгоритмов интеллектуальной системы обработки по сравнению с классическими методами внутриобзорной обработки позволяет существенно увеличить эффективность обнаружения отметок малозаметных и мало-подвижных воздушных объектов.

Список литературы:

1. Справочник по радиолокации : в 2 кн. ; под ред. М. И. Скольника ; пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. – Москва : Техносфера, 2014. – 672 с.
2. Li Jian Radar Signal Processing and Its Applications / Jian Li, R. Hummel, P. Stoica, E. G. Zelnio – Springer, 2013. – 279 p. https://books.google.de/books?id=9K_hBwAAQBAJ&hl=ru&source=gbs_navlinks_s.
3. George F. L. Artificial Intelligence: Structures and Strategies for Complex Problem-Solving, 4ed. – Wil-liams, 2005. – 864 p.
4. Chen Kun-Mu. Microwave life-detection systems for searching human sub-jects under earthquake rubble or behind barrier / Kun-Mu Chen, Yong Huang, Jianping Zhang, A. Norman and others // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 2000. – V. 47, Issue 1. – pp. 105-114. – DOI: 10.1109/10.817625.
5. Zhuravlev Yu. I. Analysis of a training sample and classification in one recognition model / Yu. I. Zhuravlev, L. A. Aslanyan, V. V. Ryazanov // Pattern Recognition and Image Analysis: Pleiades Publishing, 2014. – V. 24, Issue 3. – pp 347–352. – <https://doi.org/10.1134/S1054661814030183>.
6. Жирнов В. В. Картинные методы извлечения и анализа радиолокационной информации в обзорных РЛС / В. В. Жирнов, А. И. Дохов // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : ХНУРЭ, 2004. – Т. 3. № 1. – С. 29-34.
7. Жирнов В. В. Интеллектуальная система многообзорной обработки радиолокационной информации / В. В. Жирнов, С. В. Солонская // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков : ХНУРЭ, 2007. – № 3. – С. 6-12.
8. Солонская С. В. Предикатное представление сигналов в многоканальных информационных системах / С. В. Солонская, В. В. Жирнов // Сб. матер. 5-й Междунар. научно-техн. конф. «Информационные системы и технологии». – Харьков : ХНУРЭ, 2016. – С. 55-56.
9. Солонская С. В. Технология обработки сигналов в интеллектуальной системе обнаружения и распознавания воздушных объектов / С. В. Солонская, В. В. Жирнов // Системи обробки інформації. – Харків : ХУПС, 2015. – № 11(136) – С. 68-72.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.07.2018

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД С ШУМО- И СИГНАЛЬНО-ЗАВИСИМЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО ШУМА В СИГНАЛЕ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММЫ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Введение

В целях улучшения эффективности обнаружения, предупреждения и лечения сердечно-сосудистых заболеваний и повышения достоверности их диагностики применяются компьютерные системы длительного мониторинга и автоматического анализа сигнала электрокардиограммы (ЭКГ). Для таких систем необходимо обеспечить высокое качество подавления шума в реальном времени, так как от этого зависит точность автоматических измерений и анализа данных – как следствие принятие достоверных диагностических решений.

Большинством алгоритмов цифровой обработки сигналов наряду с положительным эффектом – подавлением помех вносятся искажения (динамические ошибки) в обрабатываемый сигнал [1]. Такие ошибки могут привести к потере или неправильной интерпретации важных параметров сигнала. Поэтому применять фильтрацию желательно тогда, когда ее положительный эффект преобладает над отрицательным. Обычно фильтровать не следует участки с высокой динамикой сигнала при очень низком уровне шума. Однако в остальных случаях шум необходимо устранять, так как его наличие является причиной существенного ухудшения точности измерений и автоматического анализа данных. При различном уровне шума степень его подавления зависит от параметров фильтра, в частности от размера окна. Соответственно, качество фильтрации улучшается при адаптивной в зависимости от уровня шума настройке параметров алгоритма обработки.

В длительных сигналах ЭКГ присутствует электромиографический (ЭМГ) шум, возникающий при сокращении или напряженности мышечных волокон. ЭМГ шум – сложная физиологическая помеха, поскольку регистрируется и усиливается в смеси с полезным сигналом и имеет протяженный спектр частот, существенно пересекающийся со спектром ЭКГ. ЭМГ шум может присутствовать или отсутствовать и иметь различный уровень. Данную помеху необходимо устранять с помощью адаптивных методов цифровой обработки [2 – 17]. Однако, если при наличии ЭМГ шума его необходимо подавлять, то при его отсутствии или очень низком уровне в области высокочастотного QRS-комплекса фильтрацию применять нежелательно, чтобы не исказить важные диагностические параметры ЭКГ. Таким образом, актуальной задачей является разработка алгоритмов фильтрации ЭКГ в реальном времени, осуществляющих адаптацию параметров, как в зависимости от характера поведения сигнала (низкочастотного, высокочастотного), так и при изменении уровня шума.

Динамическое изменение длины интервала аппроксимации для применения оптимального алгоритма Савицкого – Голея (S&G) [18] не только в зависимости от характера сигнала, но от уровня шума предложено в [3]. Однако в данном алгоритме для адаптивной настройки размера окна необходимо предварительно оценивать дисперсии остаточного шума для сегментов сигнала в пределах и вне QRS комплекса ЭКГ.

Идея не применять фильтрацию в области QRS в случае очень низкого уровня шума используется в динамических аппроксимирующих алгоритмах [5 – 7]. В данных алгоритмах для динамического изменения длины интервала аппроксимации в S&G фильтре осуществляется упрощенная оценка спектра обрабатываемого участка ЭКГ на основе *Wing*-функции [2, 4 – 8]. В результате предварительной оценки уровня шума осуществляется адаптивная настройка параметра, влияющего на длину интервала аппроксимации, что позволяет при низком уровне шума не применять фильтрацию в области QRS-комплекса, а при высоком уровне шума увеличивать размер окна [5 – 7].

В алгоритмах [10 – 17] предлагается применять адаптивную мириадную фильтрацию для подавления ЭМГ шума в ЭКГ. Предложено [10, 11] описывать ЭМГ шум симметричной α -стабильной плотностью распределения вероятностей (ПРВ) с более тяжелыми, чем гауссовы, хвостами; показано, что мириадная фильтрация более эффективно, чем S&G аппроксимация, подавляет импульсный шум [10, 11, 15]. Однако алгоритмы [10 – 17], помимо адаптации параметра линейности мириадной оценки K , не реагируют на изменения уровня шума так, чтобы соответственно настраивать (или выбирать из заданного набора значений) размер окна и другие параметры, влияющие на динамические и статистические свойства фильтра.

В данной статье предлагается адаптивный метод, использующий параметры фильтра Хемпела [19, 20] для определения характера изменения сигнала и предварительной оценки уровня шума в окрестности текущего i -го отсчета, что позволяет для обработки локального участка сигнала автоматически переключать соответствующий оцененному уровню шума набор компонентных фильтров и выбирать фильтр с более подходящими параметрами.

Цель работы – подобрать компонентные фильтры и их параметры для предлагаемого адаптивного метода, проанализировать и сравнить эффективность разработанных алгоритмов для тестового сигнала ЭКГ при различных уровнях шума.

Фильтр Хемпела

Фильтр Хемпела относится к классу нелинейных фильтров на основе принятия решения [1, 20]. Выходной сигнал данного фильтра описывается формулой

$$y_i^{Hamp} = \begin{cases} x_i, & \text{if } |x_i - m_i| \leq t S_i^{Mad}; \\ m_i, & \text{else,} \end{cases} \quad (1)$$

где x_i – центральный элемент в окне; m_i – выход медианного фильтра (*Med - median*); S_i^{Mad} – абсолютное медианное отклонение (*Mad - median absolute deviation*), вычисляемое как $S_i^{Mad} = 1,4826 \text{ median}\{|x_1 - m_i|, |x_2 - m_i|, \dots, |x_N - m_i|\}$, где 1,4826 – коэффициент для гауссовой ПРВ; t – фиксированный порог.

Фильтром Хемпела сохраняются резкие изменения сигнала типа скачка и других точек разрыва производной, устраняются выбросы. В отличие от медианного фильтра фильтр Хемпела хорошо сохраняет низкоамплитудные изменения сигнала, в частности синусоиду [19, 20]. Пороговый параметр t увеличивает число степеней свободы фильтра.

Предложен подобный фильтру Хемпела алгоритм, переключающий выходные сигналы двух адаптивных мириадных фильтров с различными свойствами [12, 15, 16, 21, 22]. В общем виде, выходной сигнал данного двухкомпонентного алгоритма с “жестким” переключением параметров можно представить следующим образом:

$$y_i = \begin{cases} y_i^{CD\Phi(N_1)}, & \text{if } r_i^f \leq th_i^f; \\ y_i^{ППФ(N_2)}, & \text{else,} \end{cases} \quad (2)$$

где $y_i^{CD\Phi(N_1)}$, $y_i^{ППФ(N_2)}$ – выходные сигналы “сохраняющего детали” и “подавляющего шум” фильтров с размерами скользящих окон N_1 , N_2 соответственно; $r_i^f = \text{mean}\{r_1, r_2, \dots, r_i, \dots, r_{N_3}\}$, $th_i^f = \text{mean}\{th_1, th_2, \dots, th_i, \dots, th_{N_4}\}$ – сглаженные значения параметров фильтра Хемпела $r_i = |x_i - m_i|$, $th_i = t S_i^{Mad}$, где N_3 , N_4 – размеры окон фильтров скользящего среднего (ФСС), x_i , m_i – центральный элемент и медиана скользящего окна отсчетов входного сигнала $\{x_j\}_{j=1}^N$ размером N .

Данный алгоритм является локально-адаптивным. Основная идея локально-адаптивной фильтрации заключается в оценке локальной сигнально-помеховой ситуации с помощью показателей локальной активности (ПЛА), вычисляемых для каждого i -го положения скользящего окна отсчетов, и обработке окрестности i -го отсчета входного сигнала фильтром с наиболее подходящими параметрами [23, 24]. Во многих практических ситуациях для упрощения алгоритма обработки и возможности применения в реальном времени достаточно определять два или три типа локальных сигнально-помеховых ситуаций. Одна ситуация – быстрое изменение сигнала, требующее применения “сохраняющего детали фильтра” (СДФ), имеющего высокие динамические свойства; обычно, для СДФ используется малый размер окна. Другая ситуация – сигнал с медленной динамикой, для которого следует применять “подавляющий шум фильтр” (ПШФ) с высокими статистическими свойствами, обеспечивающими высокую степень подавления шума; как правило, ПШФ имеет большой размер окна. Также возможна ситуация, когда лучше применять “промежуточный фильтр” (ПФ) со средними динамическими и статистическими свойствами и размером окна. Такой подход позволяет комбинировать достоинства фильтров с различными свойствами в зависимости от того, какой тип локальной сигнально-помеховой ситуации определен с помощью ПЛА.

Адаптивный метод с шумо-и сигнально-зависимым переключением фильтров

Как отмечалось ранее, в случае существенной нестационарности шума в сигнале предпочтительней предварительно оценивать уровень шума и соответственно адаптивно изменять параметры алгоритма обработки. Исходя из принципа локально-адаптивной фильтрации с “жестким” переключением параметров [12 – 17, 22 – 24], предлагается в зависимости от предварительной оценки уровня шума переключать подобранные для различных дисперсий шума наборы компонентных фильтров и на основе одного или нескольких ПЛА, вычисленных для текущего скользящего окна отсчетов, выбирать более подходящий для обработки фильтр. Предлагается использовать принцип фильтра Хемпела (2) для адаптивного выбора компонентного фильтра для обработки локального участка сигнала в окрестности i -го отсчета и, с целью упрощения алгоритма, для оценки уровня шума сравнивать вычисляемый для данного фильтра ПЛА r_i^f (или th_i^f) с заданными порогами. Оценка уровня шума осуществляется на участке медленного изменения сигнала, если верно условие $r_i^f > th_i^f$ (2). Для различения ситуаций “очень низкого”, “низкого”, “среднего” и “высокого” уровней шума можно использовать флаговые переменные:

$$\left\{ \begin{array}{l} vln = true, ln = false, mn = false, hn = false, \text{ if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f < \eta_1), \\ ln = true, vln = false, mn = false, hn = false, \text{ if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_1 \geq r_i^f < \eta_2), \\ mn = true, vln = false, ln = false, hn = false, \text{ if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_2 \geq r_i^f < \eta_3), \\ hn = true, vln = false, ln = false, mn = false, \text{ if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f > \eta_3); \end{array} \right. \quad (3)$$

где vln , ln , mn , hn – логические переменные, определяющие ситуации “очень низкого”, “низкого”, “среднего” и “высокого” уровней шума; η_1 , η_2 , η_3 – пороговые значения, подобранные для определенного сигнала.

Тогда сигнал на выходе предлагаемого локально-адаптивного алгоритма с зависящим от шума переключением наборов компонентных фильтров на основе сравнения одного из ПЛА фильтра Хемпела (2) с порогами и с адаптивным выбором в результате сравнения данных ПЛА подходящего для обработки окрестности i -го отсчета фильтра (обозначим данный метод как АН) описывается как

$$y_i^{AH} = \begin{cases} x_i, & \text{if } (vln = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_1), \\ y_i^{ПФ1(N_{12})}, & \text{if } (vln = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_1), \\ y_i^{ПШФ1(N_{13})}, & \text{if } (vln = true) \wedge (r_i^f > th_i^f); \\ y_i^{СДФ2(N_{21})}, & \text{if } (ln = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_2), \\ y_i^{ПФ2(N_{22})}, & \text{if } (ln = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_2), \\ y_i^{ПШФ2(N_{23})}, & \text{if } (ln = true) \wedge (r_i^f > th_i^f); \\ y_i^{СДФ3(N_{31})}, & \text{if } (mn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_3), \\ y_i^{ПФ3(N_{32})}, & \text{if } (mn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_3), \\ y_i^{ПШФ3(N_{33})}, & \text{if } (mn = true) \wedge (r_i^f > th_i^f); \\ y_i^{СДФ4(N_{41})}, & \text{if } (hn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f < \tau_4), \\ y_i^{ПФ4(N_{42})}, & \text{if } (hn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (th_i^f \geq \tau_4), \\ y_i^{ПШФ4(N_{43})}, & \text{if } (hn = true) \wedge (r_i^f > th_i^f). \end{cases} \quad (4)$$

где x_i – i -й отсчет входного сигнала, $y_i^{ПФ1(N_{11})}$, $y_i^{ПШФ1(N_{12})}$ – выходные сигналы фильтров, применяемых при очень низком уровне шума; $y_i^{СДФ2(N_{21})}$, $y_i^{ПФ2(N_{22})}$, $y_i^{ПШФ2(N_{23})}$ – выходные сигналы компонентных фильтров, применяемых при низком уровне шума; $y_i^{СДФ3(N_{31})}$, $y_i^{ПФ3(N_{32})}$, $y_i^{ПШФ3(N_{33})}$ – набор фильтров, применяемый при среднем уровне шума; $y_i^{СДФ4(N_{41})}$, $y_i^{ПФ4(N_{42})}$, $y_i^{ПШФ4(N_{43})}$ – набор фильтров, применяемый при высоком уровне шума; $N_{j1} < N_{j2} < N_{j3}$ – размеры окон компонентных фильтров j -го набора, $j = 1..4$; *СДФ* – “сохраняющий детали” фильтр, имеющий малые динамические ошибки при обработке быстрых изменений сигнала; *ПФ* – “промежуточный” фильтр со средними свойствами; *ПШФ* – “подавляющий шум” фильтр, обеспечивающий высокую степень подавления шума на участках медленного изменения сигнала; τ_1, τ_2, τ_3 – пороги для различения QRS-комплекса и *P, T*-зубцов ЭКГ при невысоком уровне шума.

Структурная схема предложенного адаптивного метода АН (4) приведена на рис.1, где x – входной сигнал; *СДФ2, СДФ3, СДФ4* – “сохраняющие детали” фильтры с высокими динамическими свойствами; *ПФ1, ПФ2, ПФ3, ПФ4* – “промежуточные” фильтры со средними динамическими и статистическими свойствами; *ПШФ1, ПШФ2, ПШФ3, ПШФ4* – “подавляющие шум” фильтры, где N_{ij} – размер окна j -го компонентного фильтра из i -го набора; *Med, Mad* – оценки медианы и абсолютного медианного отклонения выборки отсчетов входного сигнала в пределах скользящего окна данных размером N ; *ПЛА* – вычисление ПЛА r_i, th_i ; *ФСС1, ФСС2* – линейные фильтры для сглаживания ПЛА; $K1, K2, K3, K4$ – компараторы; η_1, η_2, η_3 – пороги для оценки уровня шума; $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ – пороги для различения QRS-комплекса и *P, T*-зубцов ЭКГ; y_i^{AH} – сигнал на выходе алгоритма.

Предложенный метод реализует обработку в режиме реального времени с задержкой (запаздыванием получения отсчета выходного сигнала соответствующего i -му отсчету на входе) равной $[N - 1]/2 + [\max(N_5, N_6) - 1]/2$, где N – размер предварительного окна для получения *Med*- и *Mad*- оценок и вычисления ПЛА r_i, th_i , N_5, N_6 – размеры окон ФСС для сглаживания данных ПЛА. Для лучшего подавления шума фильтрация может выполняться в два прохода (*TP – two pass*), при этом задержка обработки увеличится в два раза.

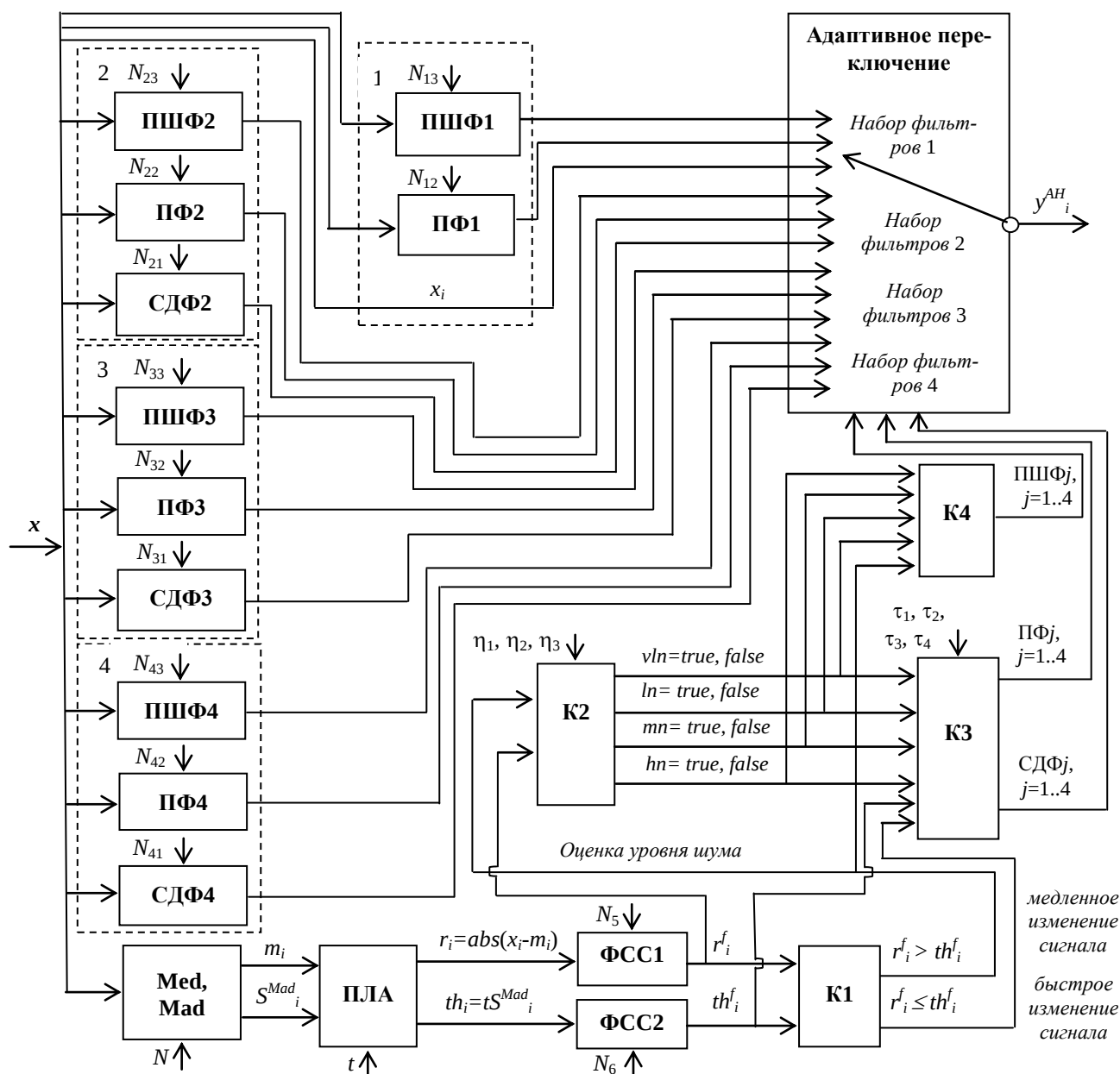


Рис. 1

Выбор компонентных фильтров

В качестве компонентных фильтров в разработанном адаптивном методе (рис. 1) предлагается использовать аппроксимацию по S&G алгоритму [18] для обработки QRS-комплекса и P-, T-зубцов ЭКГ – это СДФ и ПФ и ФСС для обработки участков примерно постоянного уровня сигнала – это ПШФ. Выбор данных фильтров продиктован их оптимальностью по критерию минимума среднеквадратической ошибки [18] и простой – соответственно высокой скоростью вычислений.

Выходной сигнал S&G алгоритма описывается выражением

$$y_i^{S\&G} = \sum_{j=-n}^n c_j x_{i+j} / K, \quad (5)$$

где x_{i+j} – отсчеты входного сигнала в скользящем окне данных размером $N = 2n + 1$; n – длина сегментов интервала аппроксимации, имеющих общую точку с индексом i ; $c_j = 3n^2 + 3n - 1 - 5j^2$ – оптимальные весовые коэффициенты; $K = (2n + 1)(4n^2 + 4n - 3) / 3$ – нормирующий коэффициент.

Сигнал на выходе ФСС – простое усреднение отсчетов в скользящем окне данных

$$y_i^{ФСС} = \sum_{j=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} x_{i+j}, \quad (6)$$

где x_{i+j} – отсчеты входного сигнала; i – индекс отсчета, соответствующего центральному элементу окна данных; N – размер скользящего окна.

Другой вариант компонентов для предложенного метода (рис. 1) – адаптивные мириадные фильтры (АМФ) с настройкой свойств посредством “гибкого” изменения параметра линейности мириадной оценки K и “жесткого” переключения фиксированных значений размера окна N и коэффициента b , входящего в формулу для вычисления K [10 – 12, 15, 16]. Целесообразность применения АМФ обусловлена более высокой в сравнении с линейной аппроксимацией эффективностью подавления импульсного шума, в частности моделируемого симметричной α -стабильной ПРВ [10, 11, 15]. Также, АМФ имеют близкую к оптимальной S&G фильтрации эффективность подавления гауссова шума при больших значениях параметра линейности K и высокие динамические свойства в области QRS-комплекса при малых K [10 – 12, 15, 16]. Однако следует учитывать, что алгоритмы вычисления мириады сложнее, чем аппроксимация (5) – (6), и обычно используют итерации [25, 26]. В то же время, современные процессоры позволяют реализовывать и более сложные вычисления за дискретный период времени получения отсчета входного сигнала даже при высокой частоте дискретизации и, следовательно, выполнять обработку в реальном времени.

Мириада выборки является оптимальной оценкой максимума правдоподобия параметра местоположения ПРВ Коши и определяется поиском минимума функции стоимости вида

$$\hat{\theta} \triangleq \text{myriad} \{ x_1, x_2, \dots, x_i, x_N; K \} = \arg \min_{\theta} \sum_{i=1}^N \log [K^2 + (x_i - \theta)^2], \quad (7)$$

где x_i – элементы выборки отсчетов в скользящем окне размером N ; K – параметр линейности мириады, $K > 0$; θ – оцениваемый по выборке параметр местоположения ПРВ [27 – 30].

Параметр K управляет поведением мириадного фильтра [27 – 30]. Малые значения K задают нелинейный режим, при котором мириадный фильтр характеризуется высокими динамическими и робастными свойствами: хорошо сохраняет резкие изменения сигнала и подавляет импульсный шум. При больших значениях K мириадная фильтрация преобразуется в усреднение, соответственно, обеспечивает высокую степень подавления шума на участках сигнала, аппроксимируемых гладкими и линейными функциями. При промежуточных значениях K мириадный фильтр имеет средние свойства. В связи с этим, применяется адаптация мириадной фильтрации от режима высокой нелинейности свойств до их линейности путем варьирования параметра K [11, 12, 17, 29, 31]. Выходной сигнал адаптивного мириадного фильтра (АМФ) в скользящем окне данных описывается как

$$y_i^{АМФ} = \text{myriad} \{ x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N, K_{ai} \}, \quad (8)$$

где K_{ai} – адаптируемый параметр линейности K , вычисляемый для каждого i -го положения скользящего окна; $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N$ – отсчеты входного сигнала в окне размером N .

Для адаптации параметра линейности K предлагаются простые формулы [15, 31]:

$$K_{ai} = bQ_i, \quad Q_i = x^{(p)} - x^{(q)}, \quad p - q \approx (N - 1)/2, \quad p + q \approx N + 1, \quad (9)$$

где b – постоянный коэффициент; Q_i – квазиранг упорядоченной выборки в окне данных ($x^{(1)} \leq x^{(2)} \leq \dots \leq x^{(j)} \leq \dots \leq x^{(N)}$) размером N , являющийся робастной (не чувствительной к выбросам) оценкой локального масштаба данных; p, q – номера порядковых статистик.

Динамический аппроксимирующий алгоритм с гибкой настройкой параметров

Рассмотрим высокоэффективный алгоритм устранения ЭМГ шума в ЭКГ с гибко изменяемой в зависимости от оценок спектра обрабатываемого сегмента сигнала и уровня шума длиной интервала аппроксимации для применения S&G алгоритма (5) [6, 7].

Для упрощенной оценки спектра сигнала используется *Wings*-функция [2]

$$W_i = -abs[(x_i - x_{i-n})(x_i - x_{i+n})], \quad (10)$$

где x_i – текущий отсчет сигнала; x_{i-n} , x_{i+n} – крайние левый и правый элементы двух смежных сегментов интервала аппроксимации длиной $N_w = 2n + 1$, имеющих общую точку с индексом i .

Перед вычислением *Wings*-функции сигнал сглаживается с помощью S&G алгоритма с большим размером окна N_{prel} , затем фильтром первой разности удаляются сетевая наводка и низкочастотный дрейф изолинии. *Wings*-функция дважды сглаживается ФСС (6) с размером окна N_{sm} , вычисляются ее максимальное и минимальное значения.

Адаптивная формула для вычисления интервала аппроксимации имеет вид [2, 5 – 8]:

$$n_i' = n_{\min} + (n_{\max} - n_{\min})(W_i^f - W_{\min}^f)/(W_{\max}^f - W_{\min}^f), \quad (11)$$

где $n_{\min}$, $n_{\max}$ – минимальная и максимальная длина сегментов интервала аппроксимации; W_i^f – сглаженная *Wings*-функция; $W_{\min}^f$, $W_{\max}^f$ – минимальное и максимальное значения W_i^f .

Интервал аппроксимации n для применения S&G фильтрации (5) определяется неотрицательными значениями n_i' (11), а при $n_i' < 0$ параметр $n = 0$ [6, 7].

Адаптируемый параметр $n_{\min}$, влияющий на длину интервала аппроксимации n' (11), зависит от предварительной оценки уровня шума [6, 7]:

$$n_{\min} = n_{low} + (n_{high} - n_{low})(S - S_{low})/(S_{high} - S_{low}), \quad (12)$$

где n_{low} , n_{high} – границы изменения параметра $n_{\min}$; S – оценка уровня шума; S_{high} , S_{low} – экспериментально подобранные константы.

Для приближенной оценки уровня шума вычисляется сумма абсолютных разностей соответствующих отсчетов входного и отфильтрованного сигнала по формуле [5 – 7]

$$S = \sum_{j=1}^{N_{est}} abs[x_j - y_j^f], \quad (13)$$

где x_j – отсчеты входного сигнала; y_j^f – сигнал на выходе S&G алгоритма (5); N_{est} – размер окна для оценки уровня шума.

Предварительная оценка уровня шума (13) и вычисление параметра $n_{\min}$ (12) осуществляются на низкочастотном участке ЭКГ, если справедливо условие $n > n_{\max} - 5$.

Фильтрация сигнала выполняется в два прохода в одном направлении по S&G алгоритму (5) с динамически изменяемым согласно описанному алгоритму параметром n , определяющим длину интервала аппроксимации [6, 7].

Критерии эффективности

Для получения статистических оценок эффективности рассмотренных адаптивных фильтров использовались критерии среднеквадратической ошибки (СКО), максимума абсолютного отклонения (МАО) и отношения сигнал-шум (ОСШ), усредненные для большого числа входных сигналов, представляющих собой суммарный сигнал тестовой модели ЭКГ и случайной реализации аддитивного гауссова шума с нулевым математическим ожиданием заданной дисперсией [1].

Критерии СКО и МАО описываются следующими формулами [1]:

$$CKO = \sum_{j=1}^{N_R} [\sum_{i=1}^I (y_i^f - s_i)^2 / I] / N_R, \quad (14)$$

$$MAO = \sum_{j=1}^{N_R} [\max \{ |y_i^f - s_i| \} / I] / N_R, \quad (15)$$

где y_i^f – выходной сигнал фильтра; s_i – соответствующее значение тестового сигнала в i -м отсчете; I – длина реализации входного сигнала; N_R – число реализаций для усреднения.

Критерий ОСШ описывается как [1]

$$ОСШ = \sum_{j=1}^{N_R} 10 \lg(p_s / p_n) / N_R, \quad (16)$$

где $p_s = \sum_{i=1}^I (s_i - s)^2 / I$ – мощность сигнала, где $s = \sum_{i=1}^I s_i / I$ – среднее значение сигнала; $p_n = \sum_{i=1}^I (y_i^f - s_i)^2 / I$ – мощность шума.

Исследуемые адаптивные алгоритмы

Исследуем конкретные реализации адаптивных алгоритмов, построенных по предложенному методу с шумозависимым переключением наборов компонентных фильтров (рис.1). Параметры компонентных фильтров и пороги подобраны численным моделированием для тестового сигнала ЭКГ, исходя из критерия минимума интегральных значений СКО (14), для различного уровня гауссова шума. В качестве тестового сигнала используется реальная ЭКГ, зарегистрированная с частотой дискретизации 1 кГц , с подавленным путем усреднения кардиоциклов шумом (*physionet.org nstadb database, clean_p279_s0534*).

Предложим адаптивный алгоритм Хемпела (4) на основе аппроксимирующих фильтров: S&G фильтров (5) с различным размером окна в качестве СДФ и ПФ и ФСС (6) в качестве ПШФ; обозначим данный алгоритм как $АН_{app}$. Заданы следующие параметры (4): ПШФ1 – ФСС с размером окна $N_{13}=19$, ПФ1 – S&G с размером окна $N_{12}=15$; ПШФ2 – ФСС с $N_{23}=21$, ПФ2 – S&G с $N_{22}=21$, СДФ2 – S&G с $N_{21}=9$; ПШФ3 – ФСС с $N_{33}=29$, ПФ3 – S&G с $N_{32}=27$, СДФ3 – S&G с $N_{31}=13$; ПШФ4 – ФСС с $N_{43}=31$, ПФ4 – S&G с $N_{42}=29$, СДФ4 – S&G с $N_{41}=19$. Двухпроходной фильтр $АН_{app}$ обозначим как $АН_{app}^{TP}$.

Предложим адаптивный алгоритм Хемпела (4) на основе АМФ (8) с различными значениями параметров размера окна N и коэффициента b (9); обозначим данный алгоритм как $АН_{myr}$ и соответствующий двухпроходной фильтр – как $АН_{myr}^{TP}$. Подобранные следующие параметры: ПШФ1 – АМФ с параметрами $N_{13}=19$, $b_{13}=10$, ПФ1 – АМФ с $N_{12}=7$, $b_{12}=5$; ПШФ2 – АМФ с $N_{23}=21$, $b_{23}=10$, ПФ2 – АМФ с $N_{22}=9$, $b_{22}=5$, СДФ2 – АМФ с $N_{21}=5$, $b_{21}=1$; ПШФ3 – АМФ с $N_{33}=29$, $b_{33}=10$, ПФ3 – АМФ с $N_{32}=13$, $b_{32}=5$, СДФ3 – АМФ с $N_{31}=7$, $b_{31}=1$; ПШФ4 – АМФ с $N_{43}=33$, $b_{43}=10$, ПФ4 – АМФ с $N_{42}=15$, $b_{42}=5$, СДФ4 – АМФ с $N_{41}=9$, $b_{41}=1$.

Предварительное окно для получения *Med*- и *Mad*- оценок и вычисление ПЛА r_i , th_i выбрано $N=17$ (1); порог фильтра Хемпела $t=0,6$ (1); размер окна ФСС для сглаживания ПЛА r_i $N_5=37$, для сглаживания th_i – $N_6=31$ (2); пороги для оценки уровня шума $\eta_1=0,0044$; $\eta_2=0,012$; $\eta_3=0,04$ (3); пороги для различения QRS-комплексов от P-, T-волн при невысоком уровне шума $\tau_1=0,015$; $\tau_2=0,02$; $\tau_3=0,06$; $\tau_4=0,09$ (4).

Для динамического аппроксимирующего алгоритма [6, 7] обозначим как AW_{tw}^{TP} , для усреднений среднего уровня гауссова шума подобраны следующие параметры: размер окна S&G алгоритма (5) для предварительной обработки $N_{prel}=65$; окно для вычисления *Wings*-функции (10) $N_w=21$, окно для ее сглаживания $N_{sm}=25$; окно для оценки уровня шума (13) $N_{est}=9$; параметр для вычисления интервала аппроксимации (11) $n_{max}=15$; границы для гибкой настройки параметра n_{min} (12) $n_{low}=-20$ и $n_{high}=0$, $S_{high}=0,01$ и $S_{low}=0,2$. Заметим, что выбор параметров для алгоритма AW_{tw}^{TP} противоречив: можно добиться нулевых искажений QRS-комплекса в отсутствие шума, но при этом снижается степень подавления шума фильтром.

Результаты численного моделирования

Статистические оценки эффективности исследуемых адаптивных алгоритмов по интегральным показателям для всего тестового сигнала ЭКГ длиной в один период и по локальным показателям, соответствующим участкам до QRS-комплекса, QRS-комплексу и после QRS, критериев СКО (14), MAO (15) и ОСШ (16), приведены в таблице (значения СКО и MAO указаны в *ppm*). Усреднение показателей эффективности проводилось для большого числа реализаций тестового сигнала ЭКГ с аддитивным гауссовым шумом при нулевом математическом ожидании и заданной дисперсии σ_a^2 , $N_R=200$. Моделировались условия очень низкого (таблица, ситуации 1 – 4), низкого (таблица, ситуации 5 – 7), среднего (таблица, ситуации 8 – 10) и высокого (таблица, ситуации 11 – 12) уровней шума.

Фильтр	Период ЭКГ			Перед QRS			QRS-комплекс			После QRS		
	СКО	MAO	ОСШ	СКО	MAO	ОСШ	СКО	MAO	ОСШ	СКО	MAO	ОСШ
1) $\sigma_a^2=0,000001$, $N_R=200$;												
Исх.	1	3248	41,18	1	2875	30,28	1	2667	47,95	1	3146	39,10
AW_{tw}^{TP}	2	8435	39,24	3	5425	25,08	5	8435	40,38	0	2391	46,04
AH_{app}	0	3506	45,55	0	2246	34,07	1	2666	47,92	0	3496	45,22
AH_{app}^{TP}	0	4537	45,09	1	2437	32,96	1	3030	47,72	0	4536	45,08
AH_{myr}	0	2853	45,45	0	2180	33,48	1	2560	48,06	0	2720	45,32
AH_{myr}^{TP}	1	3934	43,75	1	2818	30,59	1	2954	47,29	0	3928	44,22
2) $\sigma_a^2=0,000004$												
Исх.	4	6497	35,16	4	5750	24,26	4	5334	41,93	4	6291	33,08
AW_{tw}^{TP}	2	8398	38,60	3	5442	24,87	6	8398	39,75	0	2543	43,34
AH_{app}	1	5166	41,37	1	2820	31,48	4	5131	42,67	1	3640	41,05
AH_{app}^{TP}	1	5326	41,50	1	2850	31,18	4	5134	42,60	1	4607	41,56
AH_{myr}	1	5245	41,41	1	2811	31,22	3	5237	42,73	1	3046	41,22
AH_{myr}^{TP}	1	5295	41,05	1	3158	29,63	4	5235	42,50	1	3992	41,53
3) $\sigma_a^2=0,000007$;												
Исх.	7	8594	32,73	7	7606	21,83	7	7056	39,50	7	8322	30,65
AW_{tw}^{TP}	2	8456	38,04	4	5492	24,68	7	8455	39,20	1	2685	41,70
AH_{app}	2	7296	39,26	1	3295	29,94	6	7281	40,07	1	4272	39,14
AH_{app}^{TP}	2	7294	39,52	1	3203	29,98	6	7279	40,07	1	4938	39,81
AH_{myr}	2	7952	39,37	1	3295	29,80	6	7943	40,19	1	3673	39,36
AH_{myr}^{TP}	2	7947	39,37	1	3471	28,87	6	7941	40,08	1	4228	39,99
4) $\sigma_a^2=0,00001$;												
Исх.	10	10272	31,18	10	9091	20,28	10	8434	37,95	10	9947	29,10
AW_{tw}^{TP}	2	8634	37,55	4	5555	24,50	8	8632	38,72	1	2849	40,46
AH_{app}	2	8988	37,91	1	3699	28,83	9	8972	38,57	1	5072	37,84
AH_{app}^{TP}	2	8979	38,25	1	3510	29,07	9	8972	38,60	1	5526	38,56
AH_{myr}	2	10572	38,08	1	3717	28,75	9	10556	38,75	1	4315	38,11
AH_{myr}^{TP}	2	10562	38,23	2	3739	28,25	9	10556	38,67	1	4590	38,86
5) $\sigma_a^2=0,00004$;												
Исх.	40	20544	25,16	40	18182	14,26	41	16868	31,93	40	19895	23,08
AW_{tw}^{TP}	5	12844	34,38	6	6348	22,97	17	12844	35,56	2	4433	35,19
AH_{app}	5	11960	34,21	4	6164	24,24	16	11908	35,96	4	7002	33,58
AH_{app}^{TP}	5	11920	34,55	4	5574	24,69	16	11911	36,01	3	6884	34,10
AH_{myr}	5	14647	34,05	4	6236	24,22	18	14640	35,49	4	6725	33,61
AH_{myr}^{TP}	5	14662	34,42	4	5590	24,56	19	14661	35,46	3	5947	34,37
6) $\sigma_a^2=0,00007$;												
Исх.	70	27177	22,73	71	24053	11,83	72	22315	29,50	70	26318	20,65
AW_{tw}^{TP}	7	16652	32,57	7	7031	21,85	26	16652	33,76	4	5631	32,87
AH_{app}	8	13421	32,44	7	7772	22,05	22	13409	34,62	6	8105	31,73
AH_{app}^{TP}	7	13404	32,77	6	7019	22,51	22	13396	34,68	5	7753	32,19
AH_{myr}	8	16039	32,19	7	7856	22,03	26	16030	33,93	6	8088	31,69
AH_{myr}^{TP}	8	16056	32,60	6	7013	22,50	26	16056	33,93	5	7014	32,44

Фильтр	Период ЭКГ			Перед QRS			QRS-комплекс			После QRS		
	СКО	МАО	ОСШ	СКО	МАО	ОСШ	СКО	МАО	ОСШ	СКО	МАО	ОСШ
7) $\sigma_a^2=0,0001$;												
Исх.	100	32483	21,18	101	28748	10,28	103	26671	27,95	99	31456	19,10
AW_{tw}^{TP}	10	19789	31,29	9	7650	20,97	34	19789	32,49	6	6617	31,37
AH_{app}	10	14899	31,15	10	9132	20,49	29	14860	33,57	7	9352	30,43
AH_{app}^{TP}	10	14819	31,49	9	8244	20,97	28	14806	33,64	7	8699	30,89
AH_{myr}	11	17506	30,88	10	9181	20,48	35	17496	32,78	8	9408	30,38
AH_{myr}^{TP}	10	17550	31,31	9	8184	21,01	34	17550	32,80	6	7978	31,13
8) $\sigma_a^2=0,0004$;												
Исх.	400	64967	15,16	403	57497	4,26	411	53342	21,93	398	62912	13,08
AW_{tw}^{TP}	36	39290	25,80	26	12087	16,46	122	39290	27,01	23	12880	25,43
AH_{app}	29	23104	26,69	32	15006	15,48	76	22952	29,40	20	14630	26,13
AH_{app}^{TP}	28	23034	26,89	30	14187	15,70	76	22959	29,41	19	13267	26,47
AH_{myr}	34	29491	26,06	31	14923	15,54	123	29483	27,33	20	14296	26,21
AH_{myr}^{TP}	33	29548	26,23	30	14193	15,70	122	29548	27,33	18	12774	26,58
9) $\sigma_a^2=0,0007$;												
Исх.	700	85943	12,73	706	76061	1,83	720	70565	19,50	696	83225	10,65
AW_{tw}^{TP}	61	51997	23,44	43	15225	14,30	210	51997	24,64	41	16973	23,01
AH_{app}	43	28025	25,05	42	16932	14,31	112	27853	27,74	31	16980	24,25
AH_{app}^{TP}	41	27908	25,23	40	15750	14,52	112	27856	27,76	30	15481	24,54
AH_{myr}	48	33156	24,57	42	16813	14,34	162	33113	26,16	31	16784	24,29
AH_{myr}^{TP}	46	33117	24,73	40	15845	14,52	161	33117	26,19	29	15121	24,59
10) $\sigma_a^2=0,001$;												
Исх.	1000	102721	11,18	1008	90910	0,28	1028	84341	17,95	994	99473	9,10
AW_{tw}^{TP}	87	62300	21,93	60	17799	12,86	298	62300	23,13	58	20296	21,46
AH_{app}	56	32204	23,88	52	18468	13,43	150	32058	26,53	42	19068	23,00
AH_{app}^{TP}	54	32078	24,07	50	17065	13,64	149	32016	26,57	40	17341	23,26
AH_{myr}	62	36690	23,49	52	18345	13,44	200	36639	25,27	42	18883	23,00
AH_{myr}^{TP}	59	36658	23,67	50	17136	13,65	199	36638	25,30	39	16979	23,31
11) $\sigma_a^2=0,004$;												
Исх.	3999	205442	5,16	4032	181820	-5,74	4113	168682	11,93	3977	198945	3,08
AW_{tw}^{TP}	346	125564	15,94	229	33902	7,04	1192	125564	17,12	233	39995	15,44
AH_{app}	178	57147	18,91	148	29634	9,01	475	56794	21,65	140	32914	17,79
AH_{app}^{TP}	169	54364	19,15	141	26743	9,28	453	54225	21,89	132	29086	18,06
AH_{myr}	197	66906	18,48	145	28992	9,12	687	66833	20,06	136	32040	17,92
AH_{myr}^{TP}	188	65345	18,70	137	26447	9,43	678	65345	20,15	127	28309	18,24
12) $\sigma_a^2=0,007$.												
Исх.	6999	271775	2,73	7056	240526	-8,17	7197	223145	9,50	6959	263180	0,65
AW_{tw}^{TP}	610	166783	13,48	399	44517	4,64	2129	166783	14,61	408	52981	13,01
AH_{app}	298	72688	16,67	241	37489	6,91	786	72166	19,47	238	42787	15,48
AH_{app}^{TP}	280	67098	16,96	229	33513	7,19	733	66749	19,84	224	37731	15,77
AH_{myr}	316	82722	16,42	234	36393	7,08	1033	82668	18,27	229	41317	15,65
AH_{myr}^{TP}	298	78516	16,70	219	32676	7,42	995	78481	18,50	213	36380	16,00

Как видим (см. таблицу), предложенные адаптивные алгоритмы AH_{app} , AH_{app}^{TP} , AH_{myr} , AH_{myr}^{TP} не вносят искажения в QRS-комплекс при очень низком уровне шума (таблица, ситуации 1 – 2), и обеспечивают более высокую эффективность подавления шума при среднем – высоком уровне (таблица, ситуации 8 – 12) в сравнении с высокоэффективным динамическим алгоритмом AW_{tw}^{TP} [6, 7]. Только при некоторых ситуациях, в данном случае, при невысоком уровне шума (таблица, ситуации 3 – 7), алгоритм AW_{tw}^{TP} имеет преимущество на участке T-волны (“после QRS”), близкие к нему показатели эффективности для данного сегмента сигнала имеют двухпроходные алгоритмы AH_{app}^{TP} , AH_{myr}^{TP} .

Алгоритмы AH_{app} , AH_{app}^{TP} , построенные на аппроксимирующих фильтрах (5), (6), и аналогичные алгоритмы AH_{myr} , AH_{myr}^{TP} на основе адаптивных мириадных фильтров (8) обеспечивают близкие показатели эффективности, при этом AH_{myr} имеет несущественное преимущество по динамическим свойствам (таблица, ситуация 1, “QRS-комплекс”), а AH_{app} лучше подавляет шум (таблица, ситуации 8 – 12). Применение двухпроходной фильтрации позволяет повысить степень подавления шума, что следует из улучшения интегрального и локальных показателей эффективности на низкочастотных сегментах сигнала при возрастании дисперсии шума в сравнении с однопроходным алгоритмом (таблица, ситуации 5 – 12). Следует отметить как достоинство предложенного метода также то, что двухпроходная фильтрация практически не ухудшает качество обработки QRS-комплекса (таблица, ситуации 1 – 10), а при высоком уровне шума – улучшает (таблица, ситуации 11 – 12).

Выводы по сравнению эффективности рассмотренных адаптивных алгоритмов по всем трем показателям качества фильтрации (14) – (16) хорошо согласуются.

Проанализируем для примера эффективность предложенных алгоритмов на основе аппроксимирующих фильтров S&G (5) и ФСС (6) при среднем уровне шума (таблица, ситуации 7 – 10, исходное ОСШ изменялось в пределах от 21,2 дБ до 11,2 дБ). Интегральные показатели СКО на выходе AH_{app} уменьшились в 10 – 17,9 раз, МАО – в 2,2 – 3,2 раза, а ОСШ возросло на 10 – 12,7 дБ, а для двухпроходного алгоритма AH_{app}^{TP} интегральные значения СКО уменьшились в 10 – 18,5 раз, МАО – в 2,2 – 3,2 раза, а ОСШ увеличилось на 10,3 – 12,9 дБ. По локальным показателям качества фильтров на участке ЭКГ перед QRS-комплексом для алгоритма AH_{app} СКО уменьшилось в 10,1 – 19,4 раз, МАО – в 3,2 – 4,9 раз, ОСШ возросло на 10,2 – 13,2 дБ, а показатели эффективности AH_{app}^{TP} немного выше: СКО уменьшилось в 11,2 – 20,2 раз, МАО – в 3,5 – 5,3 раз, ОСШ увеличилось на 10,7 – 13,4 дБ. На участке QRS-комплекса для алгоритмов AH_{app} и AH_{app}^{TP} СКО уменьшилось в 3,7 – 6,9 раз, МАО – в 1,8 – 2,6 раз, а ОСШ увеличилось на 5,7 – 8,6 дБ. Локальные показатели эффективности на участке после QRS-комплекса следующие: для алгоритма AH_{app} СКО уменьшилось в 14,1 – 23,7 раз, МАО – в 3,4 – 5,2 раз, а ОСШ возросло на 11,3 – 13,9 дБ; для AH_{app}^{TP} СКО уменьшилось в 14,1 – 24,9 раз, МАО – в 3,6 – 5,7 раз, а ОСШ возросло на 11,8 – 14,2 дБ.

Работа предложенного метода (рис. 1) иллюстрируется графиками сигналов (рис. 2 – 10).

Из анализа выходных сигналов в отсутствие шума, приведенных на рис. 2, где a – тестовая модель сигнала ЭКГ; b – сигнал на выходе алгоритма AH_{app} ; c – сигнал на выходе алгоритма AH_{myr} ; d – сглаженные значения ПЛА фильтра Хемпела (1), (2) r_i^f , th_i^f ; e – изменение размера скользящего окна AH_{app} ; $ж$ – изменение размера скользящего окна AH_{myr} ; $з$ – искажения сигнала (разность между соответствующими отсчетами “чистого” сигнала и выходного сигнала фильтра) после применения AH_{app} ; $и$ – искажения сигнала после применения AH_{myr} ; видим, что пределы максимальных искажений, наблюдаемых на низкочастотных участках сигнала, составляют примерно 1 % пределов амплитуды изменения низкочастотного сигнала, а искажения в области R-пика отсутствуют.

Результаты обработки модельных сигналов ЭКГ алгоритмом AH_{app} при различном уровне гауссова шума приведены на рис. 3 – 5, где a – входной зашумленный сигнал, причем низкий уровень шума задан дисперсией $\sigma_a^2=0,0001$ (рис. 3, a), средний уровень шума – дисперсией $\sigma_a^2=0,001$ (рис. 4, a), а высокий – при $\sigma_a^2=0,01$ (рис. 5, a); b – сигнал на выходе фильтра; c – графики ПЛА r_i^f , th_i^f ; d – размер окна; e – шум; $ж$ – остаточный шум (разность между “чистым” сигналом и выходом фильтра). Выходные сигналы алгоритма AH_{myr} не приведены, так как визуально их отличия от AH_{app} не заметны, изменение размера окна аналогично, степень подавления гауссова шума практически одинакова. Как видим (рис. 3 – 5), обеспечено высокое качество подавления аддитивного гауссова шума в широком диапазоне изменения его дисперсии и сохранения амплитудных и временных параметров зубцов ЭКГ.

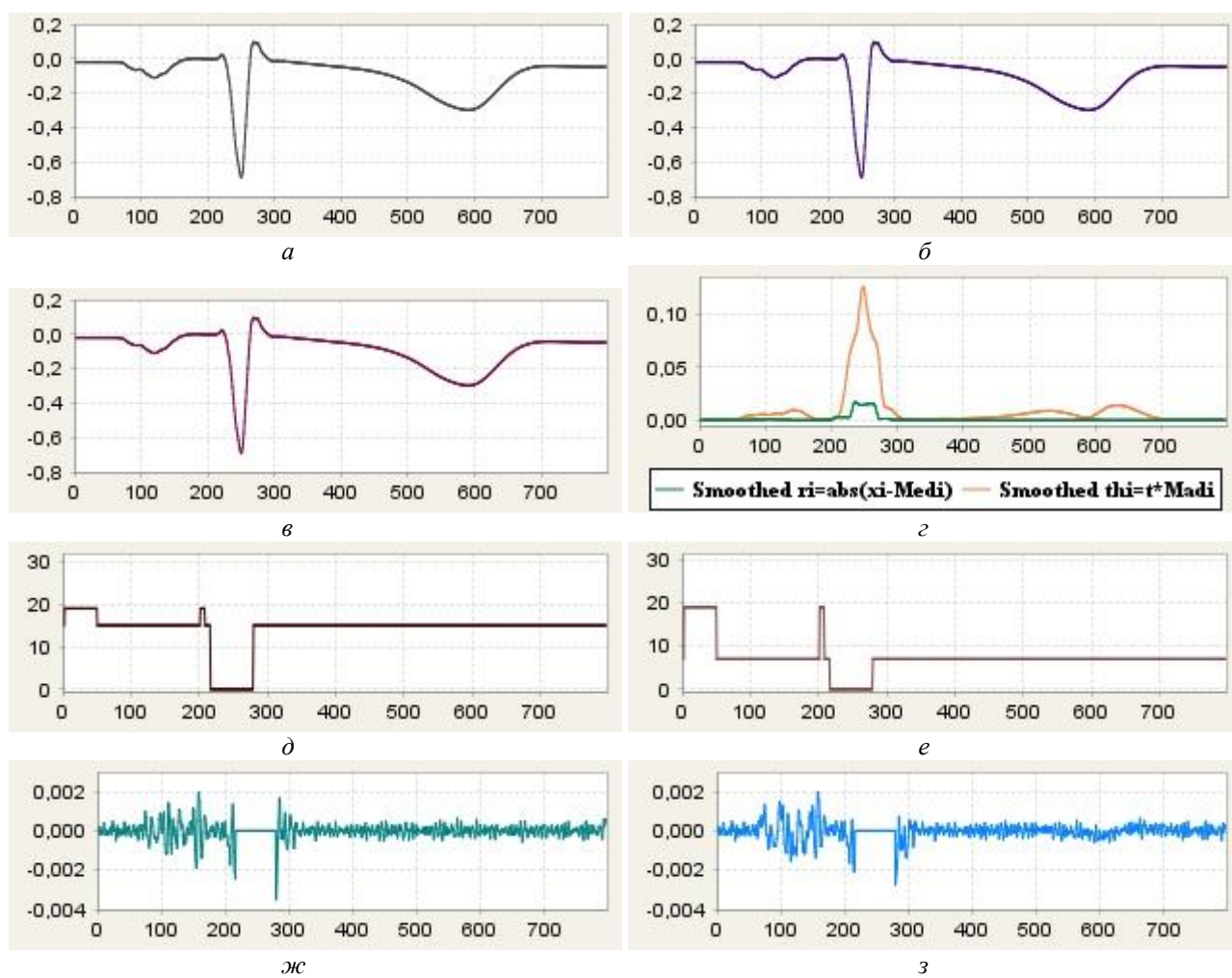


Рис. 2

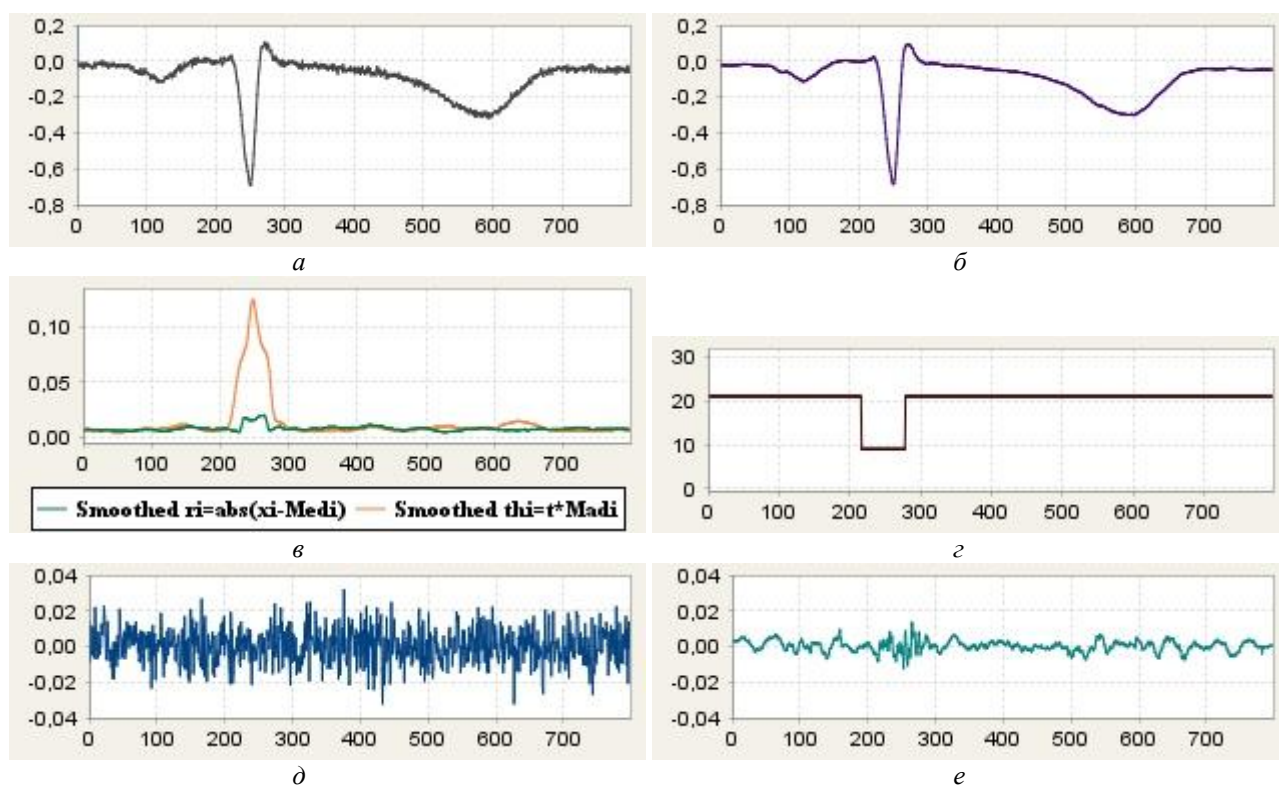


Рис. 3

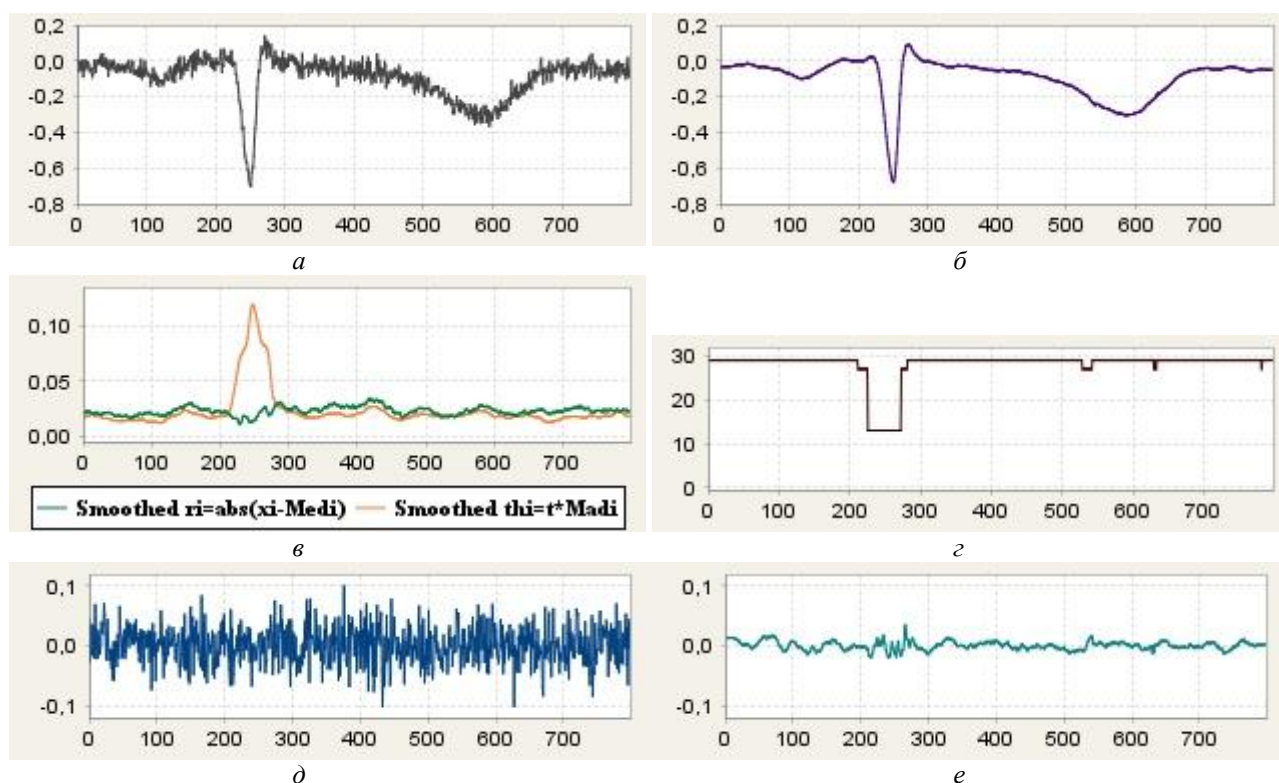


Рис. 4

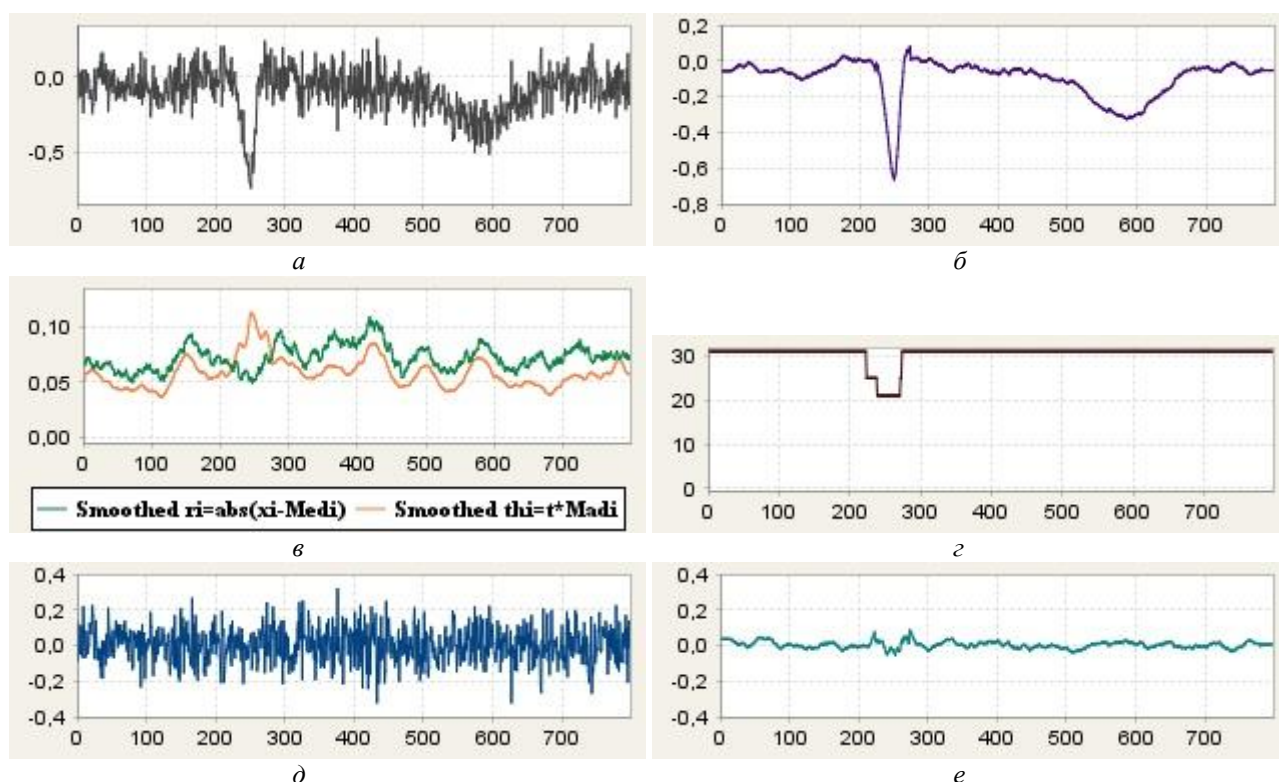


Рис. 5

Обработка модельного сигнала ЭКГ с изменением дисперсии гауссова шума показана на рис. 6. Для данного сигнала (рис. 6, а) на первых 200 отсчетах шум вначале отсутствует, а затем имеет очень низкий уровень ($\sigma_a^2=0,00001$), на участке с индексами 201 – 400 воздействует шум низкого уровня ($\sigma_a^2=0,0001$), на участке 401 – 600 – шум среднего уровня ($\sigma_a^2=0,001$), а на участке 601 – 798 – высокого ($\sigma_a^2=0,01$). Как видим, из выходного сигнала алгоритма

AN_{app} (рис. 6, б) и графиков шума, присутствующего во входном сигнале (рис. 6, ж), и остаточного шума после фильтрации (рис. 6, з), качество подавления нестационарного шума высокое, при этом в отсутствие шума искажений сигнала нет, а в присутствии – они незначительны. Как показано на графике (рис. 6, в), флаговые переменные (3) правильно реагируют на изменение дисперсии шума и соответственно переключают наборы фильтров (4), где значению 1 соответствует $vl_n=true$, т.е. очень низкий уровень шума; 2 – $ln=true$ – низкий уровень; 3 – $mn=true$ – средний уровень; 4 – $hn=true$ – высокий уровень шума. Из графиков изменения параметров Хемпела (рис. 6, г) и включения/выключения процедуры оценки уровня шума (рис. 6, д) следует, что условие $r_i^f > th_i^f$ выполняется на пологих участках сигнала, что позволяет применить для их обработки ПШФ, а на участках QRS и P-, T-зубцов – СДФ или ПФ (4). График изменения размера окна (рис. 6, е) также свидетельствует о преимущественно верном переключении наборов фильтров. Уровень шума также правильно оценивается на участке примерно постоянного сигнала.

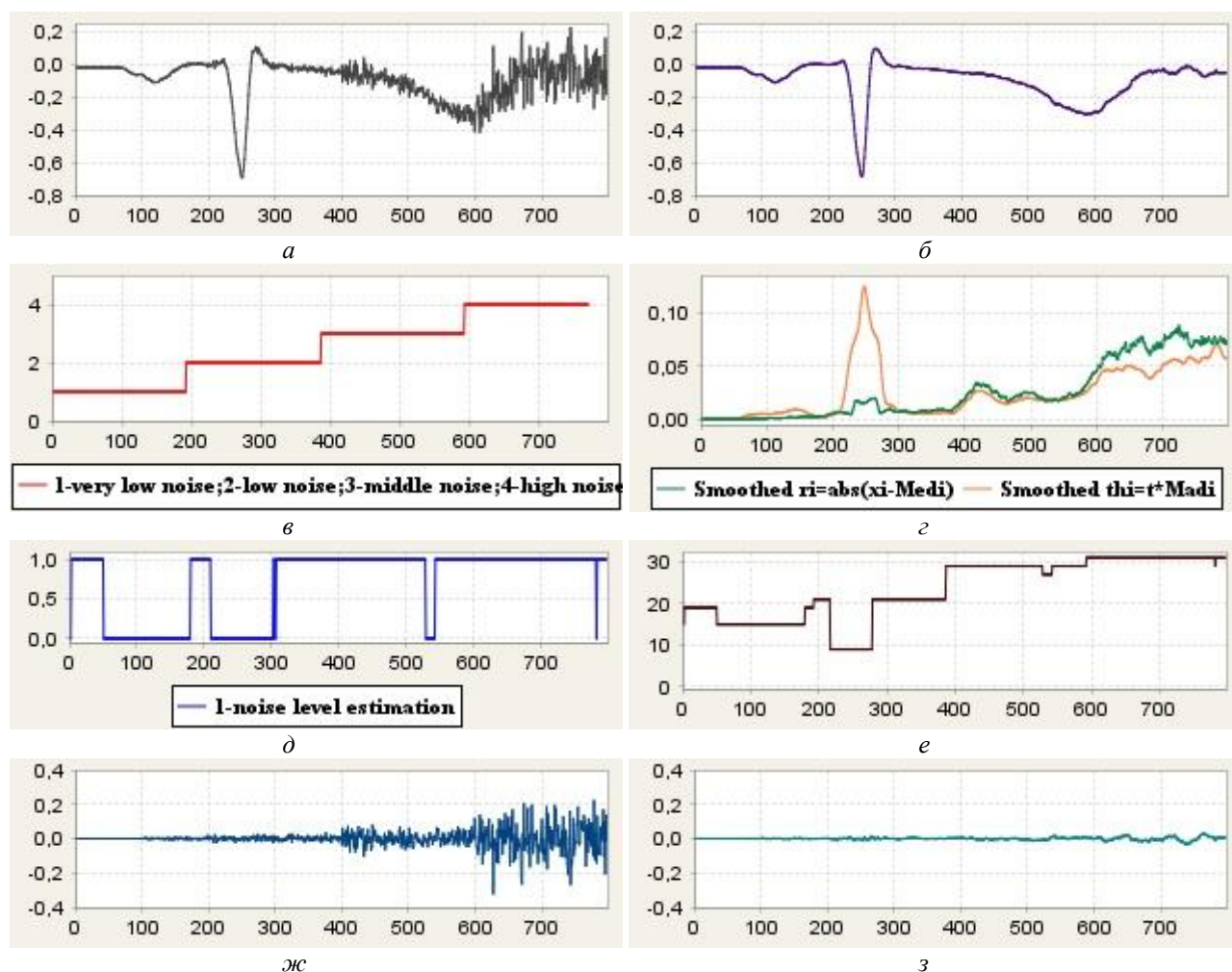


Рис. 6

Обработка сигнала ЭКГ с ЭМГ шумом различного уровня иллюстрируется на рис. 7 – 9, где *а* – входной сигнал; *б* – сигнал на выходе динамического аппроксимирующего алгоритма AW_{tw}^{TP} ; *в* – сигнал на выходе предложенного алгоритма AN_{app} ; *г* – сигнал на выходе двухпроходного алгоритма AN_{app}^{TP} . Заметим, что в предложенных алгоритмах типы и размеры окон компонентных фильтров и пороги подобраны для условий различного уровня гауссова шума, и в задачах подавления ЭМГ шума данные параметры могут быть оптимизированы.

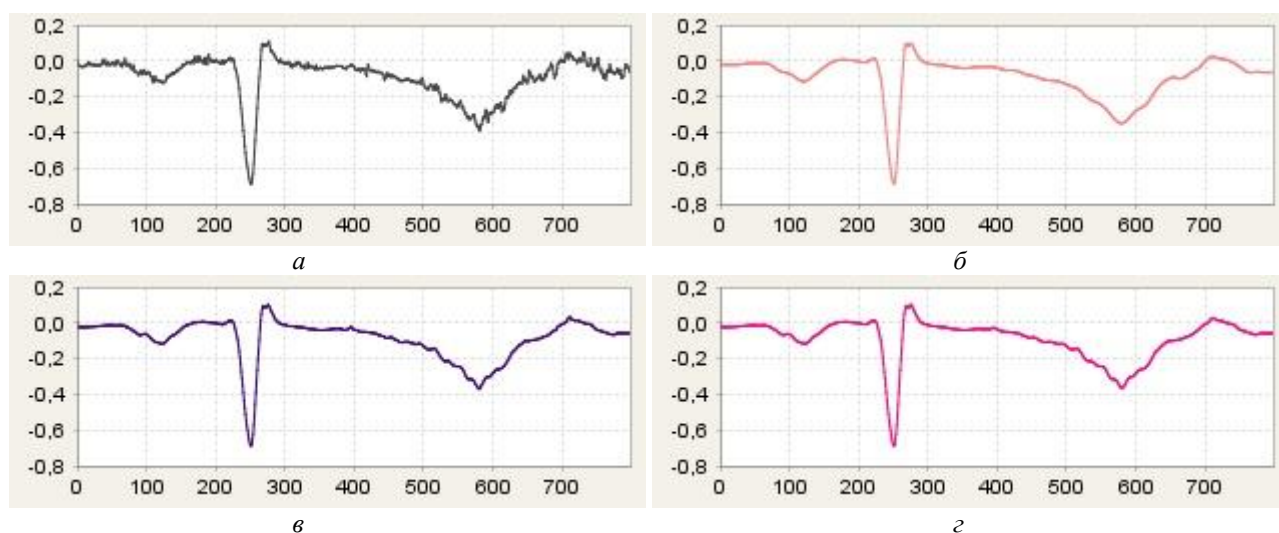


Рис. 7

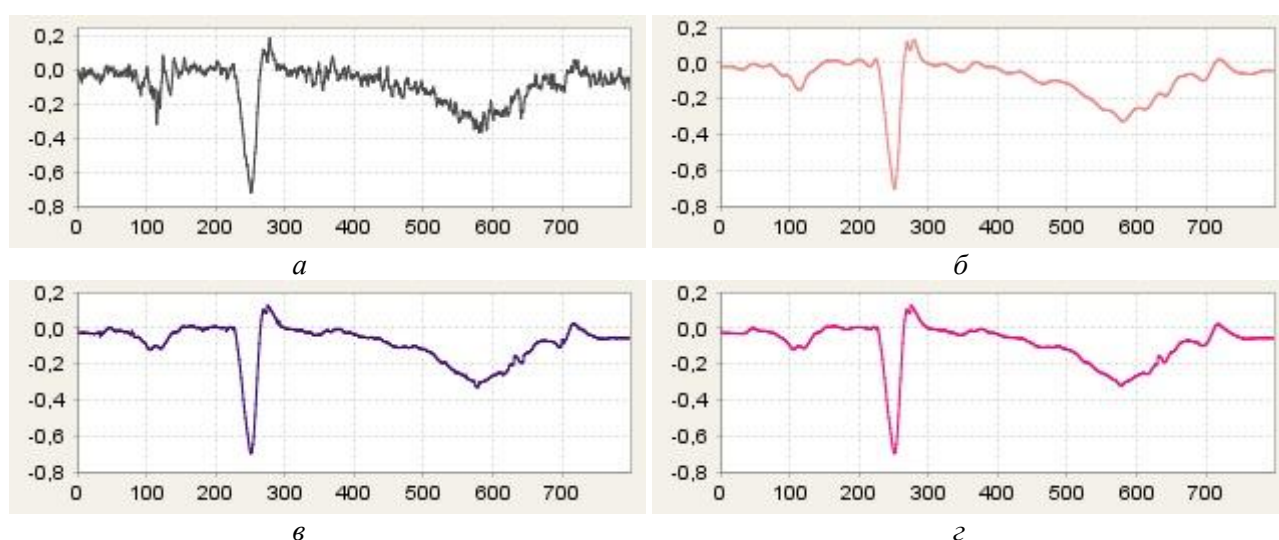


Рис. 8

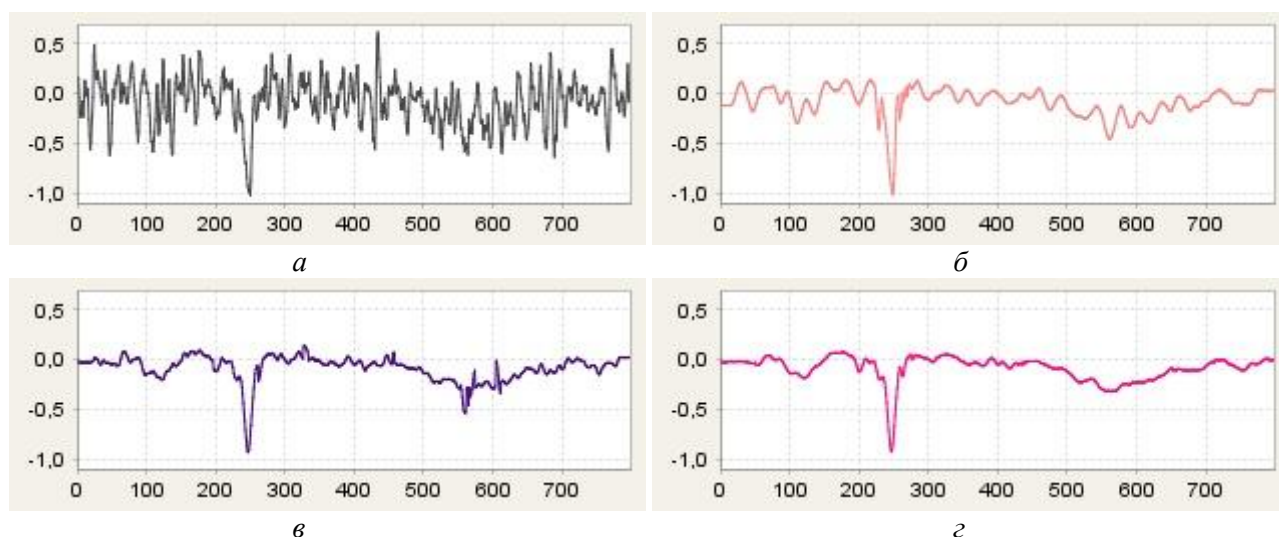


Рис. 9

Применение для реальной записи ЭКГ с высокочастотным шумом, зарегистрированной при частоте дискретизации 1 кГц , показано на рис. 9, где a – сигнал на входе; $б$ – сигнал на выходе AW_{tw}^{TP} ; $в$ – сигнал на выходе AH_{app} ; $г$ – сигнал на выходе AH_{app}^{TP} .

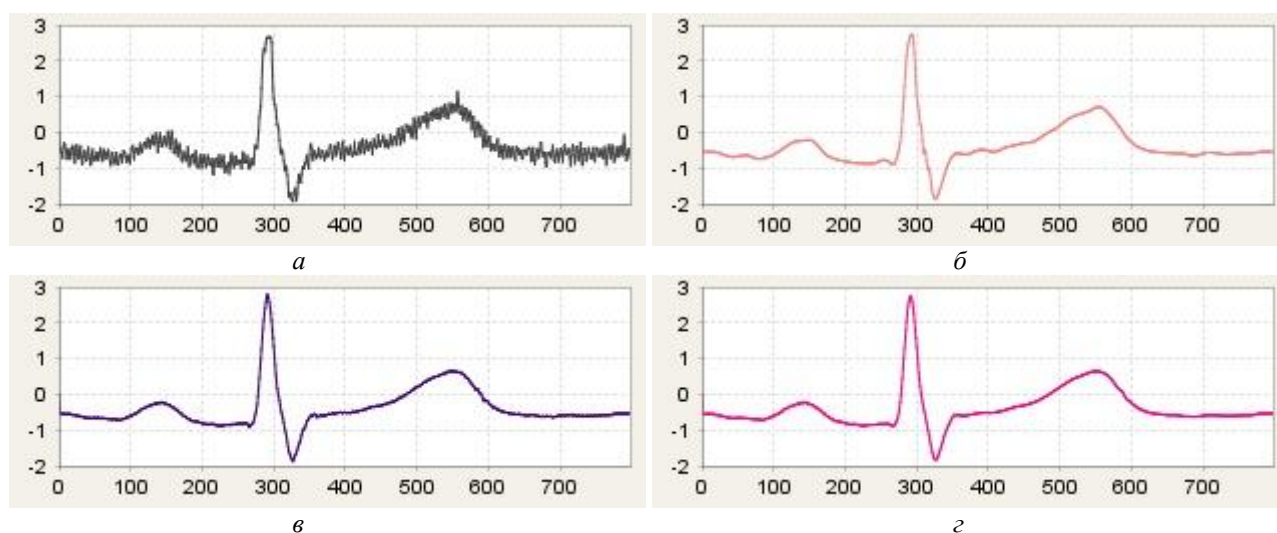


Рис. 10

Заключение

Впервые предложен адаптивный метод подавления нестационарного шума в сигнале ЭКГ в реальном времени. В данном методе в зависимости от оценки уровня шума осуществляется автоматический выбор набора компонентных фильтров и в зависимости от свойств сигнала на обрабатываемом локальном участке переключается фильтр с наиболее подходящими параметрами. В качестве компонентных фильтров предложено адаптивно переключать выходные сигналы S&G алгоритмов и усредняющего фильтра с различными размерами окон. Другой вариант – переключение адаптивных мириадных фильтров с сигнально-зависимым изменением параметра линейности K и с различными значениями размера окна и коэффициента, влияющего на K . Как для предварительной оценки уровня шума, так и для переключения компонентного фильтра применяются вычисленные по выборке отсчетов в предварительном скользящем окне и сглаженные линейным фильтром ПЛА фильтра Хемпела [20], что упрощает алгоритм и делает малой задержку обработки в реальном времени.

Полученные статистические оценки качества фильтров для тестовой модели сигнала ЭКГ при частоте дискретизации 1 кГц при условиях различного уровня аддитивного гауссова шума свидетельствуют о высокой эффективности предложенных адаптивных алгоритмов фильтрации нестационарного шума в ЭКГ. Показано, что алгоритмы, построенные на предложенном методе, в отсутствие или при очень низком уровне шума не применяют фильтрацию и, соответственно, не вносят искажений в высокочастотный QRS-комплекс. При изменении дисперсии шума предложенными алгоритмами автоматически переключается набор фильтров, имеющий параметры более подходящие для оцененного уровня шума, что повышает степень его подавления. В зависимости от локальных оценок динамики изменения сигнала из выбранного набора применяется фильтр с наиболее подходящими свойствами, что позволяет хорошо сохранить информационные параметры зубцов ЭКГ.

Сравнение с высокоэффективным динамическим алгоритмом [6, 7] на основе S&G фильтра [18] с зависимой от уровня шума и спектра сигнала гибкой настройкой длины интервала аппроксимации показало более высокие показатели эффективности предложенных алгоритмов для большинства моделированных ситуаций. Также предложенный метод имеет преимущество по задержке обработки сигнала в реальном времени.

Применение разработанных адаптивных алгоритмов для подавления различного уровня ЭМГ шума и другого шума в ЭКГ подтверждает высокую эффективность фильтрации.

Список литературы:

1. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. USA: CRC Press LLC, 1997. 276 p.
2. Christov I., Daskalov I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram // Medical Engineering & Physics. 1999. Vol.21. P.731-736.
3. Bortolan G., Christov I. Dynamic Filtration of High-Frequency Noise in ECG Signal // Computing in Cardiology, 7-10 Sept. 2014. Cambridge (USA), 2014. Vol.41. P.1089-1092.
4. Bortolan G., Christov I., Simova I., Dotsinsky I. Noise processing in exercise ECG stress test for the analysis and the clinical characterization of QRS and T wave alternans // Biomedical Signal Processing and Control. 2015. Vol.18. P.378-385.
5. Christov I., Neycheva T., Schmid R., Stoyanov T., Abächerli R. Pseudo real-time low-pass filter in ECG, self-adjustable to the frequency spectra of the waves // Medical & Biological Engineering & Computing. 2017. Vol.55, No.9. P.1579-1588.
6. Christov I., Neycheva T., Schmid R. Fine tuning of the dynamic low-pass filter for electromyographic noise suppression in electrocardiograms // Computing in Cardiology, 24-27 Sept. 2017. Rennes (France), 2017. Vol.44. P.1-4.
7. Christov I., Raikova R., Angelova S. Separation of electrocardiographic from electromyographic signals using dynamic filtration // Medical Engineering & Physics. 2018.
8. Gotchev A., Christov I., Egiazarian K. Denoising of electrocardiogram from electromyogram artifacts by combined transform-domain and dynamic approximation method // ICASSP'2002: Proc. of the IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. P.3872-3875. doi: 10.1109/ICASSP.
9. Dotsinsky I., Mihov G. Simple Approach for Tremor Suppression in Electrocardiograms // Int. J. Bioautomation. 2010. Vol.14, No.2. P.129-138.
10. Pander T. Impulsive Noise Filtering In Biomedical Signals With Application of New Myriad Filter // Biosignal' 2010: Proc. of the Int. Conf. 2010. Vol.20. P.94-101.
11. Pander T. An application of weighted myriad filter to suppression an impulsive type of noise in biomedical signals // TASK Quarterly. 2004. Vol.2, No.8, P.199-216.
12. Tulyakova N. Locally-Adaptive Myriad Filters for Processing ECG Signals in Real Time // Int. J. Bioautomation. 2017. Vol.21, No.1. P.5-18.
13. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы фильтрации электрокардиограммы с динамически изменяемым размером окна // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2016. – №2 (76). – С.4-14.
14. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Будник Н.Н., Стрижак А.Е. Сравнительный анализ локально-адаптивных нелинейных фильтров для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2015. – №2 (72). – С.97-111.
15. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные алгоритмы устранения электромиографического шума в сигнале электрокардиограммы // Радиотехника. – 2017. – Вып.188. – С.70-78. [Transl.: Tulyakova N., Trofimchuk A., Strizhak A. Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the electrocardiogram signal // Telecommunications and Radio Engineering. – 2018. – Vol.77, No.6. – P.549-561. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i6.70]
16. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные мириадные фильтры для обработки сигналов электрокардиограммы, регистрируемых с высокой частотой дискретизации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2016. – №4 (78). – С.97-107.
17. Тулякова Н.О. Локально-адаптивная мириадная фильтрация сигнала электрокардиограммы // Радиотехника. – 2015. – Вып.180. – С.152-162.
18. Savitzky A., Golay M. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures // Analytical Chemistry. 1964. Vol.36. P.1627-1639. doi: 10.1021/ac60214a047.
19. Davies L., Gather U. The identification of multiple outliers // J. American Statistical Assoc. 1993. Vol.88. P.782-801.
20. Pearson R.K., Neuvo Y., Astola J. The Class of Generalized Hampel Filters // EUSIPCO: Proc. of the 23rd European Signal Processing Conf. 21 Aug.-4 Sept. 2015. Nice (France), 2015. P.2546-2550. doi: 10.1109/EUSIPCO.
21. Тулякова Н.О., Лопаткин Р.Ю., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Применение локально-адаптивной мириадной фильтрации для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2017. – №3 (83). – С.14-25.
22. Tulyakova N., Neycheva T., Trofymchuk O., Stryzhak O. Locally-adaptive myriad filtration of one-dimensional complex signal // Int. J. Bioautomation. 2018.
23. Melnik V.P., Lukin V.V., Zelensky A.A., Astola J.T., Kuosmanen P. Local Activity Indicators: Analysis and Application to Hard-Switching Adaptive Filtering of Images // Optical Engineering Journal. 2001. Vol.40, No.8. P.1441-1455. doi:10.1117/1.1385815.
24. Lukin V.V., Zelensky A.A., Tulyakova N.O., Melnik V.P. Adaptive method for 1-D signal processing based on nonlinear filter bank and Z-parameter // NSIP'99: Proc. of the IEEE/EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Antalya (Turkey), 1999. Vol.1, P.287-291.
25. Абрамов С.К. Алгоритм реализации мириадной фильтрации // Авиационно-космическая техника и технология. – 2000. – Вып.21. – С.143-147.

26. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы мириадной фильтрации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2014. – №4 (68). – С.76-83.
27. Gonzalez J.G., Paredes J.L., Arce G.R. Zero-Order Statistics: A Mathematical Framework for the Processing and Characterization of Very Impulsive Signals // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol.54, No.10. P.3839-3851. doi: 10.1109/TSP.2006.880306.
28. Carrillo R.E., Aysal T.C., Barner K.E. A Generalized Cauchy Distribution Framework for Problems Requiring Robust Behavior // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2010. Vol.2010. 19 p. doi: 10.1155/2010/312989.
29. Gonzalez J.G., Arce G.R. Optimality of the myriad filter in practical impulsive-noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. Vol.49, No.2. P.438-441. doi: 10.1109/78.902126.
30. Kalluri S., Arce G.R. Adaptive weighted myriad filter algorithms for robust signal processing in α -stable noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 1998. Vol.46, No.2. P.322-334. doi: 10.1109/78.655418.
31. Abramov S.K., Lukin V.V., Astola J. Adaptive myriad filter // CD-ROM Proc. of NSIP'2001. Baltimore (USA), 2001. 5 p.

*Институт прикладной физики НАН Украины;
Институт телекоммуникаций и глобального
информационного пространства НАН Украины*

Поступила в редколлегию 11.08.2018

ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СЕРЕБРЯНОМ НАНОПРОВОДЕ С ОПТИЧЕСКИ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОБОЛОЧКОЙ

Введение

Характерной особенностью взаимодействия света с металлическими наноструктурами является возбуждение поверхностных локализованных плазмонов [1 – 3]. Они, например, используются в волоконно-оптических плазмонно-резонансных биосенсорах [4], в компактных механико-оптических модуляторах [5], в практических технологиях, которые позволяют мгновенно обнаруживать биологические и химические структуры [6].

Перспективное будущее технологий в нанофотонике требуют устройств, которые могут стимулировать вынужденное излучение за счет возбуждения поверхностных локализованных плазмонов (плазмонного нанолазера, спайзера) [7 – 9]. Однако это требование является сложной задачей из-за очень сильных потерь в металлических структурах в оптическом диапазоне. В последнее время было предложено компенсировать потери оптической амплификации с использованием наночастиц в присутствии нанообъектов [10] или эксплуатационных наночастиц с диоксидом кремния и золотым сердечником [11]. Некоторые исследователи используют конфигурации, которые состоят из металлических наностержней в оболочке с усиливающим материалом [12], комбинации металлических проволок с квантовыми проволоками [13, 14]. Для этих приложений большое значение имеет точное моделирование в частотной и временной областях, которое гарантирует простоту интерпретации наблюдаемых явлений и получение результатов с контролируемой точностью.

Динамически активные структуры, в которых при помощи воздействия внешнего поля возможен контроль параметров материала, представляют большие возможности для их использования в устройствах полностью оптического переключения, перенастраиваемых фильтрах и системах замедления и остановки света [15, 16]. Изменение во времени диэлектрической проницаемости на практике может быть реализовано, например, лазерной накачкой, приложением напряжения [17], ионизацией [18] или изменением температурного режима [19].

Известно, что изменение показателя преломления неограниченной среды ведет к преобразованию частоты и амплитуды первичного поля [20]. Смещение частоты наблюдается также при изменении показателя преломления в волноводных [21] и резонансных структурах [22, 23].

Основной целью данного исследования является изучение переходных процессов в металлическом нанопроводе с оптически динамической оболочкой с помощью эффективного и точного метода во временной области. Этот метод сможет показать особенности нестационарных процессов и позволит сформулировать рекомендации для применения в новых ультрабыстрых нанофотонных технологиях для генерации, управления и возбуждения локализованных поверхностных плазмонов.

Задача формулируется в виде дифференциального уравнения с соответствующими начальными и граничными условиями. Мгновенное изменение диэлектрической проницаемости динамической оболочки позволило получить полуаналитическое решение. Использование преобразования Лапласа непосредственно к уравнению задачи дало возможность получить решение для частотной области. На следующем этапе – восстановлено переходное магнитное поле, при этом использовалось обратное преобразование Лапласа посредством вычисления вычетов в особых точках, соответствующих собственным частотам наноструктуры. Этот метод гарантирует точное обратное преобразование с управляемой погрешностью и позволяет легко характеризовать физические процессы. Указанный подход был успешно

использован для решения задач во временной области с различными нанопотонными конфигурациями [23 – 24].

Постановка задачи и методология

Рассматривается круговой плазменный цилиндр бесконечной протяженности радиуса a_1 с активным слоем радиуса a_2 (рис. 1). Эта структура расположена в недиспергирующем диэлектрике с показателем преломления n_3 .

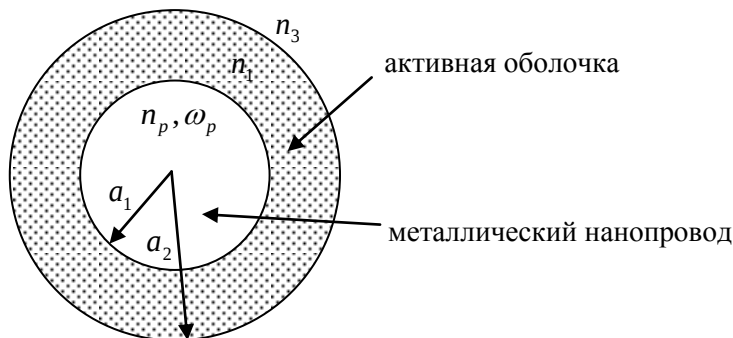


Рис. 1. Металлический нанопровод с активной оболочкой

В рассматриваемой работе начальное значение показателя преломления динамической оболочки – n_1 . Зависящая от частоты диэлектрическая проницаемость ε_p описывается моделью Друде:

$$\varepsilon_p(\omega) = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - i\gamma)}, \quad (1)$$

где ω_p – плазменная частота, γ – коэффициент поглощения в среде. Цилиндр ориентирован вдоль оси Oz , в поперечном сечении цилиндра введены полярные координаты (ρ, φ) .

Подобный тип нанопроводов может поддерживать поверхностные плазмоны только в случае перпендикулярной поляризации. Предположим, что на поверхности данного нанопровода возбужден поверхностный плазмон. Тогда z –компонента его магнитного поля может быть представлена в следующем виде [26]:

$$h_0 = \begin{cases} A_k J_k(n_p k_0 \rho) \cos(k\varphi) e^{-i\omega_0 t^*}, & \rho < a_1, \\ B_k J_k(n_1 k_0 \rho) \cos(k\varphi) e^{-i\omega_0 t^*} + C_k H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho) \cos(k\varphi) e^{-i\omega_0 t^*}, & a_1 < \rho < a_2, \\ D_k H_k^{(2)}(k_0 \rho) \cos(k\varphi) e^{-i\omega_0 t^*}, & \rho > a_2. \end{cases} \quad (2)$$

здесь $k_0 = \omega_0 / c$ – волновое число, c – скорость света в вакууме, $n_p = \sqrt{\varepsilon_p}$, ε_p получено с помощью формулы (1), зависимость от времени $e^{i\omega_0 t^*}$ и ω_0 является соответствующей собственной частотой возбужденного плазмона. Временную зависимость для исследуемого исходного поля можно представить в виде $e^{i\omega_0 t^*}$, где t^* символизирует момент времени резкого возбуждения локализованного поверхностного плазмона и для нашего исследования $t^* < 0$.

Неизвестные коэффициенты определяются из граничных условий, требующих непрерывности тангенциальных компонент магнитного и электрического полей на каждой границе нашей структуры. Для нахождения неизвестных коэффициентов используем следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned}
A_k J_k(n_p k_0 a_1) - B_k J_k(n_1 k_0 a_1) - C_k H_k^{(2)}(n_1 k_0 a_1) &= 0, \\
n_1 A_k J'_k(n_p k_0 a_1) - n_p B_k J'_k(n_1 k_0 a_1) - n_p C_k H_k^{(2)'}(n_1 k_0 a_1) &= 0, \\
B_k J_k(n_1 k_0 a_2) + C_k H_k^{(2)}(n_1 k_0 a_2) - D_k H_k^{(2)}(k_0 a_2) &= 0, \\
B_k J'_k(n_1 k_0 a_2) + C_k H_k^{(2)'}(n_1 k_0 a_2) - n_1 D_k H_k^{(2)'}(k_0 a_2) &= 0.
\end{aligned} \tag{3}$$

Решение системы (3) соответствует значению собственной частоты исследуемой структуры ω_0 .

В начальный момент времени показатель преломления (квадратный корень диэлектрической проницаемости) динамической оболочки металлического нанопровода изменяется от значения n_1 до значения n_2 под действием некоторого стороннего источника (не включенного в нашу модель), как схематически представлено на рис. 2. Далее рассмотрены эффекты, которые связывают исходный поверхностный плазмон структуры с новым показателем преломления оптически динамической наноболочки. При этом особое внимание уделено переходному процессу, происходящего в нашей структуре.

В основном существуют два типа методов решения аналогичных нестационарных электромагнитных задач. Один из подходов заключается в прямом решении уравнений Максвелла во временной области путем применения алгоритма временного шага и характеризуется методом конечных разностей во временной области (FDTD). Но этот подход имеет сложные численные вычисления и не позволяет наблюдать основные физические явления. В отличие от первого метода, подход, который исследован в этой работе, заключается в том, чтобы решить уравнения Максвелла полуаналитически в частотной области, а после – восстановить магнитное поле с помощью обратного частотного преобразования во временной области.

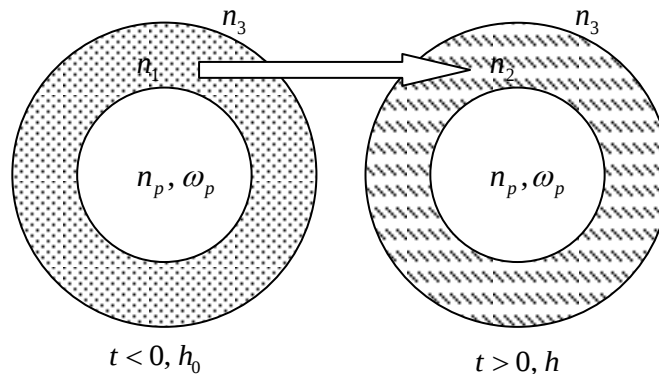


Рис. 2. Геометрия рассматриваемой задачи

В статье показано фундаментальное понимание и теоретически охарактеризованы ключевые моменты нестационарного преобразования возбужденного поверхностного плазмона в структуре, состоящей с металлического нанопровода в сочетании с оптически динамической оболочкой. Для этого исследовано временной отклик поверхностного локализованного плазмона на изменение показателя преломления активной оболочки металлического нанопровода. Такая постановка задачи предполагает получение полуаналитического решения, которое сможет подробно показать особенности физических явлений.

Для магнитного поля в плазменной среде с показателем диэлектрической проницаемости, описываемой формулой (1), нестационарное выражение имеет следующий вид

$$\text{rot} \text{rot} \vec{h} + \frac{1}{c^2} \varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} \vec{h} + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial}{\partial t} \vec{h} - \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} \vec{h}(t') dt' = 0. \tag{4}$$

Принимая во внимание тот факт, что поле возбужденного локализованного плазмона имеет только одну ненулевую z – составляющую, можно получить выражение для переходного поля в следующем виде:

$$\Delta h + \frac{1}{c^2} \varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} h + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial}{\partial t} h - \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} h(t') dt' = 0, \quad \rho < a_1, \quad (5)$$

$$\Delta h - \frac{n_2^2}{c^2} \frac{\partial^2 h}{\partial t^2} = 0, \quad a_1 < \rho < a_2, \quad (6)$$

$$\Delta h - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 h}{\partial t^2} = 0, \quad \rho > a_2, \quad (7)$$

в этих выражениях h соответствует z -компоненте магнитного поля,

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2}. \quad (8)$$

Применяя преобразование Лапласа $H(p) = \int_0^\infty h(t) e^{-pt} dt$ к выражениям (5) – (7), можно преобразовать функции-изображения как

$$\Delta H + (\varepsilon_\infty + \frac{\omega_p^2}{p(p+\gamma)}) H - (\frac{1}{c^2} (\varepsilon_\infty (p+i\omega_0) + \frac{\omega_p^2}{\gamma})) A_k J_k(n_p k_0 \rho) \cos k\varphi, \quad \rho < a_1, \quad (9)$$

$$\Delta H + \frac{n_2^2}{c^2} p^2 H + \frac{n_2^2}{c^2} (p+i\omega_0 \frac{n_1^2}{n_2^2}) (B_k J_k(n_1 k_0 \rho) + C_k H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho)) \cos k\varphi, \quad a_1 < \rho < a_2, \quad (10)$$

$$\Delta H + \frac{p^2}{c^2} H + \frac{1}{c^2} (p+i\omega_0) D_k H_k^{(2)}(k_0 \rho) \cos k\varphi, \quad \rho > a_2. \quad (11)$$

Решение (9) – (11) является суперпозицией исходной поставленной задачи и вкладов от граничных элементов [23, 24]

$$H = \frac{1}{p-i\omega_0} A_k J_k(n_p k_0 \rho) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*} + A_k^1 I_k(\tilde{n}_p q \rho) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*}, \quad \rho < a_1, \quad (12)$$

$$H = \frac{n_2^2 p + i n_1^2 \omega_0}{n_2^2 p^2 + n_1^2 \omega_0^2} (B_k J_k(n_1 k_0 \rho) + C_k H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho)) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*} + (B_k^1 I_k(n_2 q \rho) + C_k^1 K_k(n_2 q \rho)) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*}, \quad a_1 < \rho < a_2, \quad (13)$$

$$H = \frac{1}{p-i\omega_0} D_k H_k^{(2)}(k_0 \rho) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*} + D_k^1 K_k(q \rho) \cos k\varphi e^{-i\omega t^*}, \quad \rho > a_2, \quad (14)$$

Здесь $q = p/c$, а $I_k(..)$, $K_k(..)$ – это модифицированные функции Бесселя и

$$\tilde{n}_p = \sqrt{\varepsilon_\infty + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{q(q+\gamma/c)}}. \quad (15)$$

Новые коэффициенты $A_k^1, B_k^1, C_k^1, D_k^1$ найдены из граничных условий. Система уравнений для их определения имеет следующий вид:

$$A_k^1 I_k(\tilde{n}_p q \rho) - B_k^1 I_k(n_2 q \rho) - C_k^1 K_k(n_2 q \rho) = - \frac{i p \omega_0 (n_1^2 - n_2^2)}{(p^2 n_2^2 + \omega_0^2 n_1^2)(p-i\omega_0)} A_k J_k(n_p k_0 \rho), \quad (16)$$

$$B_k^1 I_k(n_2 q \rho) + C_k^1 K_k(n_2 q \rho) - D_k^1 K_k(q \rho) = - \frac{i p \omega_0 (n_1^2 - n_2^2)}{(p^2 n_2^2 + \omega_0^2 n_1^2)(p-i\omega_0)} D_k H_k^{(2)}(k_0 \rho), \quad (17)$$

$$\frac{1}{\tilde{n}_p} A_k^1 I_k'(\tilde{n}_p q \rho) - \frac{1}{n_2} (B_k^1 I_k'(n_2 q \rho) + C_k^1 K_k'(n_2 q \rho)) = \frac{i p^2 (n_1^2 - n_2^2)}{n_p (p^2 n_2^2 + \omega_0^2 n_1^2)(p-i\omega_0)} A_k J_k'(n_p k_0 \rho), \quad (18)$$

$$\frac{1}{n_2}(B_k^1 I'_k(n_2 q \rho) + C_k^1 K'_k(n_2 q \rho)) - D_k^1 K'_k(q \rho) = \frac{ip^2(n_1^2 - n_2^2)}{n_p(p^2 n_2^2 + \omega_0^2 n_1^2)(p - i\omega_0)} D_k H_k^{(2)}(k_0 \rho). \quad (19)$$

Далее выполнено обратное преобразование во временную область по формуле Меллина

$$h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{+i\infty} H(p) e^{pt} dp. \text{ Выражения (16) – (19) имеют особые точки } p = i\omega_0 \text{ и } p = \pm i\omega_0 n_1/n_2,$$

а также сингулярные точки, соответствующие собственным частотам плазмонов (определяющие нули детерминанта (16) – (19) для $k = 0, 1, 2, \dots$):

$$\Delta = \begin{vmatrix} I_k(\tilde{n}_p q \rho) & -I_k(n_2 q \rho) & -K_k(n_2 q \rho) & 0 \\ 0 & I_k(n_2 q \rho) & K_k(n_2 q \rho) & K_k(q \rho) \\ 1/\tilde{n}_p \cdot I'_k(\tilde{n}_p q \rho) & -1/n_2 \cdot I'_k(n_2 q \rho) & -1/n_2 \cdot K'_k(n_2 q \rho) & 0 \\ 0 & 1/n_2 \cdot I'_k(n_2 q \rho) & 1/n_2 \cdot K'_k(n_2 q \rho) & K'_k(q \rho) \end{vmatrix} \quad (20)$$

После изменения во времени диэлектрической проницаемости активного слоя внутреннее поле нанопровода описывается только первым слагаемым выражения (12), а внешнее поле – первым слагаемым выражения (14) (подробности см. в [24]). Внутри динамической оболочки поле представлено слагаемым в первой скобке выражения (13).

Результаты и их обсуждение

Для дальнейших вычислений будем рассматривать серебряный нанопровод радиуса $a_1 = 25$ нм с активной оболочкой радиуса $a_2 = 35$ нм. В этом исследовании мы используем следующие значения формулы Друде: $\omega_p = 1.4525 \cdot 10^{16}$ Гц, $\gamma = 7.0656 \cdot 10^{13}$ Гц, $\varepsilon_\infty = 5.2573$ [25]. В работе использовалось нормированное время $T = tca^{-1}$, нормализованная собственная частота начального поверхностного плазмона $\tilde{\omega}_0 = \omega_0 ac^{-1} = 0.4464 + i \cdot 0.0046$ ($n_1 = 1.45$, $k = 1$), которая определяется системой уравнений (3). Выражения во временной области восстановлены с помощью теоремы Коши о вычетах. Такой алгоритм был успешно применен к ряду задач во временной области [23, 24].

Особый вклад в поле дает только решение определителя (20), которое связано с собственными значениями нанопровода. Для каждого значения индекса $k = \text{const}$ выражение (20) имеет одно единственное решение, которое ассоциируется с собственными частотами поверхностных плазмонов, и бесконечное число решений, связанных с объемными плазмонами. Используя указанное аналитическое решение, можно оценить вклад каждой плазменной частоты в магнитное поле.

С этой целью определим значения вычетов в нескольких особых точках, полагая, что $n_2 = 1.452$. Сингулярными точками являются собственные частоты соответствующего поверхностного плазмона $\tilde{\omega}_0 ac^{-1} = \pm 0.4462 + i \cdot 0.0045$ и вычеты в каждой из этих частот равны $-0.994 + i \cdot 0.2861$ для (+) и $0.0025 + i \cdot 0.0032$ для (–). Все значения соответствуют нормированной амплитуде начального поля. Частоты $\omega_1 ac^{-1} = \pm 2.3308 + i \cdot 0.5643$ соответствуют объемным плазмонам с вариацией поля вдоль радиуса и вычеты в них равны $-0.0036 - i \cdot 0.0034$ для (+) и $-0.0026 + i \cdot 0.002$ для (–). Вычисляя вычеты для каждой частоты объемного плазмона мы видим, что их вклад в полное решение пренебрежимо мал. Для объемных плазмонов с высшими радиальными номерами наблюдается аналогичная ситуация.

Только поверхностный плазмон имеет величину поля, соответствующую величине первичного плазмона. Исходя из этого, видим, что мгновенное изменение диэлектрической проницаемости активной оболочки нанопровода преобразовывает исходный плазмон в новый плазмон с аналогичным распределением поля и небольшим изменением собственной

частоты. Полюсы вносят вклад в стационарное поле, в то время как точки ветвления – в нестационарное решение.

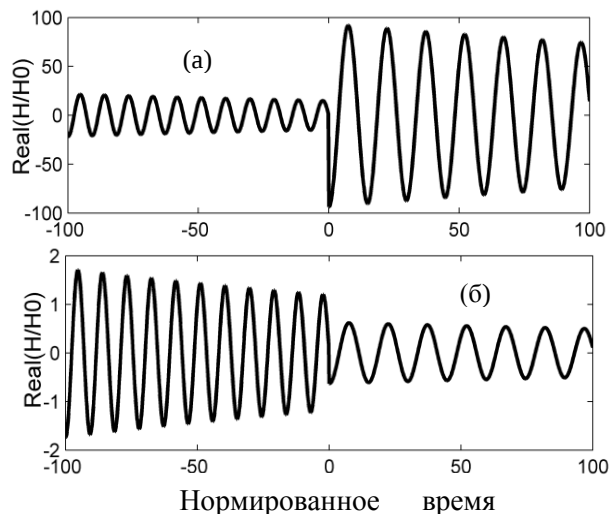


Рис. 3. Преобразование магнитного поля внутри серебряного нанопровода с активной оболочкой в результате скачка коэффициента преломления в слое: (а) $n_1 = 2.8$, $n_2 = 1.5$; (б) $n_1 = 1.5$, $n_2 = 2.5$. Точка наблюдения $r = \rho/a = 0.95$, $\varphi = 0$

Рис. 3 иллюстрирует переходный отклик внутреннего поля серебряного нанопровода с динамической оболочкой во временной области. Исследуется исходное поле перед начальным моментом времени. Изменение диэлектрической проницаемости в оболочке в начальный момент времени нарушает поле. Для более четкого наблюдения процессов, соответствующих изменению частоты и величины поля, исследовано относительно большое изменение диэлектрической проницаемости. Хотя такой большой скачок проницаемости на практике пока не достижим, но он используется здесь для того, чтобы более наглядно показать динамику процессов.

На рис. 3 хорошо прослеживается, что после скачка диэлектрической проницаемости в активной оболочке нанопровода поле описывается первым слагаемым в (12), при этом преобразуется частота падающей волны с сохранением пространственной структуры поля. Во внешнем пространстве присутствует только первичное поле. После прохождения волнового фронта полное поле описывается суммой вычетов во всех особых точках и интегралом вдоль разреза, который проходит вдоль отрицательной полуоси $\text{Re}(p)$ комплексной плоскости. Вычеты в полюсах $p = \pm i\omega_0 n_1/n_2$ равны нулю, т.е. в установившемся режиме компоненты с такими частотами отсутствуют, а вычет на частоте источника совпадает с известными выражениями для поля рассеяния плоской волны на стационарном цилиндре. Все собственные частоты нанопровода (цилиндра) являются комплексными величинами, мнимая часть которых определяет скорость затухания колебаний. Исходя из рис. 3 можно заключить, что при увеличении показателя преломления в активном слое серебряного нанопровода частота плазмона уменьшается, а при уменьшении – растет.

Выводы

Теоретически исследовано преобразование локализованного поверхностного плазмона серебряного нанопровода с оптически динамической оболочкой за счет изменения во времени диэлектрической проницаемости в слое. Предположение резкого изменения показателя преломления позволило получить полуаналитическое решение в виде преобразования Лапласа, которое четко указало на особенности переходных и стационарных процессов в задаче. Максимальная величина амплитуды поля в новой конструкции наблюдается для плазмона с тем же угловым коэффициентом, что и для исходного плазмона.

Таким образом, изменение во времени диэлектрической проницаемости в динамической оболочке нанопровода не изменяет пространственное распределение ближнего поля, но при этом происходит смещение частоты.

Список литературы:

1. Stognii N.P., Sakhnenko N.K. Accurate investigation of coupled plasmonic resonances in a chain of silver nanowires // Proc. In Conf. Math. Methods Electromagnetic Theory (MMET-2016). – 2016. – Pp. 192-195.
2. Fujii M. A new mode of radio wave diffraction via the terrestrial surface plasmon on mountain range // Radio Science. – 2016. – Vol. 51, No. 8. – Pp. 1396-1412.
3. Natarov D.M., Byelobrov V.O., Sauleau R., Benson T.M., Nosich A.I. Periodicity-induced effects in the scattering and absorption of light by infinite and finite gratings of circular silver nanowires // Opt. Exp. – 2011. – Vol. 19. – Pp. 22176-22190.
4. Chen S., Liu Y., Liu Z., Peng W. Self-reference surface plasmon resonance biosensor based on multiple-beam interference // IEEE Sensors J. – 2016. – Vol. 16, No. 21. – Pp. 7568-7571.
5. Fedyanin D., Arsenin A. Transmission of surface plasmon polaritons through a nanowire array: mechano-optical modulation and motion sensing // Opt. Exp. – 2010. – Vol. 18, No. 19. – Pp. 20115-20124.
6. Stockman M. I. Nanoplasmonic sensing and detection // Science. – 2015. – Vol. 348, No. 6232. – Pp. 287-288.
7. Yang A., Odom T. W. Breakthroughs in photonics 2014: advances in plasmonic nanolasers // IEEE Photonics J. – 2015. – Vol. 7, No. 3. – Pp. 0700606.
8. Zhang P., Gu Q., Lau Y.Y. and Fainman Y. Constriction resistance and current crowding in electrically pumped semiconductor nanolasers with the presence of undercut and sidewall tilt // IEEE J. Quant. Electron. – 2016. – Vol. 52, No. 3. – Pp. 2000207.
9. Natarov D.M. Modes of a core-shell silver wire plasmonic nanolaser beyond the Drude formula // J. Opt. – 2014. – Vol. 16, No. 7. – Pp. 075002/6.
10. Dice G., Mujumdar S., Elezzabi A. Plasmonically enhanced diffusive and subdiffusive metal nanoparticle-dye random laser // Appl. Phys. Lett. – 2005. – Vol. 86. – Pp. 131105.
11. Noginov M., Zhu G., Belgrave A., Bakker R., Shalae V., Narimanov E., Stout S., Herz E., Suteewong T., Wiesner P. Demonstration of a spaser-based nanolaser // Nature. – 2009. – Vol. 460. – Pp. 1110-1113.
12. Shapoval O.V., Kobayashi K., Nosich A.I. Electromagnetic engineering of a single-mode nanolaser on a metal plasmonic strip placed into a circular quantum wire // IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron. – 2017. – Vol. 23, No. 6. – Pp. 1501609.
13. Byelobrov V.O., Ctyroky J., Benson T.M., Sauleau R., Altintas A., Nosich A.I. Low-threshold lasing modes of infinite periodic chain of quantum wires // Opt. Lett. – 2010. – Vol. 35, No. 21. – Pp. 3634-3636.
14. Byelobrov V.O., Benson T.M., Nosich A.I. Binary grating of sub-wavelength silver and quantum wires as a photonic-plasmonic lasing platform with nanoscale elements // IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron. – 2012. – Vol. 18. – Pp. 1839-1846.
15. Heebner J. Slow light, induced dispersion, enhanced nonlinearity, and optical solitons in a resonant-array waveguide // Phys. Rev. E. – 2002. – Vol. 65, No. 3. – Pp. 036619-4.
16. Yanik M., Fan S. Time reversal of light with linear optics and modulators // Phys. Rev. Lett. – 2004. – Vol. 93, No. 17. – Pp. 173903-4.
17. Savchenkov A., Ilchenko V., Matsko A., Maleki L. High-order tunable filters based on a chain of coupled crystalline Whispering Gallery-mode resonators // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2005. – Vol. 17, No. 1. – Pp. 136-138.
18. Djordjev K., Choi S. J., Choi S. J., Dapkus P. Microdisk tunable resonant filters and switches // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2002. – Vol. 14, No. 6. – Pp. 828-830.
19. Benyoucef M., Kiravittaya S., Mei Y. et al. Strongly coupled semiconductor microcavities: A route to couple artificial atoms over micrometric distances // Phys. Rev. B. – 2008. – Vol. 77, No. 3. – Pp. 035108-5.
20. Morgenthaler F. R. Velocity modulation of electromagnetic wave // IRE Trans. on Microwave Theory and Technique. – 1958. – Vol. 6, No. 2. – Pp. 167-172.
21. Fedotov F., Nerukh A. G., Benson T. M., Sewell P. Investigations of electromagnetic field in a layer with time-varying medium by Volterra integral equation method // J. of Lightwave Technol. – 2003. – Vol. 21, No. 1. – Pp. 305-314.
22. Sakhnenko N. K., Benson T. M., Sewell P., Nerukh A. G. Transient transformation of Whispering Gallery resonator modes due to time variations in dielectric permittivity // Opt. Quant. Electron. – 2006. – Vol. 38. – Pp. 71-81.
23. Sakhnenko N., Nerukh A. Rigorous analysis of Whispering Gallery mode frequency conversion due to time variation of refractive index in a spherical resonator // J. Opt. Soc. Am. A. – 2012. – Vol. 29, No. 1. – Pp. 99-104.
24. Stognii N.P., Sakhnenko N.K. Transient transformation of surface plasmon due to time variations in dielectric permittivity of nanowire environment // Proc. In Conf. Electron. Nanotechnol (ELNANO-2016). – 2016. – Pp. 83-86.
25. Jonson P., Christy R. Optical constants of the noble metals // Phys. Rev. B. – 1972. – Vol. 6. – Pp. 4370-4379.

ЛЮ ЧАН, PhD, И.Н. БОНДАРЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
А.Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ СЕНСОР ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТОЯНИЯ ВОДЫ В БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТАХ

Введение

Состояние биообъекта характеризуется распределением свободной воды и воды, связанной с его макромолекулами [1]. Молекула воды обладает малой массой (18 а.е.м.) и значительным дипольным моментом ($p=1,84$ Д). В свободном состоянии молекулы имеют высокую частоту релаксации (f_r воды около 10 ГГц), а вода при $f < f_r$ имеет высокое значение диэлектрической проницаемости. В связанном состоянии ее электрофизические свойства зависят от свойств макромолекулы, в которую она встроена [2]. Поэтому электродинамические средства измерений, особенно работающие в СВЧ диапазоне, позволяют получить значительное количество информации для оценки распределения свободной и связанной воды.

Проблемы при создании СВЧ измерителей возникают по двум причинам. Первая обусловлена косвенным характером связи между интересующими свойствами вещества и его электрофизическими параметрами. Во многих случаях эта часть задачи не имеет корректного решения. К электрофизическим параметрам относятся реальная ϵ' и мнимая ϵ'' части комплексного значения диэлектрической проницаемости $\tilde{\epsilon}$. Исследуемое вещество может характеризоваться более чем двумя параметрами. Тем не менее, СВЧ методы контроля обладают рядом преимуществ. К ним относятся неинвазивность при исследовании биологических объектов *in vivo*, скорость измерений, возможность их проведения вне оборудованных лабораторий. С их помощью, с известной степенью достоверности, можно проследивать изменения в объекте на протяжении всего периода трансформации. Это делает задачу адаптации СВЧ сенсоров для исследования биообъектов актуальной.

Вторая проблема заключается в сложности и громоздкости решения электродинамической части задачи. Наиболее простым решением является использование численных методов, которые реализованы современными программными средствами. Эти методы дают наглядное представление о распределении компонент электромагнитного поля и численные значения параметров для конкретной конструкции сенсора. Однако проследить зависимости, выяснить взаимосвязи с их помощью затруднительно. Требуется многократные повторения вычислений с эвристическим определением тенденций. Поэтому аналитические методы, результатом которых являются, возможно, громоздкие, но читаемые формулы, в этом случае предпочтительнее.

Цель работы – поиск и обоснование на качественном уровне типа сенсора, оптимального для слежения за быстрыми трансформациями биообъектов. При этом необходимо решить задачу оптимизации конструкции так, чтобы она имела широкую область применения, и можно было составить его строгую математическую модель [3]. Это обеспечит возможность количественного определения основных параметров уже на этапе предварительных расчетов.

Выбор типа измерителя

СВЧ измерители находят все более широкое применение в различных областях [4 – 6]. Современный уровень развития полупроводниковой электроники СВЧ диапазона делает создание таких измерителей экономически целесообразным. Усложняются конструкции сенсоров [7 – 9], уточняются методы их описания [10 – 12].

Наиболее важным является выбор метода СВЧ измерений и типа первичного преобразователя – сенсора. Традиционно в СВЧ измерителях используются два метода: волноводный и резонаторный. Волноводные методы позволяют работать в некотором диапазоне частот. Но их чувствительность ниже, чем у резонаторных. Высокая чувствительность и возможность

перестройки рабочей частоты в широких пределах сочетаются в четвертьволновом резонаторном измерителе (ЧРИ). Не менее важно и то, что у данного типа резонатора пучность электрического поля частично располагается вне основного резонирующего объема. Это обеспечивает возможность сделать процедуру смены образцов сравнительно простой.

Возможность перестройки рабочей частоты увеличивает объем первичной информации, что способствует повышению достоверности косвенных измерений [4, 5, 13, 14]. В данном случае это может иметь принципиальное значение. Максимальная величина диэлектрических потерь свободной воды лежит вблизи частоты релаксации (10 ГГц). Молекулы биовеществ обладают существенно большей массой чем, молекула воды. Связь воды с макромолекулами биовеществ приведет к снижению реальной части диэлектрической проницаемости и к снижению частоты релаксации. Поэтому при оценке соотношения свободной и связанной воды важным информативным параметром будет частотный ход изменения ϵ' и ϵ'' в области частот $f < f_r$.

Таким образом, можно считать, что наиболее предпочтительным является резонансный метод с использованием ЧРИ с сенсором в виде открытой коаксиальной апертуры [15 – 17]. Ее размеры могут быть существенно меньше длины волны [13, 18, 19]. Вблизи апертуры ЧР формируется пучность электрического поля, размер которой соответствует ее размеру. Это позволяет исследовать объекты, вплоть до наноразмерных [7, 14, 20]. Кроме того, апертура ЧР допускает определенные изменения формы. Такая возможность позволит создать граничные условия, упрощающие решение задачи определения передаточной характеристики сенсора.

Выбор геометрической схемы сенсора

Геометрическая схема коаксиального апертурного сенсора должна удовлетворять ряду условий. Критериями являются возможность аналитического представления параметров сенсора, возможность перестройки рабочей частоты, простота смены образцов.

Четвертьволновые резонаторы выполняются, как правило, в виде отрезков коаксиальных линий. Поэтому рабочая область сенсора также должна иметь аксиально симметричную форму. Основная мода колебаний в ЧРИ получается трансформацией ТЕМ волны коаксиальной линии вблизи открытого конца. Поэтому в ЧРИ имеется азимутальная компонента магнитного поля H_ϕ , радиальная E_r и осевая E_z компоненты электрического поля. Один из возможных вариантов сенсора представлен на рис. 1.

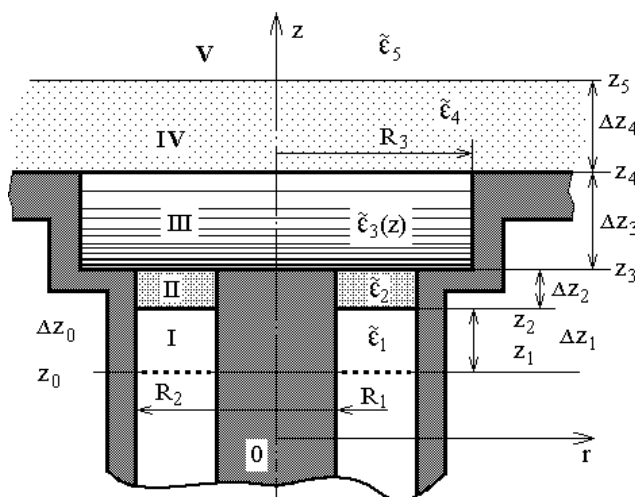


Рис. 1. Схема коаксиального апертурного сенсора

Рабочая область (III) представляет собой кювету ($\Delta z_3, R_3$), продолжающую наружный проводник коаксиальной линии. Внизу она ограничена диэлектрической вставкой II, сверху выходит на плоский экран и может быть открыта. Это позволит создать полностью контролируемые и повторяемые условия при исследовании жидкостей. В то же время она обеспечит к ним доступ в момент измерений. При внешнем воздействии будет послышное изменение свойств жидкости вдоль оси. Это позволит строго подойти к решению электродинамической задачи определения передаточной характеристики.

Для исследования иных биообъектов, особенно *in vivo*, оптимальным сенсором будет открытая апертура в плоском экране. Как будет показано ниже, данный сенсор и представленная схема решения электродинамической задачи позволит дать адекватное описание в обоих случаях.

Решение электродинамической задачи и обоснование упрощений

При наличии математической модели трансформации свойств жидкости данная схема сенсора позволит строго подойти к решению задачи определения связи между свойствами образца и выходными параметрами ЧРИ – резонансной частотой и добротностью. Но в этой работе ограничимся анализом электродинамической части.

Строгое математическое представление компонент ЭМП во всем объеме ЧРИ можно получить на основании известных тензорных функций Грина $\Gamma^{E,M}(\vec{r}, \vec{r}')$ уравнений Максвелла для цилиндрических областей [21, 22]. Поскольку в ЧРИ имеется только одна компонента магнитного поля, то наиболее просто решение записать для нее.

Общее выражение имеет вид

$$\vec{H}(\vec{r}, z) = \int_V \Gamma^M(\vec{r}, \vec{r}') \vec{j}^M(\vec{r}') dV. \quad (1)$$

При одной компоненте магнитного поля, H_ϕ связана только с одной составляющей источника j_ϕ^M . Поскольку ЭМП в данной конструкции проникает только через плоскости поперечного сечения, то магнитные токи j_ϕ^M выражаются через E_r на этих плоскостях:

$$j_\phi^M = -[\vec{n}_o \vec{E}] = \begin{cases} -E_r(r, z = z_{i+1}) \\ E_r(r, z = z_i) \end{cases}, \quad (2)$$

где z_{i+1} , z_i – положение плоскостей, ограничивающие i -ю область; $\vec{n}_o$ – внутренняя нормаль к плоскости.

Для $H_\phi(\vec{r}, z)$ из девяти компонент тензора функции Грина достаточно одной поперечной. При отсутствии вариаций по азимуту $\Gamma^M(\vec{r}, \vec{r}')$ упрощается до

$$G_{\phi\phi, n}(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{1}{\lambda_n k_n^2} \frac{\partial}{\partial r} \chi_n(r) \frac{\partial}{\partial r'} \chi_n(r') g_n(z, z'), \quad (3)$$

где $\chi_n(r)$ – собственные функции; λ_n – нормы собственных функций; k_n – собственные числа; g_n – осевая компонента функции Грина.

Для коаксиальной (индуктивной) части резонатора (I, II на рис.1) собственные функции $\chi_n(r)$ являются линейными комбинациями функций Бесселя-Неймана вида

$$\chi_n^I(r, R) = N_0(k_n^I r) J_0(k_n^I R) - J_0(k_n^I r) N_0(k_n^I R), \quad (4)$$

где R – граница области (R_1 или R_2 на рис.1); верхний индекс – номер области на рис.1.

Собственные числа k_n^I находятся решением уравнения:

$$N_0(k_n^I R_2) J_0(k_n^I R_1) - J_0(k_n^I R_2) N_0(k_n^I R_1) = 0. \quad (5)$$

Для цилиндрической области функция Неймана в решениях должна быть исключена, поскольку $|N_m(0)| \rightarrow \infty$. Тогда

$$\chi_n^{III}(r) = J_0(k_n^{III} r), \quad (6)$$

где k_n^{III} – корни уравнения $J_0(k_n^{III} R_3) = 0$.

Если область не ограничена ($R_3 \rightarrow \infty$) ряд k_n становится непрерывным: $0 \leq \kappa < \infty$, а норма равна $2\pi\kappa^{-1}$.

Для осевых составляющих функций Грина вид $g_n(z, z')$ в общем случае имеет вид

$$g_n(z, z') = \frac{1}{\gamma_i \operatorname{sh} \gamma_i \Delta z_i} \begin{cases} \operatorname{ch} \gamma_i (z - z_i) \operatorname{ch} \gamma_i (z_{i+1} - z'), & z < z' \\ \operatorname{ch} \gamma_i (z' - z_i) \operatorname{ch} \gamma_i (z_{i+1} - z), & z > z' \end{cases} \quad (7)$$

где γ_i – продольные постоянные распространения; $\tilde{\epsilon}_i$ – комплексная диэлектрическая проницаемость материала i -й области; k_0 – волновое число в свободном пространстве.

Для ограниченной i -й области: $\gamma_{i,n} = \sqrt{k_n^2 - \tilde{\epsilon}_i k_0^2}$. Для неограниченной области используется κ .

Представленные выражения позволят определить поле $H_\varphi(z, r)$ во всем ЧРИ. Для этого необходимо разделить весь объем преобразователя на однородные участки. В данной геометрической схеме границами будут плоскости $z = \text{const}$. На основании граничных условий для источников $E_r(r, z_i + 0) = E_r(r, z_i - 0)$, и полей $H_\varphi(r, z_i + 0) = H_\varphi(r, z_i - 0)$ над и под границей можно составить строгую систему уравнений для ЭМП во всем преобразователе. Это позволит строго определить все его характеристики. Однако это крайне сложный путь, а конечные выражения будут недопустимо громоздкими. Учитывая ограниченный объем статьи, здесь представим только свойства сенсора на качественном уровне.

Наибольший интерес представляет рабочая область. Ее электрофизические свойства в процессе трансформации можно представить как свойства многослойного диэлектрика. Выражение для H_φ в i -м слое цилиндрической области при заданных $\tilde{\epsilon}_i$ и Δz_i имеет вид

$$H_\varphi(r, z) = -j\omega\epsilon_0\tilde{\epsilon}_i \int_0^{R_3} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(k_n^{III} r) J_1(k_n^{III} r') r'}{\lambda_n^{III} \gamma_{i,n}} \times \\ \times \left[\frac{\operatorname{ch}[\gamma_i(z_{i+1} - z)]}{\operatorname{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} E_r(r', z_i) - \frac{\operatorname{ch}[\gamma_i(z - z_i)]}{\operatorname{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} E_r(r', z_{i+1}) \right] dr', \quad (8)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная вакуума.

В каждой области регулярного волновода собственные числа, нормы и собственные функции одинаковы. Поэтому подынтегральные выражения для $H_\varphi(r, z_i + 0)$ и $H_\varphi(r, z_{i+1} - 0)$ позволяют получить коэффициенты связи между $E_r(r', z_{i+1})$ и $E_r(r', z_i)$ в виде «лестничной» структуры:

$$K_i = \operatorname{csh}(\gamma_i \Delta z_i) \left\{ \operatorname{cth}(\gamma_i \Delta z_i) + \frac{\dot{\epsilon}_{i+1} \gamma_i}{\dot{\epsilon}_i \gamma_{i+1}} \left[\operatorname{cth}(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1}) - \frac{\operatorname{csh}^3(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1})}{K_{i+1}} \right] \right\}^{-1}. \quad (9)$$

Далее будем считать, что $\tilde{\epsilon}_i$ образца имеет два значения, одно – в случае связанной воды, другое – в случае свободной. Границу между этими состояниями будем считать резкой.

На практике используются малые апертуры ($R_2 \ll \lambda$). В этом случае достаточно точно определить характеристики сенсора можно на основании приближения заданного поля (ПЗП) в плоскости z_1 . При $R_2 \ll \lambda$ высшие гармоники быстро затухают, и можно считать, что $E_r = U_0 r^{-1}$, где напряжение U_0 связано с напряжением U_a между проводниками, образующими линию, как $U_0 = U_a / \ln(R_2 / R_1)$. Далее, как показано в [23, 24], составляются инте-

гральные уравнения для E_r в плоскостях z_3 и z_4 . Этот путь завершается вычислением комплексного значения эквивалентной емкости сенсора $\tilde{C}$ в плоскости z_1 . Его определяют на основании интеграла от комплексного значения вектора Пойнтинга по сечению z_1 [25]:

$$\tilde{P}(z_1) = 2\pi \int_{R_1}^{R_2} \tilde{E}_r(z_1, r') \tilde{H}_\varphi(z_1, r') r' dr'. \quad (10)$$

При $E_r(z_1, r) = U_0 r'^{-1}$ это выражение упрощается до

$$\tilde{C}_1 = \frac{-i4\pi}{\omega U_0 \ln^2(R_2/R_1)} \int_{R_1}^{R_2} \tilde{H}_\varphi(z_1, r') dr'. \quad (11)$$

При внесении в рабочую область исследуемого вещества изменение резонансной частоты и добротности преобразователя достаточно точно определяют изменение $\tilde{C}_1$.

Однако и этот путь весьма сложный, поскольку требует решения интегральных уравнений. В [20] показано, что распределение E_r в плоскости открытого экрана незначительно отличается от $E_r = U_0 r'^{-1}$, и для оценочных расчетов при $R_3 > (1...1,5)R_2$ также можно использовать это приближение. В осевом направлении интенсивность компонент ЭМП апертуры быстро затухает, и на расстоянии $z > (1...1,5)R_2$ можно считать их равными нулю. Это позволит упростить выражения для распределений $H_\varphi(z, r)$, $E_r(z, r)$ и $E_z(z, r)$ до сумм по волновым числам. При однородном веществе в рабочей области имеем:

$$H_\varphi(r, z) = -j\omega\epsilon_0 \tilde{\epsilon}_3 U_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(k_n^{III} r) (J_0(k_n^{III} R_1) - J_0(k_n^{III} R_2))}{k_n^{III} \gamma_{3,n} \lambda_n^{III}} \frac{\text{ch}[\gamma_{3,n}(z_4 - z)]}{\text{sh}(\gamma_{3,n} \Delta z_3)}, \quad (12)$$

$$E_r(r, z) = -U_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(k_n^{III} r) (J_0(k_n^{III} R_1) - J_0(k_n^{III} R_2))}{k_n^{III} \lambda_n^{III}} \frac{\text{sh}[\gamma_{3,n}(z_4 - z)]}{\text{sh}(\gamma_{3,n} \Delta z_3)}, \quad (13)$$

$$E_z(r, z) = U_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0(k_n^{III} r) (J_0(k_n^{III} R_1) - J_0(k_n^{III} R_2))}{\gamma_{3,n} \lambda_n^{III}} \frac{\text{ch}[\gamma_{3,n}(z_4 - z)]}{\text{sh}(\gamma_{3,n} \Delta z_3)}. \quad (14)$$

Распределение $H_\varphi(r, z_3)$ совместно с $E_r(r, z_3) = U_0 r'^{-1}$ и с учетом коэффициента связи K_2 для двухслойного образца позволит вычислить комплексное значение эквивалентной емкости сенсора $\tilde{C}$.

Анализ результатов

Высшую рабочую частоту целесообразно взять равной частоте релаксации воды. Внешний размер апертуры должен быть меньше $\lambda/2$ с учетом свойств образца. При большем размере в подводящей линии могут распространяться высшие гармоники и возрастают потери на излучение [26]. Для расчетов выберем $R_2 = 2$ мм. Из условия максимального проникновения поля в образец, согласно [20], выберем $R_1 = 1$ мм. Размеры кюветы $R_3 = 4$ мм, $\Delta z_3 = 2,5$ мм, напряжение $U_0 = 1$ В, рабочая частота $\omega = 2\pi \cdot 10^{10}$ Гц, диэлектрическая проницаемость исследуемого образца $\tilde{\epsilon} = 3(1 - i0,1)$.

На рис. 2, а, б, в представлены распределения магнитной компоненты ЭМП – $H_\varphi(r, z)$ и компонент электрического поля, радиальной $E_r(r, z)$ и осевой $E_z(r, z)$.

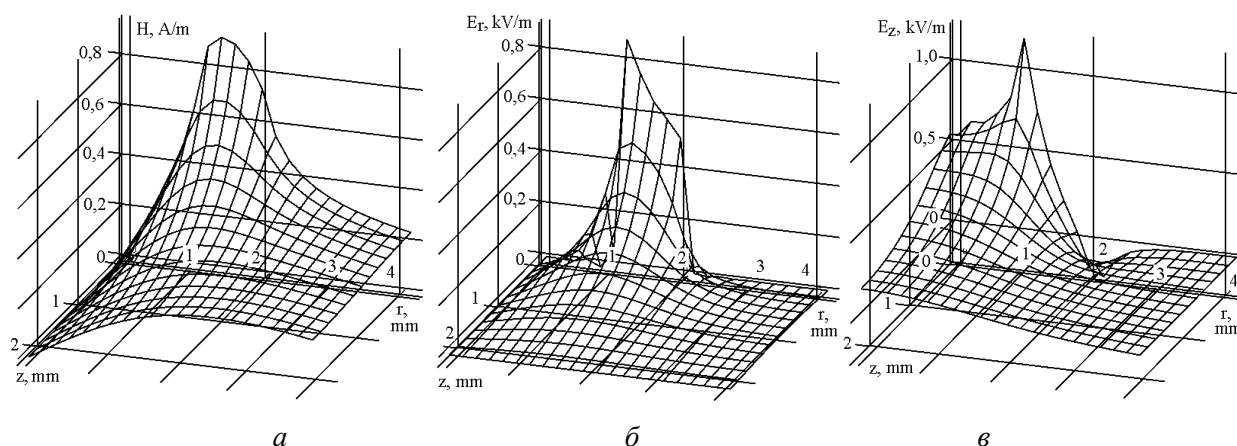


Рис. 2. Компоненты ЭМП в рабочей области сенсора

Как показывают расчеты, основная энергия ЭМП сосредоточена в области, прилегающей к апертуре. И уже при выбранном размере кюветы ($R_3 = 2R_2$) эти распределения незначительно отличаются от распределения в свободном пространстве [20]. Структура осевой компоненты $E_z(z, r=0)$ позволяет сказать, что результат внешнего воздействия на образец со стороны противоположной экрану можно будет оценить уже на расстоянии 0,8–1 внешнего радиуса апертуры. Поскольку размеры эффективной области взаимодействия соответствуют размерам апертур, то размер пробы будет ограничиваться только свойствами самого биологического материала.

Для оценки изменений емкости апертуры $\tilde{C}$ выберем $\tilde{\epsilon}_s$ образцов при связанной воде $\tilde{\epsilon}_s = 3(1 - i0,01)$, при свободной – $\tilde{\epsilon}_u = 10(1 - i0,03)$. Будем считать, что внешнее воздействие может как связывать воду, так и освобождать ее. Поэтому ближний к апертуре участок может иметь $\tilde{\epsilon}_n$ большую, чем дальний $\tilde{\epsilon}_f$, но может и наоборот. В процессе воздействия положение границы между участками z_b будет меняться. Поскольку распределения компонент ЭМП (рис. 2) незначительно отличаются от распределений над открытой апертурой в плоском экране [20], то расчет $\tilde{C}$ проведем для случая $R_3 \rightarrow \infty$. Это позволит распространить результаты на сенсор для измерений образцов *in vivo*, упростить процесс вычислений и без дополнительных обоснований выбрать произвольное расстояние от апертуры до границы раздела z_b . Результаты расчета действительной и мнимой частей $\tilde{C}$ для тех же значений R_1 , R_2 и ω при изменении положения z_b и обоих вариантов $|\tilde{\epsilon}_n| > |\tilde{\epsilon}_f|$ и $|\tilde{\epsilon}_n| < |\tilde{\epsilon}_f|$ представлены на рис. 3, а, б.

На рис. 3, а при $|\tilde{\epsilon}_n| > |\tilde{\epsilon}_f|$ и соответственно более короткой λ_n в слое прилежащем к апертуре, наблюдаются резонансные явления обусловленные отражением от границы. Как видно из рис. 3, б крутизна передаточной функции сенсора будет разной при изменении соотношения между величинами $|\tilde{\epsilon}_n|$ и $|\tilde{\epsilon}_f|$.

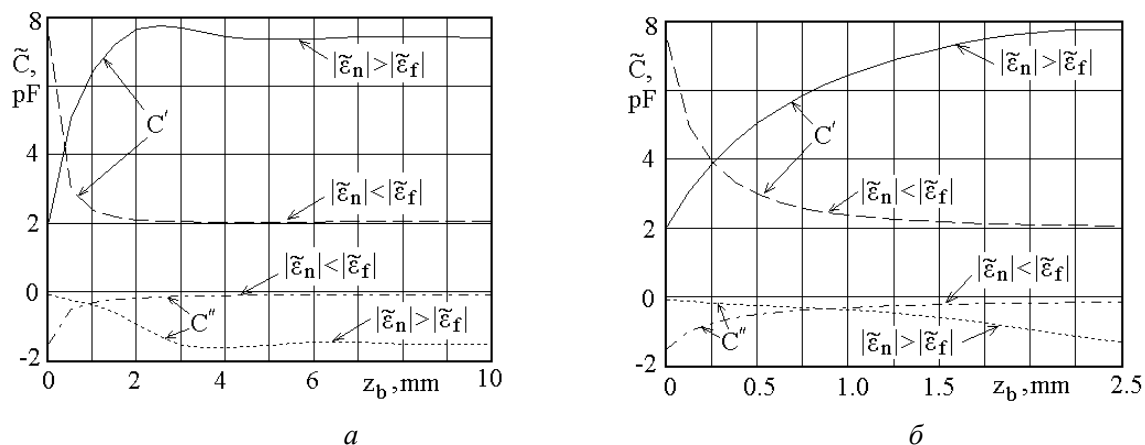


Рис. 3. Значения действительной и мнимой частей емкости апертуры

Выводы

К наиболее общим выводам относится подтверждение того, что аналитические методы предоставляют эффективный инструментарий для исследования сложных электродинамических систем. Кроме численного расчета на финальном этапе возможен и качественный анализ по составляющим конечных выражений, хотя его изложение будет объемным. Конечные выражения, даже с учетом упрощений, позволяют на ранних этапах проектирования определить основные параметры конкретных конструкций.

Выбранная схема сенсора не требует проб большого объема, позволяет воздействовать на испытуемый объект в процессе измерений, обеспечивает при этом повторяемость и определенность их условий, допускает принципиальную возможность поведения всех этапов теоретической градуировки. Представленное теоретическое описание актуально для случая исследования биологических жидкостей и для исследования биообъектов *in vivo*.

Следует отметить, что этот сенсор может работать в широком диапазоне частот, от частоты релаксации свободной воды до, практически, нулевой. Причем, как показали расчеты, распределение компонент ЭМП в рабочей области меняется не более чем на 10 %. Поскольку важным информативным параметром при измерении соотношения свободной и связанной воды является частотный ход $\tilde{\epsilon}$ исследуемой пробы, то выбранная схема сенсора имеет перспективы для практического воплощения.

Список литературы:

1. Щеголева Т.Ю. Гидратное окружение и структура макромолекул // Успехи современной биологии. – 1996. – Т.116, №6. – С.700-714.
2. Щеголева Т.Ю. Исследование биологических объектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. – К. : Наук. думка, 1996. – 182 с.
3. Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I., Borodkina A.N. On the development of a practical technique of theoretical calibration of resonant sensors for near-field microwave diagnostics // Telecommunication and Radio Engineering. – 2014. – V.73, №15. – P. 1397-1407.
4. Hyde M.W., Havrilla M.J. A broadband, nondestructive microwave sensor for characterizing magnetic sheet materials // IEEE Sensors J. – 2016. – V.16, No.12. – P. 4740-4748.
5. Kempin M., Ghasr M.M., Case J., Zoughi R. Modified waveguide range for evaluation of stratified composites // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 2014. – V.63, No.6. – P. 1524-1534.
6. Kaatz U. Techniques for measuring the microwave dielectric properties of materials // Metrologia. – 2012. – Vol.47, No.2. – P. S91-S113.
7. Hyde M. W. IV, Havrilla M. J., Bogle A. E. Nondestructive Determination of the Permittivity Tensor of a Uniaxial Material Using a Two-Port Clamped Coaxial Probe // IEEE Trans. Microwave Theory and Technique. – 2016. – Vol.64, No.1. – P. 239-246.
8. Cenancovic A., Schramm M., Schmidt L. Measurement setup for non-destructive complex permittivity determination of solid materials using two coupled coaxial probes // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. – 2011. – P. 1-4.

9. Hyde M. W. et al. Nondestructive electromagnetic material characterization using a dual waveguide probe: A full wave solution // *Radio Science*. – 2009. – V.44, №3. P. – 10-14.
10. Alanen E., Lahtinen T., Nuutinen J. Variational Formulation of Open-Ended Coaxial Line in Contact with Layered Biological Medium // *IEEE Transaction on biomedical engineering*. – 1998. – Vol.45, No.10. – P.1241-1247.
11. Huang R., Zhang D. Analysis of open-ended coaxial probes by using a two-dimensional Finite-difference frequency-domain method // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* – 2008. – Vol.57, No.5. – P. 931-939.
12. Maftooli H., Karami H.R., Sadeghi S.H.H., Moini R. Output signal prediction of an open-ended coaxial probe when scanning arbitrary-shape surface cracks in metals // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* – 2012. – Vol.61, No.9. – P. 2384-2391.
13. McLaughlin B.L., Robertson P.A. Miniature open-ended coaxial probes for dielectric spectroscopy applications // *J. Phys. D: Appl. Phys.* – 2007. No.40. – P.45–53.
14. Hosseini M. H. Heidar H., Shams M. H. Wideband Nondestructive Measurement of Complex Permittivity and Permeability Using Coupled Coaxial Probes // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2017. – V.66, №.1. – P. 148-157.
15. Poumaropoulos C.L., Misra D. A Study on the Coaxial Aperture Electromagnetic Sensor and Its Application in Material Characterization // *IEEE Transaction on instrumentation and measurement*. – 1994. – Vol.43, No.2. – P.111-114.
16. Blackham D.V., Pollard R.D. An Improved Technique for Permittivity Measurements Using a Coaxial Probe // *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*. – 1997. – Vol.46, No.5. – P.1093-1099.
17. Gregory A.P., Clarke R.N. Dielectric metrology with coaxial sensors/ A. P.Gregory, // *Meas. Sci. Technol.* – 2007. – No.18. – P.1372-1386.
18. Nozokido T., Bae J., Mizuno K. Scanning Near-Field Millimeter-Wave Microscopy Using a Metal Slit as a Scanning Probe // *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*. – 2001. – Vol.49, No.3. – P.491-499.
19. Panchenko A.Yu. Modeling a small aperture resonator type microwave meter of substance parameters // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 1998. – V.52, No.8. – P. 118-121.
20. Лю Чан, Панченко А. Ю., Слипенченко Н. И., Зайченко О. Б. Ближнеполевой коаксиальный сенсор открытого типа. Оценка пространственной разрешающей способности измерительной апертуры // *Вестник НТУ КПИ. Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение*. – 2017. – Вып.71. – С.17-24.
21. Панченко Б.А. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // *Радиотехника*. – 1970. – Вып. 15. – С. 82-91.
22. Tai C.T. Dyadic Green's functions for a coaxial line // *IEEE Trans. of Antennas and Propagation*. – 1983. – Vol.48, No.2. – P. 355-358.
23. Ch. Lu, Panchenko A.Yu., Slipchenko Mykola I. An integral equation for the field distribution within the aperture plane of the coaxial sensor // *Telecommunications and Radio Engineering*. T. 75. – 2016. – Вып. 7. – P.587-594. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i7 20
24. Лю Чан, Панченко А. Ю., Слипенченко Н. И., Зайченко О. Б. Коаксиальный сенсор открытого типа. Интегральное уравнение электрического поля в плоскости апертуры // *Вестник НТУ КПИ. Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение*. – 2017. – Вып.69. – С.11-16.
25. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Фар Р.С. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ – датчиков апертурного типа // *Радиотехника*. – 1998. – Вып.107. – С. 93-103.
26. Wen Mingming, Ch. Liu, Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I. Evaluation of influence of microwave radiation sensor in the form of an open end of the coaxial line on its metrological characteristics // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2015. – V.74, No.15. – P.1355-1366.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.08.2018

*Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук, Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук.,
А.В. БЕЛОУСОВ, канд. техн. наук., М.А.Ф. АЛКХАВАЛДЖЕХ*

ФОТОГАЛЬВАНИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ ПРИ ОПТИЧЕСКИХ ПЕРЕХОДАХ ДЛЯ УЛЬТРАКВАНТОВОГО ПРЕДЕЛА МЕЖДУ СПИНОВЫМИ ЗОНАМИ УРОВНЕЙ ЛАНДАУ

Введение

Статья посвящена исследованию фотогальванического эффекта (ФГЭ) в GaAs при оптических переходах между спиновыми зонами уровней Ландау для ультраквантового предела. Рассмотрена геометрия, когда поляризация перпендикулярна, а ток направлен вдоль магнитного поля. Эффект обусловлен кубическими членами в гамильтониане, существующими из-за отсутствия центра инверсии. Зависимость тока от магнитного поля имеет резонансный характер, причем содержит как четный, так и нечетный по полю вклады. Такой характер эффекта связан с резонансом в промежуточном состоянии и интерференцией амплитуд перехода второго порядка по релятивистским вкладам в гамильтониане. Проводится сравнение теории с экспериментом. Начиная с работы Рашба явление комбинированного резонанса (поглощение света за счет электрической компоненты электромагнитной волны, обусловленное электронными переходами с переворотом спина) продолжает оставаться в сфере интересов физики полупроводников. Исследовано явление интерференции магнито- и электродипольного резонансов в конфигурации Фойгта. Как и поглощение света, так и ФГЭ определяются отсутствием центральной симметрии среды [1 – 5].

Цель статьи – теоретическое исследование ФГЭ при спиновом резонансе, которые могут дополнить эксперименты по поглощению света как метод измерения зонных параметров. Одни и те же слагаемые в гамильтониане могут приводить к электродипольным переходам и к току ФГЭ. Рассчитано распределение ЭДС вдоль направления магнитного поля $\mathbf{H}$ при распространении света вдоль того же направления (геометрия Фарадея).

Фотогальванический эффект при спиновом резонансе

Рассмотрим уравнение для спинового перехода, отвечающее суперквантовому пределу: $\omega > E_F, \omega_s = |g|\mu_B \mathbf{H} \gg T, E_F$ – уровень Ферми относительно нижней спиновой зоны, μ_B – магнетон Бора. Поляризация света и ориентация магнитного поля $\mathbf{H}$ относительно кристаллографических осей произвольные; $U(\mathbf{r}) = \sum_i u(\mathbf{r} - \mathbf{r}_i)$ – потенциальная энергия взаимодействия электронов с хаотически распределенными примесями ($\mathbf{r}_i$ – координата i -го примесного центра). Гамильтониан рассматриваемой системы имеет вид $H = H_0 + H_1 + H_2 + H_U + U + F$, где H_0 – гамильтониан свободного электрона в параболическом приближении. Слагаемые H_1, H_2, H_U соответствует трем возможным механизмам перехода с переворотом спина.

Нечетная по импульсу часть функции распределения, дающая вклад в ток, может возникать вследствие нечетности функции генерации. В первом порядке теории возмущений асимметричная часть вероятности перехода возникает за счет интерференции вкладов F_1 и F_2

$$\omega_{L\beta}^{(1)} = \frac{\pi}{2} \text{Re}[(F_2)_{\beta L} (F_1)_{\beta L}^*], L = \mathbf{p}_+, \beta = \mathbf{p}_-; \quad (1)$$

Зависимость от направления $\mathbf{H}$ относительно кристаллографических осей заключена в коэффициентах B_{ijk} (Φ и Θ – азимутальный и полярный углы с осью (100));

$$\begin{cases} B_{133} = \cos 2\Phi \cos 2\Theta - i/2 \sin 2\Phi \cos \Theta (3 \cos^2 \Theta - 1); \\ B_{233} = -3i/2 \sin 2\Phi \sin \Theta \sin 2\Theta. \end{cases} \quad (2)$$

Проанализированы слагаемые, возникающие из-за нечетности вероятности рассеяния на примесях по $\mathbf{p}$. В суперквантовом пределе (в отличие от случая отсутствия $\mathbf{H}$) эти слагаемые не приводят к ФГЭ. Нечетность функции генерации отсутствует в параболическом приближении для спектра электронов. С учетом непараболичности спектра найдено вклад в ток [6]

$$\mathbf{j}_z^{(1)} = -\frac{\mathbf{e}^3 \delta_0 \tilde{g} \omega_s^2 \mathbf{E}_0^2 m}{\pi a^4 |g| \varepsilon_g \omega^2} \int d\mathbf{p}_z f_{p,z}^{(0)} + \frac{\partial}{\partial m} (\tau_{p_z} + v_{p_z,+}^z) \times \mathbf{p}_z (a^2 \mathbf{p}_z^2 - 1/2) P \delta_\eta(\Delta). \quad (3)$$

Здесь $P = \text{Re}(\mathbf{e}_+ \mathbf{e}_+^* B_{133})$, $\delta_\eta(\Delta) = \eta / \pi(\Delta^2 + \eta^2)$ – дельта-функция, $\Delta = \omega - \omega_s$ – отстройка от резонанса, η – уширение.

Помимо рассмотренного вклада в ток имеются еще слагаемые, связанные с учетом вклада в асимметричную вероятность перехода с переворотом спина от взаимодействия электронов с примесями. ФГЭ при этом определяется резонансом в промежуточном состоянии. Причина этого аналогична причине возникновения резонансного ФГЭ в квантовой пленке. Эти вклады возникают при учете интерференции амплитуд перехода первого и второго порядков.

Для случая ($\Delta \ll \lambda$) получено уравнение для вклада плотности тока [7; 8]

$$\mathbf{j}_z^{(2)} + \mathbf{j}_z^{(3)} = -\frac{4\pi\alpha_s \mathbf{e}^3 \mathbf{n} \langle \lambda \rangle}{a^2 \omega^2} \mathbf{E}_0^2 \left\{ \delta_\eta(\Delta) - \frac{\tilde{g} \omega_s}{\alpha_s |g|} \dot{\delta}_\eta(\Delta) \right\} \dot{P}, \quad \dot{P} = |\mathbf{e}_+|^2 \text{Im} B_{233} + \text{Im}(\mathbf{e}_+^* \mathbf{e}_- B_{133}). \quad (4)$$

На рис. 1 – 4 приведены зависимости сигналов ФГЭ от $\mathbf{B}$ поляризаций, $U \times 10^7, B$.

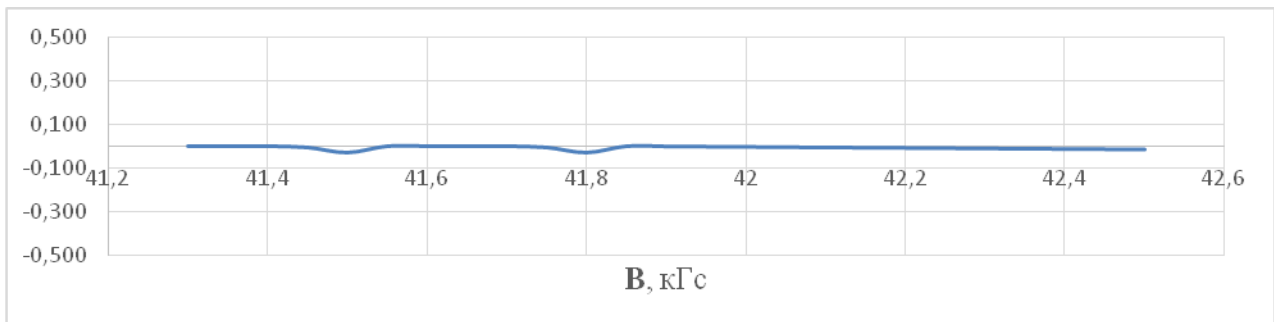


Рис. 1. Левая циркулярная поляризация

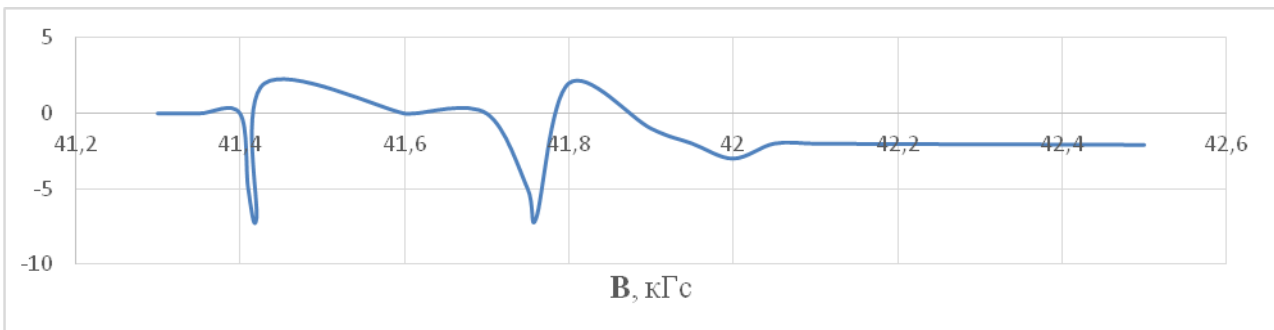


Рис. 2. Правая циркулярная поляризация

Проведены измерения ФГЭ и эффекта увеличения на спиновых переходах в GaAs. Анализ результатов показал, что измеряемые сигналы не зависят от угла между вектором линейной поляризации и кристаллографическими направлениями в плоскости (111). Из рисунка видно, что эффект существует только для линейной и правой циркулярной поляризаций. Амплитуда сигнала для циркулярной поляризации в два раза больше чем линейной. Изменение знака **B** не влияет на величину эффекта при линейной поляризации излучения. Сигнал содержит как четный, так и нечетный по настройке резонанса вклады.

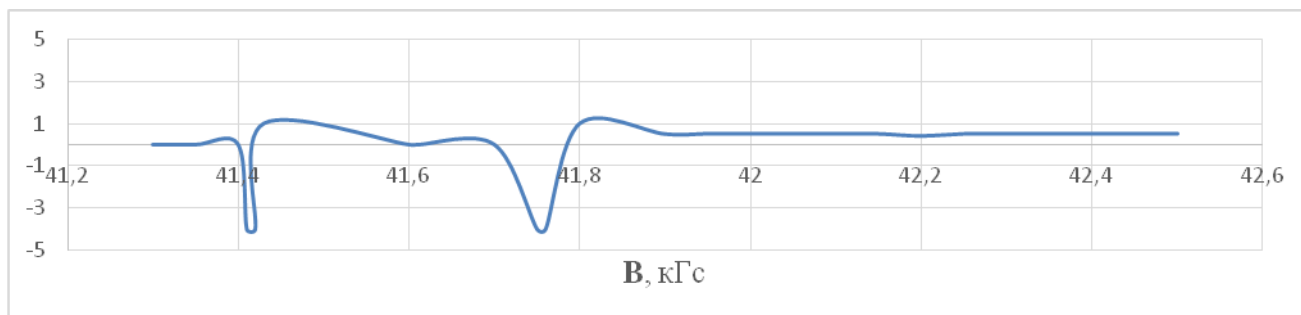


Рис. 3. Линейная диаграмма

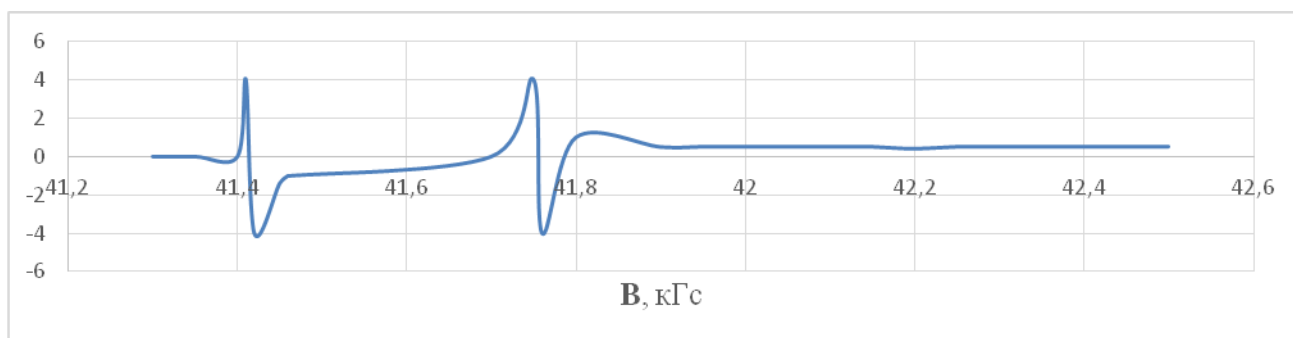


Рис. 4. Фононное увеличение

Из сравнения теоретической и экспериментальной величин сигнала видно, что параметры четного вклада в ориентации магнитной индукции **B**//[001] хорошо согласуются. Для нечетного вклада величина сигнала 4.7×10^{-4} В, что превышает экспериментальное значение 4.2×10^{-7} В. Теория эффекта хорошо описывает наблюдаемые поляризационные зависимости в рассмотренных ориентациях **B** относительно кристаллографических направлений. Сравнение теоретической и экспериментальной величин сигналов для четного по настройке от резонанса вклада позволяет определить параметры $\tilde{g}$ и α_s . Значения этих параметров находятся в хорошем соответствии с их величинами, вычисленными в модели Кейна. Теоретическая величина нечетного вклада по Δ почти на три порядка превышает экспериментально наблюдаемую величину. Это связано с тем, что неоднородность **B** в объеме, занимаемом образцом, приводит к подавлению знакопеременного сигнала и слабо влияет на величину знак постоянного вклада.

Усиление высокочастотного поля в неупорядоченной диэлектрической среде

Рассмотрим вопрос о распределении электрического поля **E** в слабопоглощающей среде. В случайно-неоднородных макроскопических средах, построенных из непоглощающих микроскопических частей, вследствие раскачки локальных плазмонов происходит усиление локальных **E**. В такой среде расходятся средние значения от четных степеней модуля **E** и являются определяющими для различных нелинейных откликов системы, что приводит к их

усилению. Двухфазная среда, состоящая из двух статистически перемешанных компонент ε_1 и ε_2 обладает эффективной диэлектрической проницаемостью [9 – 12]

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2}, \quad (5)$$

Если обе среды являются металлами, описываемыми моделью Друде – Лоренца

$$\varepsilon_{1,2} = 1 - \omega_{p(1,2)}^2 / \left(\omega \left(\omega + \frac{i}{\tau_{1,2}} \right) \right), \quad (6)$$

и поглощение в них очень мало $\tau \rightarrow \infty$, то исходные среды не обладают поглощением. Если частота света ω лежит между плазменными частотами ω_{p1} и ω_{p2} , в среде возникает конечное поглощение. Это явление связано с возникновением окна между ω_{p1} , ω_{p2} и локальными плазмонами. Перекачка энергии света в плазмоны дает конечное поглощение без столкновений. В работе [13] вычислены средние значения квадрата комплексного $\mathbf{E}$ и квадрата модуля поля

$$\langle |\mathbf{E}|^2 \rangle = \frac{(1 + |\varepsilon_2/\varepsilon_1|)}{\sigma_1 |\varepsilon_2/\varepsilon_1| + \sigma_2} \langle \mathbf{E} \rangle^2; \quad \langle \mathbf{E}^2 \rangle = \frac{1}{2} \varepsilon_{\text{eff}} \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{\varepsilon_1 \varepsilon_2} \langle \mathbf{E} \rangle^2. \quad (7)$$

Величина $\langle |\mathbf{E}|^2 \rangle$ расходится, а $\langle \mathbf{E}^2 \rangle$ остается ограниченной при увеличении времени релаксации. Из неравенства Коши – Буняковского $\langle |\mathbf{E}|^{2n} \rangle \geq \langle |\mathbf{E}|^2 \rangle^n$ следует расходимость более высоких моментов $|\mathbf{E}|^2$. Пространственное распределение $\mathbf{E}$ неоднородно – в среде возникают “горячие точки”. В работе [14] сделано решение для ε_{eff} конечной 2D двухфазной модели неупорядоченной среды, возникающей при иерархическом смешивании фаз с разными ε . Модель Морозовского – Снарского базируется на построении среды путем последовательных и параллельных соединений исходных фаз. В ней складываются тонкие слои с проводимостями $\sigma_{1,2}$ при равной толщине. Полученная среда с главными значениями $\dot{\sigma}_{1,2}$ имеет анизотропную проводимость. На следующем этапе иерархии процедура повторяется: из получившейся среды вырезаются в направлении 1 и 2 осей слои равной толщины, а потом собираются. В модели используется два этапа итерации, одна из сред заменяется пустыми промежутками. В результате возникает цепочка проводимостей $\sigma_{1,2}^n$. Бесконечное повторение процедуры приводит к одинаковым значениям $\sigma_{1,2}^\infty$, совпадающим с соотношениями Дыхне [14]

$$\sigma_1^\infty = \sigma_2^\infty = \sigma_{\text{eff}} = \sqrt{\sigma_1 \sigma_2}. \quad (8)$$

Для случая постоянного тока $\varepsilon_{1,2}$ имеет мнимое значение, а получившаяся цепочка сходится к результату Дыхне. То же справедливо для случая действительных положительных $\varepsilon_{1,2}$, соответствующих статической ε . Задача сводится к нелинейному рекуррентному соотношению для диэлектрических проницаемостей. Величины ε на n -м этапе итерации сворачиваются в элементарную функцию. При большом n , и $h = \varepsilon_1/\varepsilon_2 < 0$ величины z_n быстро осциллируют как функции h . На малом промежутке по h их поведение совпадает с тангенсами. При $h \sim 1$ расстояние между соседними нулями или полюсами z_n имеет порядок величины $\pi 2^{-n}$, то есть при увеличении n на 1 частота осцилляций удваивается.

Фотогальванический эффект в оптически-неупорядоченной среде

Большой интерес представляет приложение результатов исследований к ФГЭ, который является частным случаем нелинейных электромагнитных эффектов. ВЧ поляризация $\mathbf{D}^\omega$ и плотность стационарного тока $\mathbf{j}^0$ в среде может быть описана уравнениями:

$$\mathbf{D}_i^\omega = \varepsilon^\omega(\mathbf{r})\mathbf{E}_i^\omega; \quad \mathbf{j}_i^0 = \sigma^0(\mathbf{r})\mathbf{E}_i^0 + \alpha_{ijk}^\omega \mathbf{E}_j^\omega \mathbf{E}_k^{-\omega}, \quad (9)$$

где $\mathbf{E}_k^{-\omega} = (\mathbf{E}_k^\omega)^*$. Первый член описывает ВЧ часть поляризации среды на оптических частотах ω , второй – НЧ электрический ток ФГЭ. Обе величины удовлетворяют уравнениям Максвелла

$$\begin{cases} \nabla \mathbf{j}^0 = 0; \nabla \times \mathbf{E}^0 = 0; \\ \nabla \mathbf{D}^\omega = 0; \nabla \times \mathbf{E}^\omega = 0. \end{cases} \quad (10)$$

ВЧ диэлектрическая проницаемость $\varepsilon^\omega(\mathbf{r})$ и проводимость на нулевой частоте $\sigma^0(\mathbf{r})$ предполагается случайными функциями координат. По аналогии с σ_{eff} можно ввести эффективный фотогальванический коэффициент $\alpha_{ijk}^{\text{eff}}$. Тогда [13]

$$\langle \mathbf{j}_i \rangle = \varepsilon_{ijk} \langle \mathbf{E}_j^\omega \mathbf{E}_k^{\omega*} \rangle = \alpha_{ijk}^{\text{eff}} \langle \mathbf{E}_j^\omega \rangle \langle \mathbf{E}_k^{\omega*} \rangle. \quad (11)$$

Среднее значение тока дает вклад не только в ФГЭ, но и статический отклик, связанный с перераспределением статического поля. Статический отклик описывается первым членом в уравнении для $\mathbf{j}_i^0$. Однако среднее значение от этого члена обращается в нуль, если $\sigma^0(\mathbf{r}), \varepsilon^\omega(\mathbf{r}), \mathbf{E}^\omega(\mathbf{r})$ являются независимыми случайными величинами, либо $\sigma(\mathbf{r})$ не зависит от координат. В этом случае уравнение для эффективной фотогальванической константы $\alpha_{ijk}^{\text{eff}}$ определяется усреднением второго слагаемого в уравнениях (9) и сводится к среднему значению $\langle \mathbf{E}_j^\omega \mathbf{E}_k^{\omega*} \rangle$. Предположим, что электромагнитная волна падает на образец перпендикулярно его плоскости, среда изотропна и имеет 2D неоднородность: $\varepsilon^\omega(\mathbf{r}) = \varepsilon^\omega(x, y)$, а статическая проводимость не зависит от координат. Тогда в плоскости отсутствует направление и для компонент $(i, j) = (x, y)$ тензор средних значений выражается через среднее от квадрата модуля $\langle \mathbf{E}_j^\omega \mathbf{E}_k^{\omega*} \rangle = 0.5 \delta_{ij} \langle |\mathbf{E}^\omega|^2 \rangle$. Для модели ВЧ ε выберем модель Друде – Лоренца

$$\varepsilon_{1,2} = 1 - \frac{\omega_{P(1,2)}^2}{\omega \left(\omega + \frac{i}{\tau_{1,2}} \right)}. \quad (12)$$

В рассматриваемом пределе НЧ σ слабо зависит от координат, в то время как ВЧ ε в разных точках имеет разные знаки. К рассматриваемым объектам относятся композиты полупроводник-полупроводник, металл-диэлектрик, металл-металл. Они состоят из компонент с близкими свойствами в определенной области частот. Тогда мнимая часть ε меньше действительной части, а локальные $\varepsilon_{1,2}$ имеют разные знаки. Это возможно в полупроводниках [15]:

- в окрестности плазменного резонанса на свободных носителях;
- в области частот, существенно превышающих край оптического поглощения;
- в области поляризованного резонанса.

При $\alpha_{ixx} = \alpha_{iyy} = \alpha_i$, совпадающих в обеих средах, получаем уравнение для среднего фототока:

$$\langle \mathbf{j}_i \rangle = \alpha_i \frac{(|\varepsilon_1| + |\varepsilon_2|) \operatorname{Im}(\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2})}{\ddot{\varepsilon}_1 |\varepsilon_2| + \ddot{\varepsilon}_2 |\varepsilon_1|} |\langle \mathbf{E}^\omega \rangle|^2 = \alpha_i^{\text{eff}} |\langle \mathbf{E}^\omega \rangle|^2. \quad (13)$$

Из уравнения видно, что в области слабого локального поглощения ($\ddot{\varepsilon}_{1,2} \rightarrow 0$) знаменатель стремится к нулю, в то время как числитель при $\varepsilon_1 \varepsilon_2 < 0$ остается конечным, т. е. происходит усиление фотогальванического тензора. Именно при этих условиях в слабо поглощающей среде остается конечной мнимая часть ε_{eff} . Причина этого эффекта заключается в расщепке локального поля, а величина квадрата модуля $\mathbf{E}$ определяется балансом макроскопического поглощения и скорости локальных потерь, определяемых $\ddot{\varepsilon}$. В области прозрачности среды $\varepsilon_1 \varepsilon_2 > 0$ эффективный фотогальванический тензор имеет такой же порядок, как

и локальный. В качестве примера материала рассмотрим несимметричный кристалл GaAs, в котором симметрия разрешает объемный ФГЭ. Будем предполагать, что объемный образец построен из чередующихся сильно- и слаболегированных “столбиков” вдоль оси $0z = (111)$, совпадающей с нормалью к поверхности образца, со статическими свойствами. ФГЭ будет усилен в области частот между плазменными частотами свободных электронов. В GaAs фотогальванический тензор имеет только равные друг другу компоненты α_{123} . Используя ориентацию осей $0x = (01\bar{1})$; $0y = (\bar{2}11)$, находим $\mathbf{j}_x = 0$ и $\mathbf{j}_y = \sqrt{2/3\alpha_{\text{eff}}} |\langle \mathbf{E}^\omega \rangle|^2$. Отметим, что использованное приближение малости флуктуаций статической σ не влияет на порядок величины ответа, пока эти флуктуации не превышают среднюю величину проводимости: $\ln(\sigma/\langle\sigma\rangle) \leq 1$. Это происходит потому, что усиление ФГЭ обусловлено не близостью к порогу перколяции, а возможностью поглощения поля в среде при отсутствии локальных потерь. В пределе НЧ света усиление $\langle \mathbf{E} \rangle^2$ возникает в системе металл-диэлектрик, где малое отношение статических проводимостей $h = \sigma_1/\sigma_2$ определяет близость к порогу перколяции. В перколяционной системе с проводимостями σ_1 и σ_2 средний квадрат поля [16]

$$\langle \mathbf{E}^2 \rangle = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{\sqrt{\sigma_1 \sigma_2}} \langle \mathbf{E} \rangle^2. \quad (14)$$

Если одна из величин $\sigma_{1,2}$ стремится к нулю, а вторая ограничена, то $\langle \mathbf{E}^2 \rangle \rightarrow \infty$. В отличие от ВЧ случая, в этом пределе для нахождения $\langle \mathbf{j}_i \rangle$ недостаточно усреднять его величину, а необходимо решать уравнение на статическое $\mathbf{E}$ во втором порядке.

Выводы

Освещение однородной неполярной среды без центра инверсии может приводить к возникновению стационарного тока, направление которого связано с поляризацией электромагнитного поля тензором третьего ранга и не зависит от волнового вектора. В области примесзонных переходов ФГЭ определяется асимметрией вероятности ионизации примесей из-за наличия мультипольных моментов в распределении заряда. В области межзонных оптических переходов ФГЭ обусловлен кулоновским взаимодействием между образующимися свободными дыркой и электроном. Приложение переменного напряжения к проводящей среде, не обладающей центром инверсии, сопровождается возникновением стационарного тока, связанного с асимметрией рассеяния электронов на примесях и фононах.

Оптические переходы между спиновыми уровнями в квантовом магнитном поле приводят к возникновению резонансного ФГЭ. Резонанс обусловлен интерференцией различных

амплитуд перехода. Он может иметь как пикообразный вид, так и представлять антисимметричные фанорезонансы, в зависимости от поляризации и частоты света. ВЧ диэлектрическая проницаемость случайной разупорядоченной среды в отсутствие поглощения не сходится к конечному пределу при стремлении размеров среды к бесконечности, что происходит в результате возникновения хаотических резонансно-поглощающих областей (горячих точек). В результате происходит усиление нелинейных эффектов, в частности ФГЭ.

Наличие границ образца приводит к понижению симметрии кристалла и, как следствие отсутствия инверсии в системе образец + поле, к фототоку вдоль границы (пленочный ФГЭ). Этот эффект возможен в кристалле с центром инверсии, если либо поверхность кристалла не является плоскостью симметрии кристалла, либо поляризация наклонно направлена относительно поверхности. В размерно-квантовой системе поверхностный фотогальванический ток содержит резонансы, связанные с межзонными переходами. Резонансы обусловлены промежуточными состояниями для перехода и могут быть как симметричными, так и антисимметричными функциями частоты.

Список литературы:

1. Edelstein V.M. Inverse Faraday Effect in Conducting Crystals Caused by a Broken Mirror Symmetry // Phys. Rev. Lett. – 1998. – v.80. – p.5766-5769.
2. Bychkov Yu. A. and Rashba E.I. JETP Lett. – 1984. – v.39. – p.78.
3. Rashba E.I., Sheka V.I. In book: Landau Level Spectroscopy. Netherlands, 1991. – p.178.
4. Chen Y.F., Dobrovolska M. Interference of electric-dipole and magnetic-dipole interactions in conduction-electron-spin resonance // Phys. Rev. B. – 1985. – v.32. – p.890-902.
5. Dresselhaus G. Spin-Orbit Coupling Effects in Zinc Blende Structures // Phys. Rev. – 1955. – v.100. – p.580-586.
6. Barkan I.B., Entin M.V., Marennikov S.I. Holographic storage in LiNbO₃ at high temperature // Phys. Stat. Solidi (a). – 1976. – v.38. N 2. – p.K139-K142.
7. Chaplik A.V., Entin M.V., Magarill L.I. Spin orientation of electrons by lateralelectric field in 2D system without inversion symmetry // Physica E. – 2002. – v.13. – p.744-747.
8. Brouers F., Blacher S., Sarychev A.K. Fractal Reviews in the Natural and Applied Sciences, 1995. – p.237-240.
9. Brouers F., Blacher S., Henriouille N., Sarychev A. Electrical Transport and Optical Properties of inhomogeneous media. – M. : Scientific Center for Applied Problems in Electrodynamics, 1996. – p.46.
10. Clerc J.P., Giraud G., Laugier J.M., Luck J.M. Advances in Physics. – 1990. – v.39. – p.191-204.
11. Sarychev A.K., Shubin V.A., Shalaev V.M. Anderson localization of surface plasmons and nonlinear optics of metal-dielectric composites // Phys. Rev. B. – 1999. – v.60. – p.16389-16408.
12. Brouers F., Henriouille N., Sarychev A. Electrical Transport and Optical Properties of inhomogeneous media. – M. : Scientific Center for Applied Problems in Electrodynamics, 1996. – p.46.
13. Kraut W., Baltz R. Anomalous bulk photovoltaic effect in ferroelectrics: a quadratic response theory // Phys. Rev. B. – 1979. – v.19, N 3. – p.1548-1554.
14. Baltz R., Kraut V. A model calculation to explain the existence of bulk photo-current in ferroelectrics // Sol. St. Com field m. – 1978. – v.26, N 5. – p.961-963.
15. Chernyshov N.N., Slusarenko A.A. Study the photovoltaic effect in the spin resonance for crystals without inversion centre // Zbior artykulow naukowych / Inzynieria i technologia. Nauka wczoraj, dzis, jutro; Warszawa, 02.2016. p.53-58.
16. Chernyshov N.N. Conductivity of multicomponent electron gas // Radioelectronics & informatics. – 2015. – №1. – p.23-25.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.07.2018

АВТОГЕНЕРАТОРНЫЙ СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Введение

Синхронизированные автогенераторы широко используются и могут выполнять усиление и демодуляцию амплитудно-модулированных, фазо-модулированных и частотно-модулированных сигналов, умножение и деление частоты, фильтрацию сигналов и различного рода преобразования, например малых изменений частоты в фазовый сдвиг [1 – 8]. Использование синхронизированных автогенераторов в качестве нелинейных следящих фильтров оказалось эффективным при измерении частоты периодических полигармонических сигналов [9].

Введение нелинейной обратной связи в синхронизированных автогенераторах позволило реализовать потенциальные возможности таких устройств, что привело не только к улучшению известных характеристик, например к сокращению длительности переходных процессов [10], но и появлению совершенно новых свойств [11]. Однако ее влияние на высшие гармонические составляющие сигнала автогенератора не рассматривалось.

Цель статьи – исследование уровня высших гармонических составляющих сигнала синхронизированного одноконтурного LC автогенератора с нелинейной обратной связью, используемого в качестве следящего фильтра.

Функционирование следящего фильтра

Рассмотрим следящий фильтр, блок схема которого показана на рис.1. Нижнюю и верх-

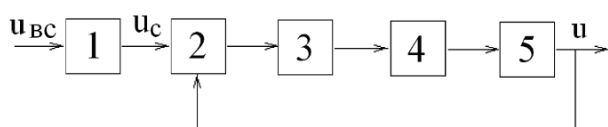


Рис. 1. Блок схема следящего фильтра:

- 1 – широкополосный фильтр; 2 – блок формирования нелинейной обратной связи; 3 – блок стабилизации амплитуды сигнала;
- 4 – преобразователь напряжения в ток;
- 5 – LC автогенератор

нюю граничные частоты следящего фильтра обозначим как ω_n и ω_e . u_{BC} представляет внешний сигнал синхронизации первая гармоническая составляющая которого меняется в диапазоне $\omega_n \leq \omega_c \leq \omega_e$. u сигнал обратной связи, он же является выходным сигналом автогенератора. Входной фильтр 1 устраняет влияние помех и высших гармоник сигнала синхронизации, кроме второй.

Полоса пропускания его равняется полосе синхронизации автогенератора, т.е. полосе пропускания следящего фильтра. В блоке формирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Полоса пропускания его равняется полосе синхронизации автогенератора, т.е. полосе пропускания следящего фильтра. В блоке формирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Формирование нелинейной обратной связи

Блок схема блока формирования нелинейной обратной связи показана на рис. 2.

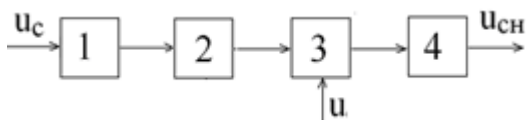


Рис. 2. Блок схема устройства формирования нелинейной обратной связи: 1 – схема возведения в квадрат; 2, 4 – широкополосные фильтры; 3 – перемножитель

Ограничимся учетом только первой и второй гармонических составляющих. Верхняя граничная частота фильтра 2 равна $2\omega_e$ а нижняя ω_n . Граничные частоты фильтра 4 устанавливаются равными граничным частотам следящего фильтра.

Следящий фильтр может работать в двух режимах. Первый, когда частота первой гармоники сигнала такова, что только она проходит через входной широкополосный фильтр 1 (рис.1), а также через фильтр 4 (рис. 2). Второй режим наступает, когда в полосы пропускания указанных фильтров попадают первая и вторая гармоники. Полоса синхронизации автогенератора на основном тоне при больших сигналах синхронизации ограничена с одной стороны переходом в режим деления частоты а с другой переходом в режим умножения частоты. Это ограничивает коэффициент перекрытия полосы синхронизации, который не превышает $k_D \leq 3$. В дальнейшем будет показано, что значение резонансной частоты контура определяется соотношением $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_g}$. Легко видеть, что $\omega_g = \omega_0 \sqrt{k_D}$, а $\omega_H = \omega_0 / \sqrt{k_D}$, и максимальная полоса синхронизации для описывается неравенством $0.577 \omega_0 < \omega_c < 1.73 \omega_0$. Ширина этого диапазона составляет $1.15 \omega_0$. Частота, на которой происходит переход от первого режима ко второму, приблизительно определяется из равенства $2\omega_c = \omega_g$, т.е. $\omega_{пер} = \omega_g / 2$. Для максимального коэффициента перекрытия диапазона $\omega_{пер} \approx 0.866 \omega_0$. Таким образом, первый режим имеет место, когда частота внешнего сигнала находится в пределах $0.866 \omega_0 < \omega_c < 1.73 \omega_0$, а второй при $0.577 \omega_0 < \omega_c < 0.866 \omega_0$.

Формирование непосредственного сигнала синхронизации

Первый режим работы следящего фильтра. Допустим, что внешний полигармонический сигнал после прохождения входного фильтра 1 (рис. 1) описывается выражением $u_c = A_{1c} \cos(\omega_c t + \varphi_{1c})$, а сигнал обратной связи имеет вид $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1)$. Амплитуда второй гармонической составляющей сигнала автогенератора мала, что дает возможность не учитывать ее влияние на величину непосредственного сигнала синхронизации.

В выражении для внешнего сигнала фазовый сдвиг, обусловленный фильтром 1, входит в фазу φ_{c1} , в силу произвольности фазы внешнего сигнала.

В соответствии с алгоритмом формирования нелинейной обратной связи возводим сигнал синхронизации в квадрат, и на выходе фильтра 2 имеем $u' = A_{1c}^2 / 2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_2 \varphi_2)$, где дополнительный сдвиг фазы $\varphi_2 \varphi_2$. Далее этот сигнал перемножается с сигналом обратной связи, т.е. с сигналом автогенератора. В результате получаем

$$u'u = A_{1c}^2 A_1 / 4 \{ \cos(3\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_2 \varphi_2 + \varphi_1) + \cos(\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_2 \varphi_2 - \varphi_1) \}.$$

Третья гармоника устраняется фильтром 4, а первая, получив фазовый сдвиг $\varphi_1 \varphi_4$, проходит. Таким образом, непосредственный сигнал синхронизации записывается в виде

$$u_{сн}^{(1)} = A_{1c}^{(1)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(1)}), \text{ где } A_{1c}^{(1)} = A_{1c}^2 A_1 / 4, \quad \psi_{1c}^{(1)} = 2\varphi_{1c} + \varphi_2 \varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_1 \varphi_4.$$

Изменения амплитуды сигнала значения не имеют, поскольку она устанавливается исходя из требуемой полосы синхронизации и поддерживается постоянной в блоке 3 (рис.1). Затем этот сигнал преобразуется в ток в блоке 4 $i_c = A_{1c}^{(1)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(1)})$ и поступает в контур автогенератора 5 (рис. 1) для синхронизации его колебаний.

Второй режим работы следящего фильтра. Частота внешнего полигармонического сигнала синхронизации теперь такова, что в полосу пропускания фильтров с фиксированной полосой пропускания попадают первая и вторая гармонические составляющие. Допустим, что внешний полигармонический сигнал синхронизации после прохождения входного фильтра 1 (рис. 1) описывается выражением $u_c = A_{1c} \cos(\omega_c t + \varphi_{1c}) + A_{2c} \cos(2\omega_c t + \varphi_{2c})$, а сигнал обратной связи имеет прежний вид $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1)$. В выражении для внешнего сигнала синхронизации дополнительные фазовые сдвиги, обусловленные фильтром 1 (рис.1) включе-

ны в фазы φ_{1c} и φ_{2c} , в силу произвольности фаз гармоник внешнего сигнала. Возводим сигнал синхронизации в квадрат

$$u_c^2 = A_{1c}^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c}) \right] + \frac{A_{2c}}{A_{1c}} \cos(\omega_c t + \varphi_{2c} - \varphi_{1c}) + \frac{A_{2c}}{A_{1c}} \cos(3\omega_c t + \varphi_{2c} + \varphi_{1c}) + \left(\frac{A_{2c}}{A_{1c}} \right)^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(4\omega_c t + 2\varphi_{2c}) \right).$$

Четвертая, третья гармоники, и постоянная составляющая устраняются фильтром 2. Все гармоники, прошедшие на выход фильтра 2, получают фазовый сдвиг $\varphi_{1\phi 2}$ $\varphi_{2\phi 2}$. Выходной сигнал этого фильтра описывается выражением

$$u' = A_{1c}^2 / 2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi 2}) + A_{1c} A_{2c} \cos(\omega_c t + \varphi_{2c} - \varphi_{1c} + \varphi_{1\phi 2})$$

В дальнейшем $\varphi_2' = 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi 2}$ $\varphi_1' = \varphi_{2c} - \varphi_{1c} + \varphi_{1\phi 2}$. Затем он перемножается с сигналом обратной связи. На выход фильтра 4 (Рис.2) проходят первая и вторая гармоники с соответствующим фазовым сдвигом $u'' = A_{2c}^{(2)} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c}^{(2)}) + A_{1c}^{(2)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(2)})$,

где $A_{2c}^{(2)} = A_1 A_{1c} A_{2c} / 2$, $\psi_{2c}^{(2)} = \varphi_1' + \varphi_1 + \varphi_{2\phi 4}$, $A_{1c}^{(2)} = A_{1c}^2 A_1 / 4$, $\psi_{1c}^{(2)} = \varphi_2' - \varphi_1 + \varphi_{1\phi 4}$

Это и есть непосредственный сигнал синхронизации, т.е. сигнал блока формирования нелинейной обратной связи 2. Для дальнейшего исследования непосредственный сигнал синхронизации следует представить в общем виде $i_c = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}) + I_{2c} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c})$. При анализе первого режима $\psi_{1c} = \psi_{1c}^{(1)}$, а вторая гармоника отсутствует. Во втором режиме $\psi_{1c} = \psi_{1c}^{(2)}$, $\psi_{2c} = \psi_{2c}^{(2)}$.

Математическая модель автогенераторного следящего фильтра

Рассмотрим LC-автогенератор, представленный на рис.3.

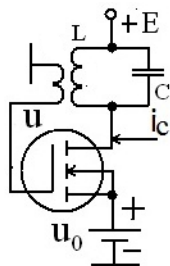


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная синхронизированного автогенератора

При разработке математической модели сделан ряд допущений, позволяющих выделить интересующее явление и упростить процесс исследования. Считаем, что автогенератор работает в режиме колебаний первого рода, имеет контур с низкой добротностью, усиленный элемент автогенератора нелинейный и безынерционный, его характеристика аппроксимируется полиномом третьей степени $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3$, входное сопротивление усиленного элемента велико и его влиянием можно пренебречь, смещение фиксированное, амплитуда сигнала синхронизации постоянна и велика.

Непосредственным сигналом синхронизации является ток, который подается в контур автогенератора вместе с током усиленного элемента.

Основное уравнение, описывающее изменение напряжения u на входе усиленного элемента автогенератора получено, как обычно, посредством законов Кирхгофа.

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} - \varepsilon \frac{\omega_0}{\omega_c} (1 - 2\beta u - 3\gamma u^2) \frac{du}{d\tau} + \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} u = \varepsilon \frac{KR}{\alpha} \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{di_c}{d\tau} \quad (1)$$

где $\varepsilon = \delta\alpha$ – малый параметр; $\alpha = (KR\alpha_0 - 1)$ – коэффициент регенерации; $\beta = \beta_0 / \alpha'_0$; $\gamma = \gamma_0 / \alpha'_0$; $\alpha_0 = a_1 + 2a_2u_0 + 3a_3u_0^2$; $\beta_0 = a_2 + 3a_3u_0$; $\gamma_0 = a_3$; $\alpha'_0 = -\alpha_0 + 1/(KR)$; $\delta = 1/Q$; ω_0, R, Q – резонансная частота контура автогенератора, его сопротивление при резонансе и добротность, K – модуль коэффициента положительной обратной связи, M – взаимная индуктивность.

В данном случае непосредственный сигнал синхронизации описывается выражением $i_c = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}) + I_{2c} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c})$, а решение ищем в виде суммы двух гармонических составляющих $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1) + A_2 \cos(2\omega_c t + \varphi_2)$. Ограничимся рассмотрением стационарного режима, а для исследования используем принцип гармонического баланса. Подставляя приведенные выражения в уравнение (1) и выбирая члены частоты ω_c , получаем систему укороченных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0}\right)A_1 - \varepsilon\{\beta A_1 A_2 + \delta_0\left[\frac{3}{2}(3A_1^3 A_2 + A_1 A_2^3) - \frac{1}{2}A_1^3 A_2\right]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = \varepsilon \frac{KR}{\alpha} I_{1c} \sin(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\{\beta A_1 A_2 + \delta_0\left[\frac{3}{2}(3A_1^3 A_2 + A_1 A_2^3) + \frac{1}{2}A_1^3 A_2\right]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + \frac{3}{4}\gamma A_1 (A_1^2 + 2A_2^2) - A_1 = \frac{KR}{\alpha} I_{1c} \cos(\varphi_1 - \psi_{1c}).$$

Далее в уравнении (1) принимаем во внимание члены частоты $2\omega_c$, учитывающие баланс по второй гармонике. В результате приходим к системе нелинейных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right)A_2 + \varepsilon\{\beta A_1^2 + \delta_0[(A_1^4 + 3A_1^2 A_2^2) - \frac{3}{2}A_1^2 A_2^2]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = 2\varepsilon \frac{KR}{\alpha} I_{2c} \sin(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

$$-2A_2 + \{\beta A_1^2 + \delta_0[(A_1^4 + 3A_1^2 A_2^2) + \frac{3}{2}A_1^2 A_2^2]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + 3\gamma A_2 (A_1^2 + \frac{1}{2}A_2^2) =$$

$$= 2 \frac{KR}{\alpha} I_{2c} \cos(\varphi_2 - \psi_{2c}).$$

Учитывая малое влияние амплитуды второй гармоники на амплитуду первой, вводим безразмерную амплитуду первой гармоники сигнала автогенератора $y = A_1 / A_{10}$, где A_{10} амплитуда первой гармоники сигнала автогенератора в автономном режиме. В качестве информационного параметра используем отношение A_2 / A_1 . Таким образом, математической моделью синхронизированного на основном тоне автогенератора с низкой добротностью контура в стационарном режиме является система нелинейных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0}\right) - \varepsilon\{\beta A_0 y \frac{A_2}{A_1} + \delta_0 A_0^3 y^3 [\frac{3}{2}(3\frac{A_2}{A_1} + (\frac{A_2}{A_1})^3) - \frac{1}{2}\frac{A_2}{A_1}]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = \varepsilon \frac{B}{\alpha y} \sin(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\{\beta A_0 y \frac{A_2}{A_1} + \delta_0 A_0^3 y^3 [\frac{3}{2}(3\frac{A_2}{A_1} + (\frac{A_2}{A_1})^3) + \frac{1}{2}\frac{A_2}{A_1}]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + y^2(1 + 2(\frac{A_2}{A_1})^2) - 1 = \frac{B}{\alpha y} \cos(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right) \frac{A_2}{A_1} + \varepsilon\{\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3 [(1 + 3(\frac{A_2}{A_1})^2) - \frac{3}{2}(\frac{A_2}{A_1})^2]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = 2 \frac{\varepsilon}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \sin(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

$$2(2y^2 - 1) \frac{A_2}{A_1} + 2y^2 (\frac{A_2}{A_1})^3 + \{\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3 [(1 + 3(\frac{A_2}{A_1})^2) + \frac{3}{2}(\frac{A_2}{A_1})^2]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) =$$

$$= 2 \frac{I_{2c}}{\alpha y I_{10}} \cos(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

где $B = I_{1c} / I_{10}$, $I_{10} = A_{10} / (KR)$.

В соответствии с предполагаемым практическим использованием синхронизированного автогенератора с указанными параметрами в качестве следящего фильтра, интерес представ-

ляет соотношение между амплитудами второй гармонической составляющей сигнала автогенератора и первой, а также зависимость этого параметра от частоты и амплитуды второй гармоники сигнала синхронизации.

Первая гармоническая составляющая сигнала автогенератора

Исследуем первую гармонику сигнала автогенератора. Для этого рассмотрим первые два уравнения математической модели. Режим работы автогенератора полагается таким, что вторая гармоника мало влияет на величину первой и ею можно пренебречь, сохранив при этом приемлемую погрешность определения амплитуды первой гармонической составляющей. Поскольку $A_2 / A_1 \ll 1$, то уравнения упрощаются:

$$\begin{aligned} y^3 - y &= \frac{B}{\alpha} \cos(\theta), \\ \frac{\varepsilon B}{y\alpha} \sin(\theta) &= -\frac{\omega_c^2 - \omega_0^2}{\omega_c \omega_0}. \end{aligned} \quad (2)$$

где $\theta = \varphi_1 - \psi_1$.

Из уравнений системы (1) следует, что на концах полосы синхронизации $\theta = \pm\pi/2$, а безразмерная амплитуда первой гармонической составляющей колебаний автогенератора $y=1$. На верхней границе полосы синхронизации $\omega_c = \omega_{св}$, а на нижней $\omega_c = \omega_{сн}$. Подставляя эти значения в фазовое уравнение системы (2), имеем

$$\varepsilon \omega_0 \omega_{св} B / \alpha = \omega_{св}^2 - \omega_0^2 \text{ и } \varepsilon \omega_0 \omega_{сн} B / \alpha = \omega_0^2 - \omega_{сн}^2 \quad (3)$$

Складывая эти два исходных уравнения, получаем соотношение для определения относительной ширины полосы синхронизации автогенератора.

$$\frac{\omega_{св} - \omega_{сн}}{\omega_0} = \varepsilon \frac{B}{\alpha} = \delta B \quad (4)$$

Умножая исходные уравнения (3) – одно на $\omega_{сн}^2$, а второе на $\omega_{св}^2$, складываем их и с учетом выражения для относительной ширины полосы синхронизации (4) приходим, после несложных преобразований, к выражению, связывающему резонансную частоту контура автогенератора и граничные частоты полосы синхронизации $\omega_0 = \sqrt{\omega_{сн} \omega_{св}}$.

Резонансную кривую автогенератора легко получить из соотношений (2):

$$(y^3 - y)^2 + \left\{ \left(\frac{\omega_c}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{y}{\varepsilon} \right\}^2 = \left(\frac{B}{\alpha} \right)^2.$$

Анализ позволил получить соотношения для определения амплитуды и сдвига фазы первой гармонической составляющей сигнала автогенератора, его резонансной кривой автогенератора, а также связь между резонансной частотой контура и граничными частотами полосы синхронизации.

Вторая гармоническая составляющая сигнала автогенератора

Рассмотрим уравнения математической модели, описывающие вторую гармонику сигнала синхронизации. После несложных преобразований получаем

$$\frac{A_2}{A_1} = \sqrt{\frac{\left(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \right)^2 + (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)^2 - 4 \left(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \right) (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3) \cos(2\varphi_1 - \psi_{2c})}{[2(2y^2 - 1)]^2 + \left[\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4 \frac{\omega_c}{\omega_0} \right) \right]^2}}.$$

На величину информационного параметра существенное влияние оказывает не только амплитуда второй гармонической составляющей сигнала синхронизации, но и ее фаза, которая может принимать произвольные значения. Однако полученное соотношение позволяет оценить максимальную величину интересующего отношения:

$$\frac{A_2}{A_1} = \sqrt{\frac{(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}})^2 + (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)^2 + 4(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}})(\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)}{[2(2y^2 - 1)]^2 + [\frac{1}{\varepsilon}(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0})]^2}}.$$

Эксперимент

Данный фильтр использовался для измерения частоты вращения вала ротора турбокомпрессора, которая является одним из основных параметров, характеризующих работу не только турбокомпрессора, но и двигателя в целом. Измерение этого параметра связано со значительными трудностями, особенно в условиях эксплуатации из-за специфики конструкции. А именно, из-за отсутствия доступа к валу ротора. Регистрация остаточной намагниченности вращающейся маслоотражательной шайбы представляется почти идеальным способом, позволяющим производить измерение без препарирования турбокомпрессора и искажения действительной картины протекающих газодинамических процессов. Исследование остаточной намагниченности таких шайб показало, что размеры и форма полюсов, и ее величина существенно меняются. На рис. 4 показаны формы магнитного поля различных шайб, полученные с помощью мелких металлических опилок. Разброс остаточной намагниченности приводит к тому, что величина Э.Д.С., наведенная в расположенном рядом датчике,

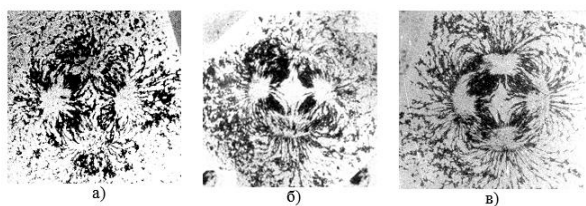


Рис. 4. Форма магнитных полей шайб

представляющем собой катушку индуктивности, меняется в широких пределах и имеет сложный спектральный состав. ЭДС зависит от расстояния между датчиком и шайбой, формы магнитного поля последней, величины остаточной намагниченности ее, скорости вращения вала ротора турбины, магнитной проницаемости среды и материала деталей, экранирующих маслоотражательную шайбу.

Наличие спектральных составляющих с частотами, кратными частоте вращения вала ротора, нестабильность их амплитудно-фазовых соотношений не позволяют применить существующие методы измерения частоты вращения в традиционной форме. Регистрация частоты вращения возможна при условии исключения влияния изменений формы сигнала датчика путем его фильтрации. Для этого целесообразно использовать следящий фильтр, выделяющий из спектра первую гармонику. Применение следящих фильтров, использующих традиционные узкополосные избирательные цепи и цепи автоподстройки, не решают проблемы ввиду их узкой полосы захвата, которая определяется полосой пропускания частотно-избирательной цепи. В таких фильтрах захват обеспечивается посредством ручной подстройки.

Однако процесс отслеживания может нарушиться под воздействием случайных факторов, а автоматическое возобновление его оказывается невозможным. Применение синхронизированного автогенератора в качестве следящего фильтра позволило значительно расширить полосу захвата, которая стала равной полосе слежения. Спектры входного и выходных сигналов следящего фильтра, полученные с помощью спектроанализатора, представлены на рис. 5.

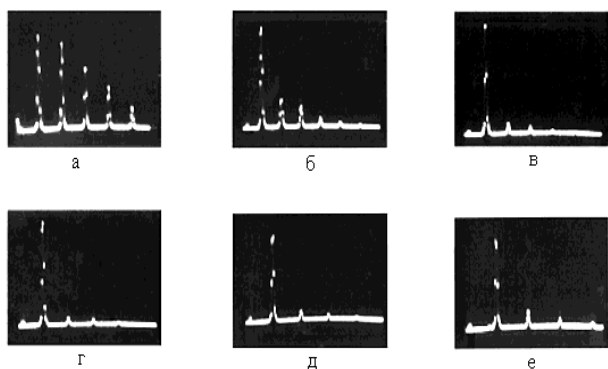


Рис. 5. Спектры сигналов синхронизации и автогенератора

Рис.5, а соответствует внешнему сигналу, т.е. сигналу синхронизации. Спектры, представленные на рис. 5, б, в, г, д, е, соответствуют частотам 0.7, 0.8, 1, 1.25 и 1.8 кГц. В устройстве для измерения частоты вращения ротора турбокомпрессора эти значения соответствовали изменению частоты вращения ротора турбокомпрессора в пределах 42000 – 108000 об/мин, что соответствовало коэффициенту перекрытия диапазона, равному 2,57. Амплитуда второй гармонической составляющей сигнала синхронизации была равной очень большой величине, составившей 90 % амплитуды первой гармоники сигнала синхронизации.

Анализ представленных осциллограмм позволяет сделать вывод о малости амплитуды второй гармонической составляющей по сравнению с первой. Однако отношение A_2 / A_1 увеличивается при приближении сигнала синхронизации к нижней границе полосы синхронизации. В этом случае частота второй гармоники приближается к резонансной частоте контура, что и приводит к увеличению ее амплитуды. Поскольку форма сигнала близка к синусоидальной, то зная амплитуды первой и второй гармоник можно оценить амплитуды и высших. Низкочастотная часть полосы синхронизации наиболее неблагоприятна в этом смысле. Здесь отношение A_2 / A_1 максимально, порядка $1/8$, что соответствует скорости убывания коэффициентов ряда Фурье сигнала автогенератора порядка $1/n^3$, где n – номер гармонической составляющей. Это соотношение позволяет оценить амплитуды высших гармоник.

Выводы

Представлен автогенераторный следящий фильтр с нелинейной обратной связью. Исследовано влияние этой обратной связи на величину высших гармонических составляющих сигнала автогенератора. Показано, что гармонические составляющие внешнего сигнала мало влияют на уровень гармоник сигнала автогенератора, который достаточно мал, что обеспечивает малую погрешность измерения частоты периодического полигармонического сигнала. Полученные соотношения дают возможность оценить их амплитуды. Практическое применение фильтра в устройстве для измерения мгновенной частоты вращения вала ротора турбокомпрессора подтвердило его высокую эффективность.

Список литературы:

1. Khokhlov R.V. A Method of Analysis in the Theory of Sinusoidal Self-Oscillations // IRE Trans. Circuit Theory. – 1960. – vol. 7, № 4. – pp. 398-413.
2. Ruthroff C.L. Injection-Locked Oscillator FM Receiver Analysis // The B.S.T.J. – 1968. – № 7. – pp. 1653-1661.
3. Toyosaku Isobe, Power Amplification for FM and PM Signals with Synchronized IMPATT Oscillators // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1970. – vol. 18, № 11 R.V. – pp. 906- 911.
4. Daikoku K., Mizushima Y., Properties of Injection Locking in the non-linear oscillator // Intern. Journ. of Electronics. – 1974. – vol. 31, № 3. – pp. 279-292.
5. Biswas B.N., Ray S.K. Discrimination of a Second-Order Injection Synchronized Oscillator Against Interfering Tones // IEEE Trans. Circuits Syst. – 1974. – vol. 21, № 3. – pp. 402- 405.
6. Elwakil A.S., Ozoguz A.S.. On the Generation of Higher Order Chaotic Oscillators via Passive Coupling of Two Identical or Nonidentical Sinusoidal Oscillators // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – 2006. – vol. 53, № 7. – pp. 1521-1532.
7. Plessas F.C., Papalambrou A., Kalivas G. A 5-GHz Subharmonic Injection-Locked Oscillator and Self-Oscillating Mixer // IEEE Trans. Circuits Syst. II. – 2008. – vol. 55, № 7. – pp. 633- 637.
8. Zhao L., Xiang L., Liu J., Zhou J. Sampled-data group synchronization of coupled harmonic oscillators subject to controller failure // Proc. CCC 34th Chinese. – 2015. – pp. 2309-2314.

9. Рапин В.В. Устройство для измерения частоты вращения ротора турбокомпрессора // Двигателестроение. – 1984. – №4. – С. 23-24.
10. Rapin V. Synchronized Oscillators with the Phase Negative Feedback // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – 2002. – vol. 49, № 8. – pp. 1242- 1245.
11. Rapin V. New Principle of the Phase-Locked Loop Operation // Proc. Of 5th IEEE International conference on circuits and systems for communications, ICCSC'10, Belgrade, Serbia, 2010. November 23-25. – pp. 145-149.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 19.07.2018

*А.И. БЫХ, д-р физ-мат. наук, проф., Ю.И. КОЗИН, д-р мед. наук, проф.,
В.И. ЛЕОНИДОВ, канд. техн. наук, А.В. КРАВЦОВ, канд. мед. наук,
Р.А. БОБНЕВ*

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМ ЧАСТОТНОЙ ИМПЕДАНСОМЕТРИИ БИОТКАНЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЛАТФОРМ “ARDUINO”

Введение

Развитие методов импедансометрии является важной составной частью исследований при решении задачи формализации диагностики степени жизнеспособности пораженных участков биотканей. Использование в качестве критерия оценки состояния биоткани физической величины – импеданса вместо описаний, содержащих, как правило, некоторую долю произвольности, позволяет повысить достоверность диагноза и, следовательно, повысить вероятность правильного выбора тактики лечебных действий по восстановлению области поражения биоткани [1 – 3].

Значимость импедансометрии в области диагностики состояния биотканей следует из известного положения, сформулированного в [4], согласно которому модуль $|Z_{BT}|$ импеданса нежизнеспособной ткани относительно мал и не зависит от частоты $f_{изм}$ тока, используемого для измерения импеданса пораженного участка биоткани. В то же время, для полностью жизнеспособной (непораженной) биоткани модуль импеданса различимо зависит от частоты $|Z_{BT}| = F(f_{изм})$ и в области относительно низких частот существенно превышает те же значения, полученные для нежизнеспособных тканей. Пример такой зависимости, приведенный в [5], показан на рис. 1.

Развитием этого положения является, согласно [4], введение коэффициента жизнеспособности:

$$k_j = \frac{|Z_{f2}|}{|Z_{f1}|}, \text{ при } f_2 \gg f_1, \quad (1)$$

при этом биоткань считается

жизнеспособной, если выполняется неравенство $k_j > 1$, и нежизнеспособной – если выполняется альтернативное неравенство $k_j \leq 1$.

Приведенные положения в настоящее время в полном смысле не формализованы. Это означает, что отсутствуют правила, позволяющие определить степень поражения на основании измерения и анализа функции $|Z_{BT}| = F(f_{изм})$. Также отсутствуют стандартизованные критерии использования величин f_1 и f_2 . В свою очередь, в ряде работ [1, 3 – 5] признаются высокие диагностические возможности методов импедансометрии, включая анализ как пораженных участков ткани, так и не пораженных. Следует также отметить, что информация в виде функции $|Z_{BT}| = F(f_{изм})$ позволяет создать и усовершенствовать собственно систему классификации степени поражения ткани относительно величины k_j .

Из изложенного следует, что построение систем, позволяющих измерять и анализировать частотные зависимости импеданса биотканей в реальном времени, является актуальной задачей.

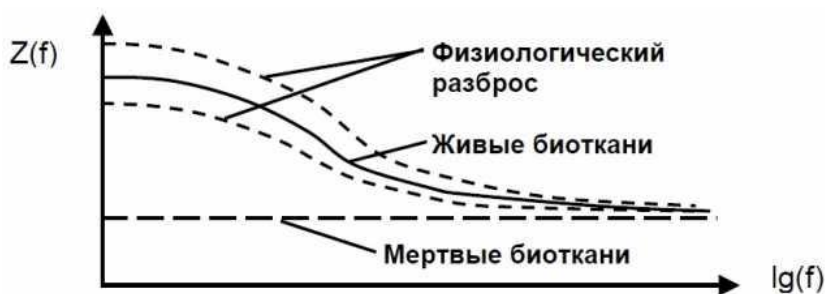


Рис.1. Частотные зависимости модуля импеданса биоткани

Цель работы – анализ одного из подходов к построению системы измерения коэффициента жизнеспособности с использованием микропроцессорных систем на базе платформ “Arduino”.

Система измерения коэффициента жизнеспособности

В практике медицинских наблюдений отсутствуют стандартизованные приборы и методики для измерения k_j . Поэтому для исследования области изменения граничных значений величины Z_{BT} кафедрой биомедицинской инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники были проведены экспериментальные исследования с помощью стенда, составленного из стандартных приборов и коммутационной панели. Структурная схема стенда приведена на рис.2.

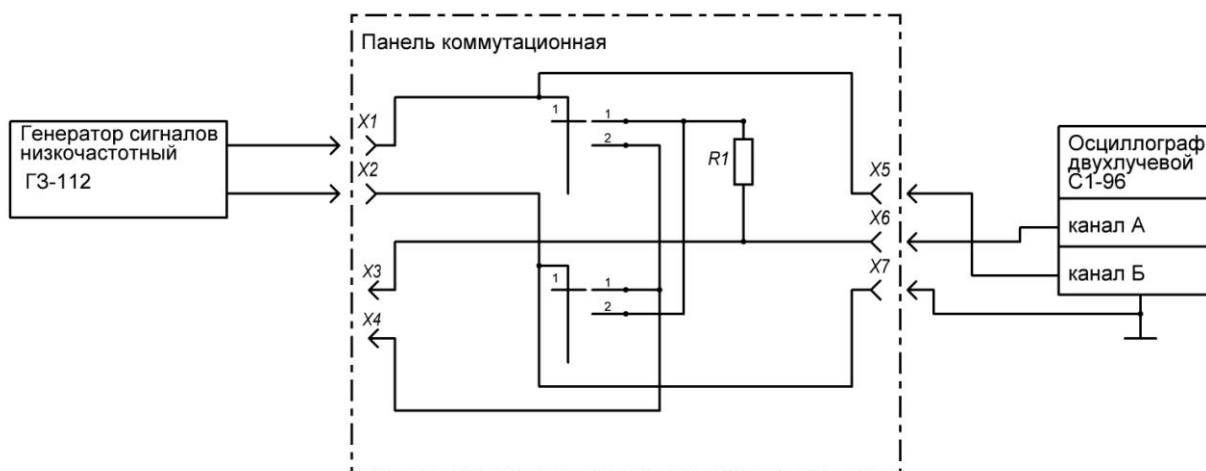


Рис.2. Структурная схема стенда

Стенд предназначен для определения оптимальных величин граничных значений частот f_1 и f_2 испытательных сигналов, на которых измеряется модуль импеданса; граничных значений диапазона изменения величины модуля импеданса в задачах формализации состояния жизнеспособности биотканей путем расчета коэффициента жизнеспособности k_j .

В состав испытательного стенда входят стандартные приборы: генератор сигналов низкочастотный ГЗ-112, осциллограф двухлучевой С1-96 и отдельно собранная панель коммутационная (ПК).

Функционирование стенда. Генератор ГЗ-112 обеспечивает подачу сигнала в диапазоне частот: $D_f = [10\text{Hz} \div 3 \cdot 10^5\text{Hz}]$ на исследуемый образец (клеммы $X1$ и $X2$).

К клеммам $X3$ и $X4$ ПК подключается образец биоткани через соединительный кабель, представляющий собою двухпроводную линию связи, которая подключена к игольчатым электродам. Игольчатые электроды установлены параллельно на расстоянии 10 мм. В качестве электродов используются стандартные венозные катетеры 22G(0,9x25 мм). Электроды покрыты изолирующим материалом, их рабочая часть (оголенная) составляет 2 мм.

Переключатель П1 обеспечивает переключение двух цепей на два положения. В положении «1» сигнал с выхода генератора подается на последовательное соединение токоограничивающего резистора $R1$ и исследуемого образца. В положении «2» последовательность цепи изменяется на противоположную: сигнал подается на последовательно соединенные исследуемый образец и резистор. Таким образом, в первом случае с общим проводом измерительной схемы соединяется один полюс образца и на вход осциллографа подается сигнал, возникающий на образце. Во втором положении переключателя П1 с общим проводом со-

единяется один полюс токоограничивающего резистора R_1 и на вход осциллографа подается сигнал U_{R_1} , возникающий на этом резисторе.

Величина напряжения U_{R_1} на токоограничивающем резисторе R_1 используется для расчета измерительного тока $I_{изм}$ в цепи последовательно соединенных R_1 и участка биоткани: $I_{изм} = U_{R_1}/R_1$. Модуль полного сопротивления $|Z_{BT}|$ участка биоткани определяется из выражения $|Z_{BT}| = U_{BT}/I_{изм}$.

Канал «2» осциллографа выполняет функцию измерения напряжения на выходе генератора и обеспечивает возможность поддерживать постоянную амплитуду измерительного сигнала во всем диапазоне используемых частот.

Измерение значений $|Z_{BT}|$ на двух частотах $|Z_{BT1}|$ и $|Z_{BT250}|$ при различных состояниях биоткани позволяет получить соответствующие значения k_j .

В процессе экспериментальных исследований были проведены измерения частотной зависимости модуля импеданса растительной биоткани. Для измерений был выбран побег растения «алоэ».

В экспериментальных исследованиях амплитуда напряжения на выходе генератора поддерживалась постоянной и равной $U_g = 2,1V$, что дает эффективное значение $U_{eff} = U_g \cdot \sqrt{2} \cong 1,5V$, величина сопротивления выбрана $R_1 = 20k\Omega$.

Полученная частотная зависимость $|Z_{BT}| = F(f_g)$ в диапазоне частот $f_g = [10 \div 300000] Гц$ приведена на рис. 3.

Из полученной зависимости следует, что в области частот $f_g > 100kГц$ величина $|Z_{BT}| \cong const$ стабилизируется.

В области частот $1kГц > f_g > 10Гц$ величина $|Z_{BT}|$ изменяется $K_{fz} = Z_{fmax}/Z_{fmin} \cong 2,4$, а в области частот $300kГц > f_g > 1kГц$ изменение составляет $K_{fz} = Z_{fmax}/Z_{fmin} \cong 30$. Следовательно, основная часть изменений модуля импеданса приходится на область частот $300kГц > f_g > 1kГц$. Исходя из этого результата, в последующих исследованиях для измерения величины k_j целесообразно использовать только две частоты: $f_1 = 1kГц$ и $f_2 = 250kГц$, что значительно сокращает время получения экспериментальных данных.

Измеряя значения $|Z_{BT}|$ на двух частотах $|Z_{BT1}|$ и $|Z_{BT250}|$ при различных состояниях биоткани и применяя выражение (1), можно получить соответствующие значения k_j .

В работе [7] приведены результаты сопоставления данных импедансометрии с объективной оценкой состояния тканей, полученной с помощью гистологических исследований, и приводится вывод о том, что метод импедансометрии позволяет определять параметр жизнеспособности тканей k_j , что и подтверждается гистологическими исследованиями.

Проведенные экспериментальные исследования дают необходимые исходные данные для разработки измерительного устройства и алгоритма его функционирования. Вариант построения алгоритма функционирования такого устройства приведен на рис. 4.

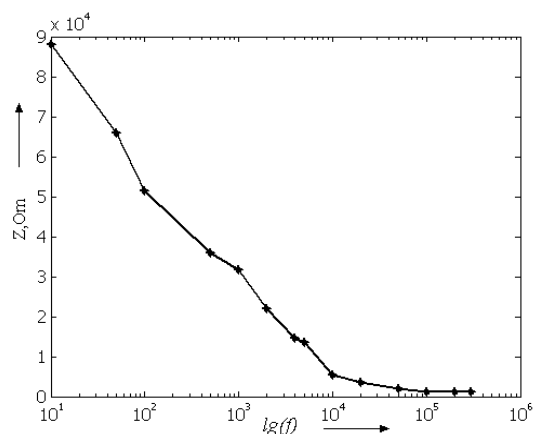


Рис.3. Зависимость модуля импеданса от частоты для побега растения «Алоэ»

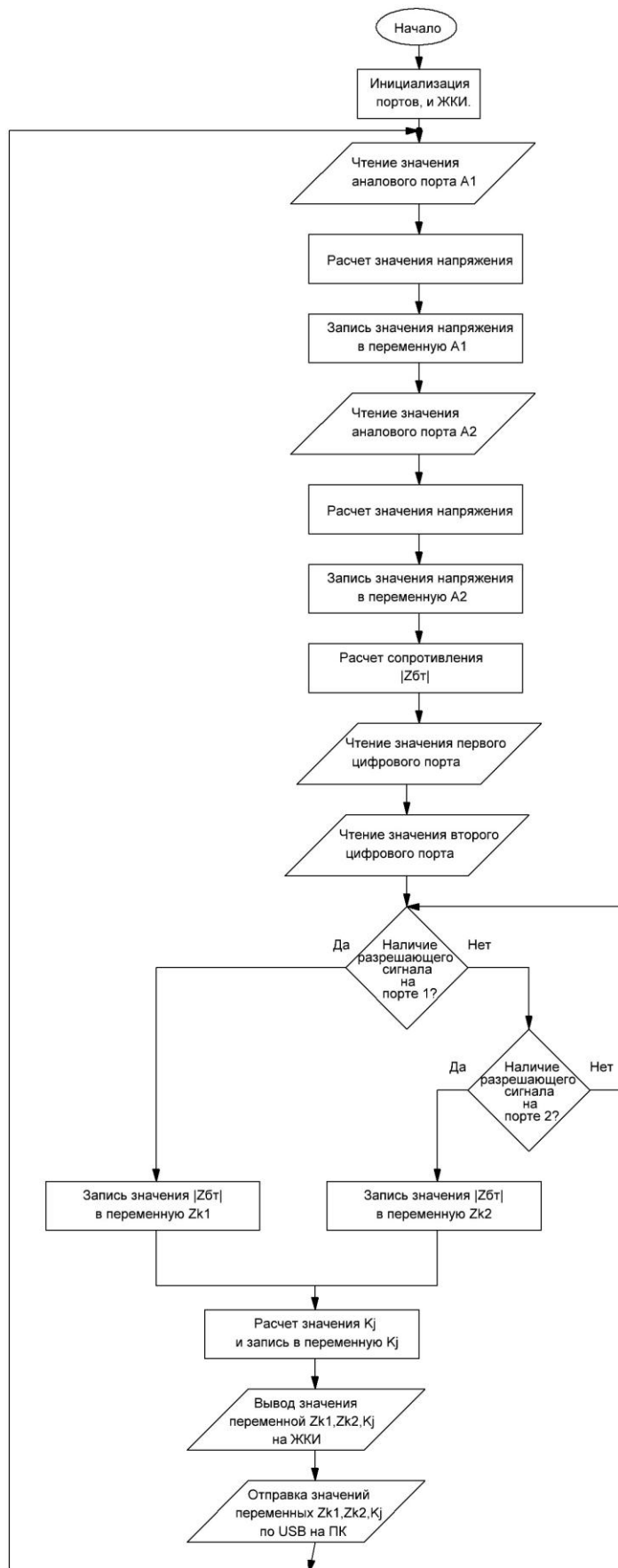


Рис. 4. Алгоритм работы программы

Согласно этому алгоритму все расчеты, необходимые для получения значений k_j , а также функция передачи полученных данных в компьютер реализуются в отдельном функциональном модуле. Модуль построен на базе платформы «Arduino Leonardo».

Платформы Arduino отличаются от известных прототипов простотой отладки программ, а также меньшей стоимостью.

Первая попытка использования платформ «Arduino» для решения задач импедансометрии биотканей была рассмотрена в работе [6], где использовалась платформа «Arduino Uno». В настоящей работе используется платформа «Arduino Leonardo», которая отличается удвоенным объемом оперативной памяти, повышенным числом цифровых и аналоговых портов ввода-вывода и увеличенным числом таймеров (до пяти).

В разработанном алгоритме предусматриваются два способа регистрации данных – на жидкокристаллическом (ЖК) индикаторе, который управляется микропроцессорным модулем и на который выводятся рассчитанные значения модулей импеданса $|Z_{BT1}|$ и $|Z_{BT250}|$, измеренные на двух частотах, и передача данных непосредственно в компьютер, где формируется файл экспериментальных данных.

Для повышения устойчивости работы приведенного алгоритма в проектируемое устройство вводятся функциональные узлы полосовых фильтров, настроенных на частоты $f_1 = 1\text{кГц}$ и $f_2 = 250\text{кГц}$ соответственно. Кроме того, как показывает опыт проведения экспериментальных исследований, в устройство целесообразно ввести цифровые семисегментные индикаторы, которые оперативно индицируют величины напряжений U_{R1} и U_{BT} . Для обеспечения работы этих индикаторов в схему устройства вводятся амплитудные детекторы $D1 \div D2$ соответственно в каналах измерения напряжений U_{R1} и U_{BT} на двух используемых частотах.

В разрабатываемом устройстве предусматривается наличие двух генераторов, формирующих измерительные сигналы двух частот $f_1 = 1\text{кГц}$ и $f_2 = 250\text{кГц}$. Во время работы устройства оператор устанавливает одну из двух рабочих частот с помощью переключателя П1. Информация о значении частоты кодируется двухпозиционным кодом «0» или «1» с помощью дополнительной группы контактов переключателя П1 и подается на входы цифровых портов состояния $D1$ и $D2$.

Сигналы, возникающие на исследуемом образце и токоограничивающем резисторе $R1$, подаются соответственно на аналоговые порты A1 и A2 цифрового модуля.

В соответствии с разработанным алгоритмом программная часть устройства работает в режиме мониторинга. После старта программы происходит инициализация портов ввода вывода, подключение стандартных библиотек, обеспечивающих работу ЖК индикатора и интерфейса USB.

Далее измеряется напряжение сигналов аналоговых портов A1 и A2 и рассчитывается величина $|Z_{BT}|$ модуля полного сопротивления исследуемого образца. Полученное значение записывается в переменную $Zk1$ или $Zk2$ в зависимости от состояния портов $D1$ и $D2$ соответственно. По полученным данным рассчитывается коэффициент k_j жизнеспособности и заносится в переменную k_j . Значения переменных выводятся на ЖК индикатор и отсылаются в компьютер, где формируется файл данных.

Выводы

В работе определены граничные значения частот сигналов обеспечивающих надежное измерение коэффициента жизнеспособности, а также граничные значения величин импедансов на примере анализа электрических свойств клеточной структуры растительной биоткани при ее неповрежденном состоянии. Предложен и рассмотрен вариант реализации автоматизированной системы сбора данных импедансометрии биотканей на базе микропроцессорной платформы «Arduino».

Дальнейшее развитие методов и средств импедансометрии целесообразно проводить в направлении расширения экспериментальных исследований электрических характеристик пораженных участков различных биотканей, для чего необходимо создать комплекс средств, позволяющих проводить систематические экспериментальные наблюдения пострадавших, проходящих реабилитацию в реальных медицинских учреждениях.

Список литературы:

1. Торнуев Ю.В., Колдышева Е.В., Лапий Г.А., Балахнин С.М., Бушманова Г.М., Преображенская В.К. Электроимпедансометрия в гистологической технологии // Биологические науки. Фундаментальные исследования. – 2013. – №6. – С. 1164 -1167.
2. Милуков В.Е., Полунин С.В. Современные методы определения жизнеспособности мышечной ткани при выборе объема операции // Хирургия. Журнал им. Н.И. Пирогова. – 2011. – №73. – 76 с.
3. Белик Д. В. Импедансная электрохирургия. – Новосибирск : Наука, 2000. – 237 с.
4. Тарусов Б.Н. и др. Биофизика. – Москва : Высш. шк., 1968.
5. Макарова М.С. БМП-109. Исследования электропроводности органов и биотканей, 10 Июнь, 2013 – 01:01. Режим доступа: ilab.xmedtest.net/?q=node/5559.
6. Kosin U. I., Leonidov V. I., Kravtsov A. V., Bobnev R. A. Device for measurement of biological tissue characteristics // TelecomRadEng.v76.i13.50, pages 1173-1179 DOI: 10.1615.
7. Бойко В.В., Кравцов А.В., Леонидов В.И., Бобнев Р.А., Исаев Ю.И., Козин Ю.И., Курбанов Т.А. Оценка жизнеспособности обожженных тканей методом импедансометрии // Харківська хірургічна школа. – 2018. – №3.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.08.2018

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ГРАДУИРОВКИ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ И ИЗМЕРЕНИЯ ИХ ПАРАМЕТРОВ

Введение

Терморезисторы представляют собой полупроводниковые приборы, электросопротивление которых сильно зависит от температуры. Благодаря этому они получили широкое применение в качестве термопреобразователей в системах теплового контроля и термостабилизации, а также пожарных сигнализациях и измерителях мощности СВЧ излучения [1]. Поскольку терморезисторы обладают нелинейной зависимостью сопротивления от температуры и разбросом параметров (даже в пределах одной партии), экспериментальное определение характеристик конкретного терморезистора в требуемом температурном диапазоне является очень важным для практического их применения. Кроме того, при условии «жесткой» эксплуатации терморезистора его термоэлектрические характеристики изменяются со временем. Поэтому существует необходимость в недорогом и компактном автоматизированном измерительном комплексе, позволяющем производить калибровку и контролировать параметры терморезисторов в процессе работы.

Для решения поставленной задачи необходимы бюджетные полнофункциональные устройства, обладающие высокой вычислительной мощностью, компактностью и малым энергопотреблением. Этим требованиям удовлетворяют микроконтроллеры. Из всего многообразия микроконтроллерных устройств, представленных на рынке, выделяется программно-аппаратная платформа Arduino [2], основными преимуществами которой являются: простота освоения, «открытость», кроссплатформенность, стоимость и минимальные требования к наличию дополнительных элементов. Для данной платформы существует огромное количество недорогих датчиков и различных дополнительных модулей [2, 3]. Arduino – это плата, содержащая микроконтроллер, элементы обвязки и интерфейсы ввода-вывода для взаимодействия с другими устройствами. Программирование микроконтроллера осуществляется через интерфейс USB в среде разработки Arduino IDE.

В данной работе показана возможность использования Arduino Uno для исследования температурной зависимости сопротивления терморезистора и определения его характеристик: температурного коэффициента сопротивления, постоянной времени и коэффициентов, входящих в уравнение Стейнхарта – Харта. Плата Arduino Uno содержит 14 цифровых входов/выходов, шесть из которых поддерживают широтно-импульсную модуляцию, шесть аналоговых входов, тактовая частота микроконтроллера 16 МГц, 32 Кбайт flash-памяти команд и 2 Кбайт SRAM-памяти данных.

Экспериментальная установка и режимы ее работы

Структурная схема установки для определения характеристик терморезисторов приведена на рис. 1. Для изменения температуры исследуемого образца используется элемент Пельтье (TEC1-12706), подключенный к мощному блоку питания. На верхней стороне элемента Пельтье зафиксированы терморезистор и цифровой термометр (DS18B20), который измеряет температуру элемента Пельтье, и передает полученные значения на Arduino по однопроводному интерфейсу (1-Wire). Управление TEC1-12706 осуществляется релейным модулем и полевым транзистором IRFZ44N, на затвор которого подается управляющее напряжение с ЦАП MCP 4725. Напряжение на выходе ЦАП регулируется платой Arduino, используя последовательный протокол обмена данными (I²C). Релейный модуль задает режим рабочей стороны элемента Пельтье – нагревание или охлаждение. Включение реле происходит по низкому уровню цифрового сигнала, поступающего с платы Arduino. Поскольку одновременно может работать только одно из двух реле, то на реле 1 (P1) сигнал

подается через логический инвертор. Исследуемый терморезистор подключается одним выводом к общему проводу (земле), а вторым, через сопротивление 10 кОм, к цифровому выводу Arduino. В процессе измерения сопротивления на нем появляется логическая единица, что позволяет минимизировать самонагревание исследуемого терморезистора. Для повышения точности оцифровки сигнала 10-битным АЦП Arduino используется перестраиваемый источник опорного напряжения. По полученным значениям напряжения на исследуемом терморезисторе микроконтроллер рассчитывает его сопротивление.

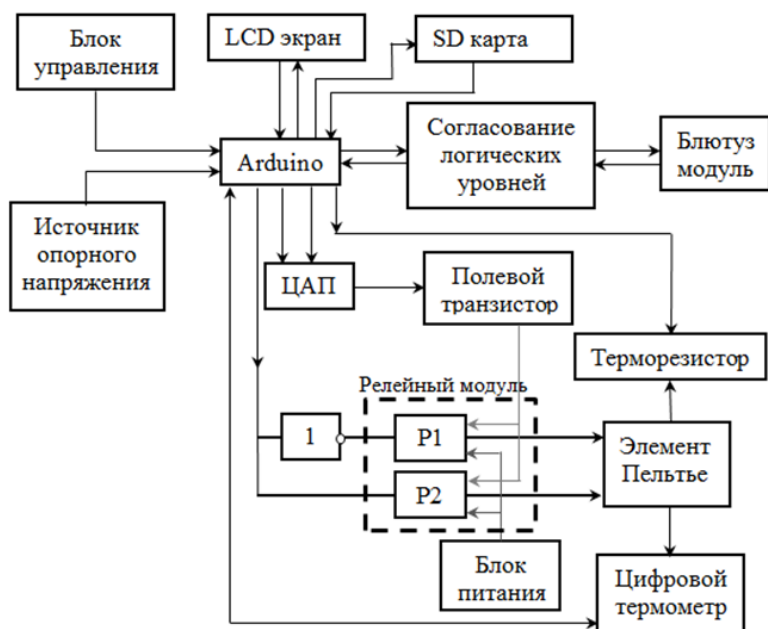


Рис. 1. Структурная схема установки

Для отображения полученной информации установка оснащена жидкокристаллическим экраном (LCD1602), подключенным к плате Arduino через I²C модуль. На экране выводится следующая информация: температура элемента Пельтье, сопротивление терморезистора, режим работы реле, управляющее напряжение на выходе ЦАП и время, прошедшее с момента изменения этого напряжения. Управление установкой происходит с помощью блока управления, состоящего из инкрементального энкодера, подключенного к портам аппаратного прерывания Arduino, и трех тактовых кнопок. Вращение энкодера позволяет изменять напряжение на элементе Пельтье. Короткое нажатие

на кнопку энкодера записывает данные, отображаемые на LCD экране, на карту памяти, подключенную к плате Arduino по последовательному периферийному интерфейсу (SPI). Длительное нажатие ($t > 2$ с) на кнопку энкодера переключает релейный модуль. Две тактовые кнопки служат для запуска двух режимов работы установки: автоматического измерения сопротивления терморезистора в заданном диапазоне температур и измерения постоянной времени. При запуске этих режимов на экране указывается время до окончания режима измерений. Третья тактовая кнопка служит для входа и выхода в меню настройки – шаг изменения напряжения на выходе АЦП в ручном режиме работы, температурный диапазон и число точек измерений в автоматическом режиме, а также режим измерения постоянной времени (нагревание или охлаждение терморезистора, число точек и длительность измерения). Изменение и выбор необходимой величины производится путем вращения энкодера и короткого нажатия его кнопки. При необходимости измененные настройки можно сохранить в EEPROM платы Arduino путем длительного нажатия кнопки энкодера.

Измерительный комплекс может работать в следующих режимах:

- 1) *автоматический* – установка управляется и обменивается данными с компьютером по специально написанной программе. Измеряется сопротивление и температура терморезистора в заданном температурном интервале, рассчитывается температурный коэффициент сопротивления и выполняется градуировка терморезистора;
- 2) *автономный автоматический* – измерение сопротивления в указанном диапазоне температур, при этом данные записываются на SD карту;
- 3) *ручной* – устанавливается температура терморезистора и измеряется его сопротивление;
- 4) *режим обработки* – установка подключается к компьютеру и выполняется обработка данных, записанных на SD карту;
- 5) *режим определения постоянной времени терморезистора* – измерение зависимости

температуры терморезистора от времени при его нагревании или свободном охлаждении в воздухе. Данные одновременно поступают на SD карту и USB порт компьютера.

Для дистанционного управления в ручном и автономном режимах работы используется смартфон с операционной системой Android, сопряженный с установкой с помощью Bluetooth модуля, подключенного к Arduino через преобразователь логических уровней. Дублирование блока управления и LCD экрана установки на смартфоне осуществляется с помощью специально написанной программы в среде визуальной разработки Android приложений App Inventor 2.

Результаты и их обсуждение

При включении реле 1 и подаче на элемент Пельтье максимального напряжения в 12 В его нижняя сторона, зафиксированная на радиаторе, начинает нагреваться, а верхняя – охлаждаться. Температура элемента Пельтье и сопротивление терморезистора изменяются со временем (рис. 2, а, б) и спустя $t = (60 - 70)$ с после начала охлаждения становятся постоянными. При дальнейшем охлаждении $t \geq (90 - 100)$ с температура и сопротивление изменяются из-за недостаточного охлаждения горячей стороны элемента Пельтье. Для повышения эффективности охлаждения при максимальной мощности работы элемента Пельтье используется дополнительный вентилятор, который закреплен на боковой стороне радиатора и включается автоматически (что увеличивает временную протяженность плато на рис. 2, б).

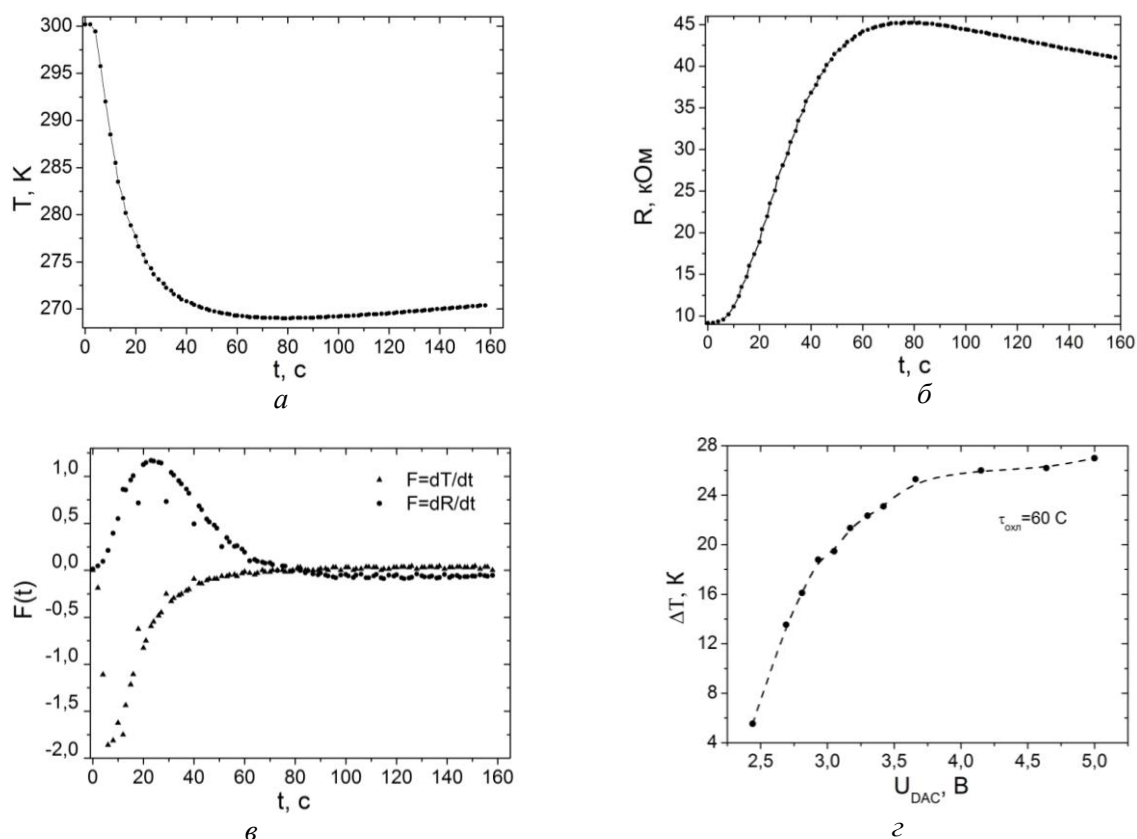


Рис. 2. Исследование характеристик терморезистора и элемента Пельтье при охлаждении: а – временная зависимость температуры элемента Пельтье; б – временная зависимость сопротивления терморезистора (R); в – временная зависимость производных температуры элемента Пельтье и сопротивления терморезистора; г – зависимость ΔT для элемента Пельтье от управляющего напряжения U_{DAC} на выходе АЦП ($\tau_{охл}$ – время охлаждения)

Из рис. 2, в видно, что в процессе охлаждения производные сопротивления и температуры по времени обращаются в нуль в интервале $t = (75 - 85)$ с. Это означает, что элемент Пельтье и терморезистор находятся в состоянии термодинамического равновесия и их температуры одинаковы. Поэтому параметры терморезистора измерялись через $t = 80$ с после подачи или изменения напряжения на элементе Пельтье.

Минимальная температура охлаждаемой стороны элемента Пельтье зависит от температуры окружающей среды и управляющего напряжения на выходе АЦП (рис. 3, з). При максимальном управляющем напряжении (5 В) разность температур ΔT окружающей среды и охлаждаемого элемента Пельтье составила $\Delta T \approx 27$ К. Если переключить релейный модуль (включить Р2), то верхняя сторона элемента Пельтье начинает нагреваться, достигая температуры $T_{\text{верх}} = 353$ К.

В работе исследовалось сопротивление терморезистора, находящегося в герметичной металлической капсуле, в диапазоне температур $T = (265 - 323)$ К (рис. 3). Было установлено, что при протекании через терморезистор электрического тока мощностью $P = 18$ мВт в течение $t = 7$ минут его сопротивление изменяется на $\delta R = 4\%$ (температура увеличивается на 0,8 К). В измерительной установке максимальная мощность, которая рассеивалась на терморезисторе $P_{\text{max}} \leq 0,5$ мВт и минимальное время одного измерения 10 с, поэтому самонагреванием терморезистора в процессе измерений можно пренебречь.

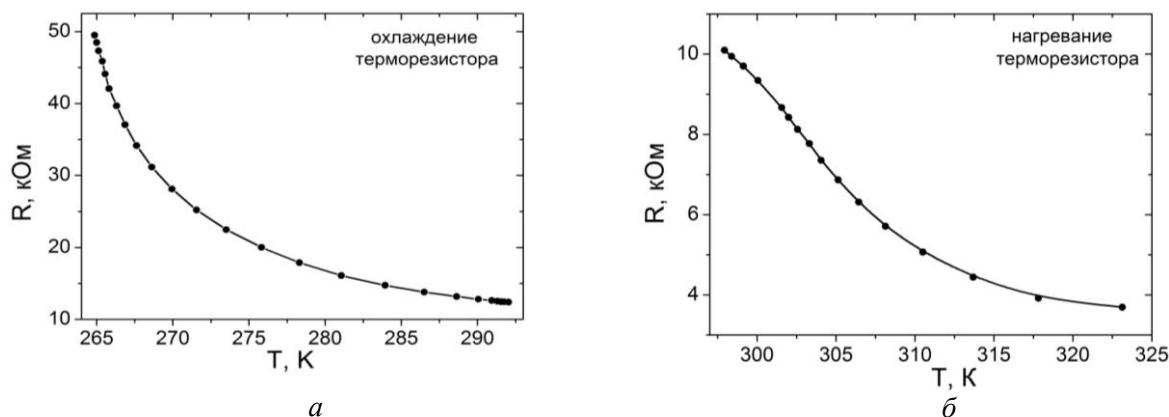


Рис. 3. Температурные зависимости сопротивления терморезистора

Полученные экспериментальные данные поступают на компьютер, где по специально разработанной программе производится: 1) расчет температурного коэффициента сопротивления [1] $\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT}$ в исследуемом диапазоне температур (рис. 4, а); 2) аппроксимация экспериментальных данных (рис. 4, б) согласно алгоритму Левенберга – Марквардта [4] для определения коэффициентов A, B, C , входящих в уравнение Стейнхарта – Харта [5]:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R + C \ln^3 R. \quad (1)$$

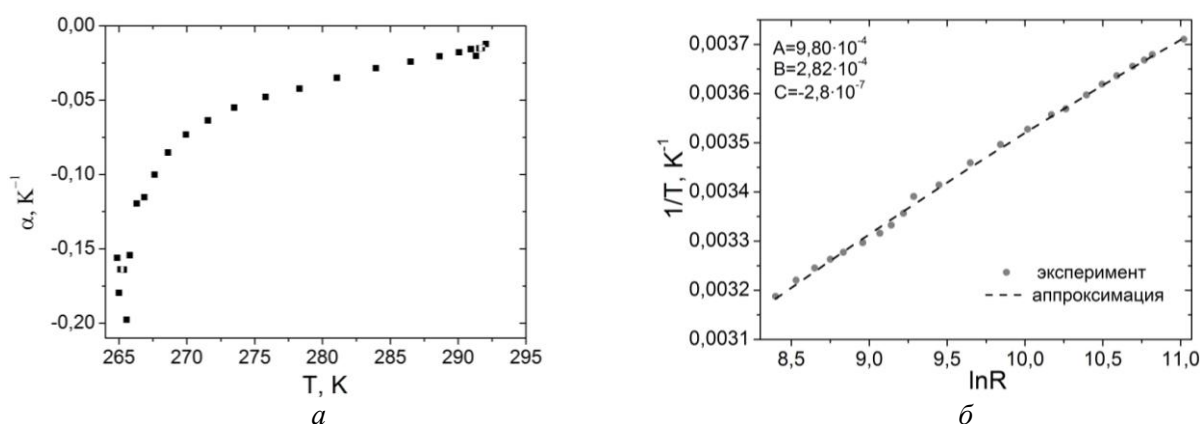


Рис. 4. Определение характеристик терморезистора: а – зависимость $\alpha(T)$ при охлаждении терморезистора; б – нелинейная аппроксимация функции $T^{-1} = f(\ln R)$

После градуировки терморезистора (нахождения коэффициентов A, B, C) с помощью уравнения (1) можно вычислять температуру терморезистора T , зная его электрическое

сопротивление, т.е. использовать терморезистор в качестве аналогового термометра, имеющего высокую чувствительность и устойчивость к механическим воздействиям.

Тепловая инертность терморезистора численно характеризуется постоянной времени τ – это промежуток времени, в течение которого температура терморезистора изменится на 63% (в e раз) от разности температур терморезистора и окружающей среды [1]. Постоянная времени зависит от конструкции и размеров терморезистора, а также от теплопроводности среды, в которой он находится. Для определения τ образец нагревается до определенной температуры, величина которой задается программно или в меню настроек. Затем элемент Пельтье выключается, и терморезистор перемещается в спокойную воздушную среду. В процессе остывания сопротивление терморезистора измеряется через одинаковые промежутки времени и с помощью уравнения (1) рассчитывается его температура. Данные одно- временно поступают на SD карту и компьютер, на котором визуализируются результаты измерений (рис. 5, а) и выполняется линейная аппроксимация экспериментальных данных (рис. 5, б) по методу наименьших квадратов. Постоянная времени терморезистора численно равна котангенсу угла наклона прямой (рис. 5, б) к оси абсцисс.

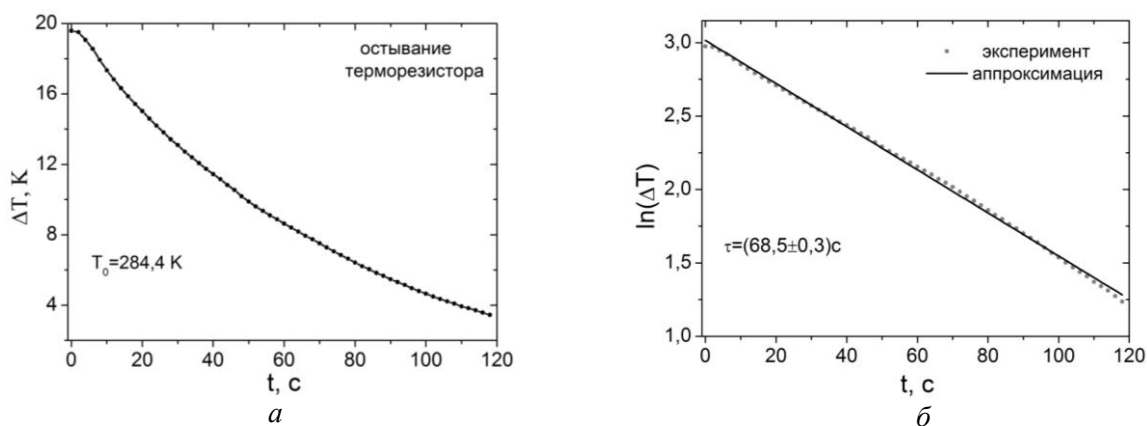


Рис. 5. Экспериментальные данные для определения постоянной времени терморезистора: а – временная зависимость разности температур ΔT терморезистора и температуры окружающей среды (T_0 – температура окружающей среды); б – аппроксимация экспериментальных данных

В измерительном комплексе также предусмотрен режим определения постоянной времени в процессе нагревания терморезистора.

Выводы

Разработан компактный и низкобюджетный (стоимость деталей 15\$) автоматизированный измерительный комплекс, позволяющий: исследовать температурную зависимость терморезистора, определять постоянную времени и температурный коэффициент сопротивления, выполнять градуировку терморезистора. Представленный комплекс может быть использован в учебном процессе в качестве лабораторной установки и для разработки различных устройств на базе терморезисторов.

Список литературы:

1. Меклин Э.Д. Терморезисторы ; пер. с англ. ; под общей ред. К. И. Мартюшова. – Москва : Радио и связь, 1983. – 208 с.
2. Петин В.А. Проекты с использованием контроллера Arduino. – СПб. : БХВ-Петербург, 2014. – 400 с.
3. Карвинен Т., Карвинен К., Валтокар В. Делаем сенсоры: Проекты сенсорных устройств на базе Arduino и Raspberry Pi ; пер. с англ. – Москва : ООО И.Д.Вильямс, 2015. – 432 с.
4. Marquardt D.W. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. – 1963. – V. 11, № 2. – P. 431–441.
5. Steinhart J.S., Hart S.R. Calibration curves for thermistors // Deep Sea Research and Oceanographic Abstracts. – 1968. – V. 15, №4. – P. 497–503.

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»

Поступила в редколлегию 10.08.2018

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И УЛЬТРАЗВУКА НА БИОСИСТЕМЫ

1. Введение

Воздействие только магнитного поля (МП) или только ультразвука (УЗ) на биосистемы (БС) изучается и применяется в медицине уже многие десятилетия [1 – 4]. Используемые параметры МП различаются по величине, пространственной однородности, направлению относительно биологического объекта, временным характеристикам. В частности, величина индукции постоянного МП (ПМП) достигает 1 – 3 Тесла. Применяются ПМП с высокой пространственной однородностью и, наоборот, с высокой степенью неоднородности, т.е. с высоким градиентом. Векторный характер ПМП позволяет создавать системы его генерации и измерения во всех трех координатных направлениях. Широко применяются, кроме ПМП, также переменное и импульсное МП.

Частотный диапазон переменного МП простирается от инфранизких частот (0,01 – 10 Гц) до сверхвысоких частот (СВЧ) и даже до частот света и рентгена. МП с различными параметрами используется в диагностических и лечебных целях. УЗ используется в диагностике заболеваний, их терапии и в хирургии. Излучаемая мощность медицинских генераторов УЗ находится в диапазоне $10^{-5} - 10^5$ Вт / м², а частота излучения в диапазоне $2 \cdot 10^4 - 10^9$ Гц. В частности, до недавнего времени наиболее распространенным методом бесконтактной диагностики свойств биологической среды была магнитно-резонансная томография (МРТ). МРТ – это способ получения томографических медицинских изображений для исследования внутренних органов и тканей с использованием явления ядерного магнитного резонанса. Способ основан на измерении электромагнитного отклика атомных ядер, чаще всего ядер атомов водорода, а именно – на возбуждении их определенным сочетанием радиоволн высокой частоты (300 – 500 МГц) в постоянном магнитном поле высокой напряженности. МРТ-устройство позволяет изучать организм человека на основе насыщенности тканей организма водородом и особенностей их магнитных свойств, связанных с нахождением в окружении разных атомов и молекул. Современные МРТ-устройства имеют мощные источники сильного магнитного поля. В качестве таких источников применяются электромагниты (обычно до 1-3 Тл, в некоторых случаях до 9,4 Тл). К сожалению, МРТ-устройства сложны, имеют высокую стоимость, имеют опасную для человека величину постоянного магнитного поля и малодоступны для массового применения. Как будет показано ниже, существуют другие перспективные методы бесконтактной диагностики биологических тканей. Одним из таких методов является совместное воздействие на биологическую ткань постоянного магнитного поля умеренной величины (не более 1Т) и ультразвука.

Применение как ПМП, так и УЗ в биомедицинских технологиях характеризуются такими общими для них преимуществами по сравнению с высокочастотным электромагнитным полем и инвазивным применением электрического тока, как безопасность воздействия, бесконтактность (дистанционность) и большая глубина проникновения в биосистему.

Известны, например, медицинские системы для дистанционного управления хирургическим инструментом с помощью силового постоянного магнитного поля около 2 Тл, создаваемого сверхпроводящими катушками [5 – 8].

Актуальность темы. Совместное воздействие ПМП и УЗ на БС начало изучаться в последние 10 – 15 лет. В настоящее время можно выделить два основных направления исследований в этой области биотехнологий:

1) транспорт и пространственное распределение магнитных наночастиц в БС для обеспечения адресной доставки лекарств и повышения эффективности лечения,

2) магнитогидродинамический эффект (МГДЭ) в БС при его использовании для неинвазивного и безвредного обнаружения патологических образований.

Постановка задачи – выяснить возможности реализации совместного воздействия УЗ и ПМП для определения концентрации магнитных наночастиц (МНЧ) в БС и неоднородностей акустического сопротивления БС.

Цель работы – анализ современных публикаций и перспективных предложений в области совместного воздействия УЗ и ПМП на БС.

2. Совместное действие МП и УЗ для обнаружения магнитных наночастиц в БС

2.1. Свойства наночастиц в биосистеме

В настоящее время изучается транспорт и биологическое действие наночастиц как естественного биологического, так и искусственного происхождения. К первым, в частности, относятся эритроциты крови и липосомы (рис.1) [9].

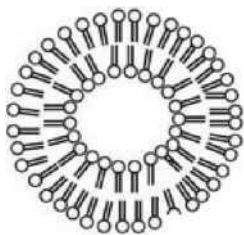


Рис. 1. Схематичное строение липосомы, состоящей из одного бислоя фосфолипидов [9]

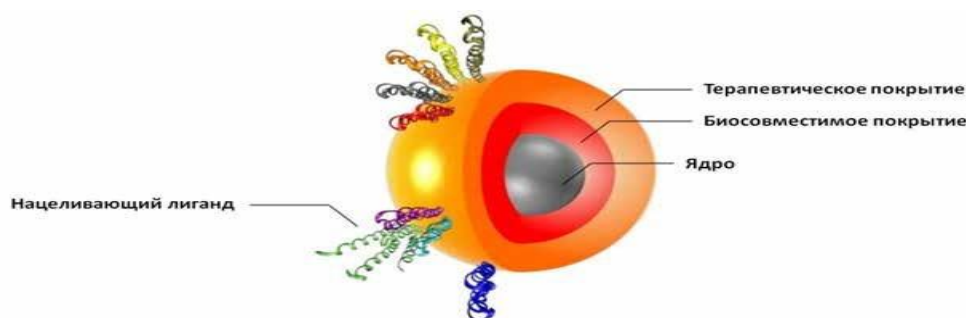


Рис. 2. Схема многослойной наночастицы оксида железа, содержащей терапевтический агент [12]

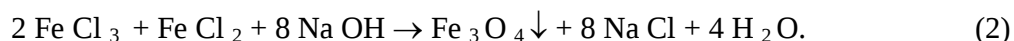
Ко вторым относятся магнитные и немагнитные наночастицы. В частности, к немагнитным относятся наночастицы серебра, меди и некоторых других химических элементов [10, 11]. Магнитные наночастицы (МНЧ) используются для биологических исследований в двух разновидностях: без покрытий и с покрытиями. В последнем случае (рис. 2) покрытия состоят из оболочки лекарственного (терапевтического) средства и защитной оболочки [12, 13]. МНЧ без покрытия обладают сами по себе лечебными свойствами [14, 15]. Основное количество используемых МНЧ содержит в качестве магнитной основы окисел железа Fe_3O_4 , называемый магнетитом. Это наиболее распространенное в природе соединение железа. В биомедицинской практике работ с МНЧ широкое распространение это соединение получило благодаря практически отсутствующим вредным воздействиям на человеческий организм. Размер применяемых МНЧ составляет от десятков нанометра ($1 \text{ нм} = 10^{-9} \text{ м} = 10 \text{ ангстрем}$) до сотен нанометров. Эти размеры сопоставимы с молекулярными размерами БС и клеточных органелл. Считается допустимым, чтобы концентрация МНЧ в исследуемой БС не превышала по объему 5 %. При использовании МНЧ во внешнем магнитном поле важную роль играет их удельная намагниченность J . Она характеризуется величиной магнитного момента M каждой из МНЧ. Магнитный момент одной МНЧ:

$$M = V \times J \quad (1)$$

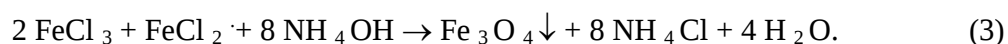
где V – объем частицы. Величина J зависит от материала МНЧ и ее магнитного состояния. Во многих случаях получают МНЧ в магнитном состоянии, называемом однодоменным. Во внешнем однородном ПМП вектор магнитного момента ориентируется вдоль поля подобно магнитной стрелки компаса. Наибольшие значения намагнитченности могут достигать значения индукции насыщения выбранного материала МНЧ и составлять около 1 Тесла. В неоднородном ПМП МНЧ подвержены силовому воздействию, что позволяет осуществлять их перемещение в требуемом направлении, в частности внутри кровеносных сосудов.

2.2. Технология получения МНЧ

В настоящее время для изготовления МНЧ используются в основном два способа – способ диспергирования и способ конденсации [16, 17]. Одним из наилучших вариантов получения МНЧ на основе магнетита является его химическая конденсация. В его основе лежит реакция



Растворы $\text{FeCl}_2 \cdot 4 \text{H}_2\text{O}$ и $\text{FeCl}_3 \cdot 6 \text{H}_2\text{O}$ (10 % массовой концентрации каждый) смешивали при 70°C и при постоянном перемешивании к ним добавляли в избытке 10 % раствор гидроксида натрия. Для получения высокодисперсного осадка необходимо было ограничить рост частиц, что и достигалось интенсивным перемешиванием растворов. Эта реакция проводилась при соотношении растворов солей $\text{Fe}^{3+} / \text{Fe}^{2+} = 2 / 1$ с тем, чтобы получить магнетит требуемого состава (31 % FeO – вюстит и 69 % $\gamma - \text{Fe}_2\text{O}_3$ – магемит). Замена гидроксида натрия (NaOH) на гидроксид аммония (NH_4OH , 25 %-й) позволила создать более мягкие условия соосаждения солей, что способствовало образованию в ходе реакции осадка $\text{FeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ с определенным соотношением оксидов:



Образующийся в ходе реакции хлорид аммония удаляли из осадка многократной промывкой дистиллированной водой, что предотвращало коагуляцию частиц магнетита и обеспечивало в дальнейшем взаимодействие молекул стабилизатора с частицами магнетита. Кроме того, использование гидроксида аммония позволило проводить реакцию соосаждения при температуре $25 - 40^\circ \text{C}$. Характерной особенностью процесса является требование полуторного избытка основания (по объему или концентрации) – только в этом случае происходило полное осаждение образующихся частиц магнетита. Таким образом, суть метода химического осаждения высокодисперсного магнетита заключалась в быстрой нейтрализации при постоянном перемешивании солей двух- и трехвалентного железа избытком водного раствора аммиака. Образующийся в ходе реакции осадок состоял из частиц магнетита размерами от 2 до 20 нм при среднем размере около 7 нм. Магнитные свойства частиц были близки к магнитным свойствам монокристаллов магнетита $\text{FeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ (намагниченность насыщения достигает 400 кА/м или 0,5Т в единицах магнитной индукции). Поверхность частиц обладает хорошей адсорбционной способностью, что является важным для обеспечения их стабилизации.

2.3. Физические основы обнаружения МНЧ в биосистеме с помощью магнитоакустического томографа

Магнитоакустический томограф (МАТ) является новым устройством для дистанционной визуализации пространственных неоднородностей в БС [18 – 20]. Его функционирование основано на совместном воздействии на БС постоянного и импульсного МП, в результате которого возникают ультразвуковые колебания БС. Эти колебания регистрируются УЗ детекторами и несут информацию об акустически чувствительных неоднородностях БС. Величина постоянного МП достигает 1 Тесла, а импульсного поля – десятков гаусс. Длительность импульсов обычно составляет 1 микросекунду (10^{-6} с). При подаче импульса МП в исследуемом участке БС возникает импульс вихревого тока, т.к. БС обладает электропроводностью. В ре-

зультате взаимодействия этого тока с постоянным МП также импульсно возникает сила Лоренца, действующая на БС. В результате такого механического “толчка” в среде, имеющей определенную упругость и вязкость, возникают затухающие колебания, имеющие определенный спектр частот. Этот спектр зависит от акустических свойств БС, в частности от распределения ее плотности и электропроводности. С помощью детекторов УЗ, расположенных в водной среде на периферии исследуемого биологического объекта, этот спектр регистрируется и обрабатывается по специальным программам, зависящим от цели исследования.

Одним из объектов исследований с помощью МАТ являются неоднородности в виде совокупности магнитных наночастиц в БС [19]. Неоднородности в пространственном распределении МНЧ в биологической среде вызывают изменение спектра акустических колебаний, регистрируемых аппаратурой МАТ. Эти изменения позволяют судить о распределении концентрации МНЧ в исследуемой БС (рис. 3).

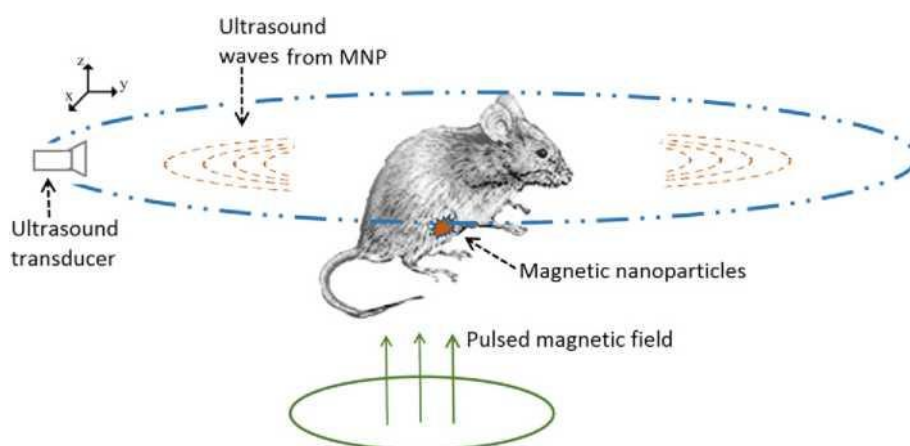


Рис. 3. Схематическое изображение регистрации магнитных наночастиц методом магнито-акустической томографии с короткими импульсами магнитного поля [21]

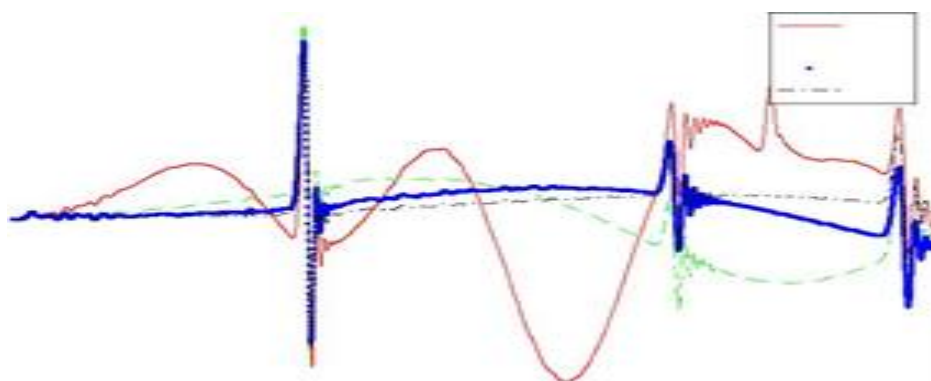


Рис. 4. Вид импульсов УЗ в МАТ-томографе [21]

Физические и конструктивные особенности МАТ позволяют надеяться на меньшую его стоимость и большую доступность в сравнении с аппаратурой ядерного магнитного резонанса (ЯМР), которая сейчас вынужденно используется для обнаружения МНЧ в БС. Вынужденное использование ЯМР до сих пор было вызвано отсутствием альтернативных безопасных методов обнаружения скоплений МНЧ.

2.4. О возможности осуществления альтернативного акустомагнитного метода (АММ) обнаружения МНЧ

Одним из возможных, по нашему мнению, и более простых в сравнении с МАТ, методов определения концентрации МНЧ в БС может стать метод возбуждения в ней механических

колебаний с помощью генератора фокусируемого УЗ [22]. Эти колебания в предлагаемом методе будут происходить вместе с колебаниями находящихся в ней МНЧ. При наложении на БС постоянного МП магнитные моменты МНЧ будут ориентированы в одном направлении и синфазно колебаться с частотой УЗ. Колебания многих магнитных частиц вызывают появление вторичного переменного МП в окружающем пространстве. Их суммарное магнитное поле может регистрироваться магнитометром в виде индукционной катушки, находящейся поблизости от исследуемого участка БС. При использовании этого акустимагнитного метода (АММ) фокусируемый УЗ может сканировать биологический объект и в итоге – обеспечить получение его томографических изображений (рис. 5).

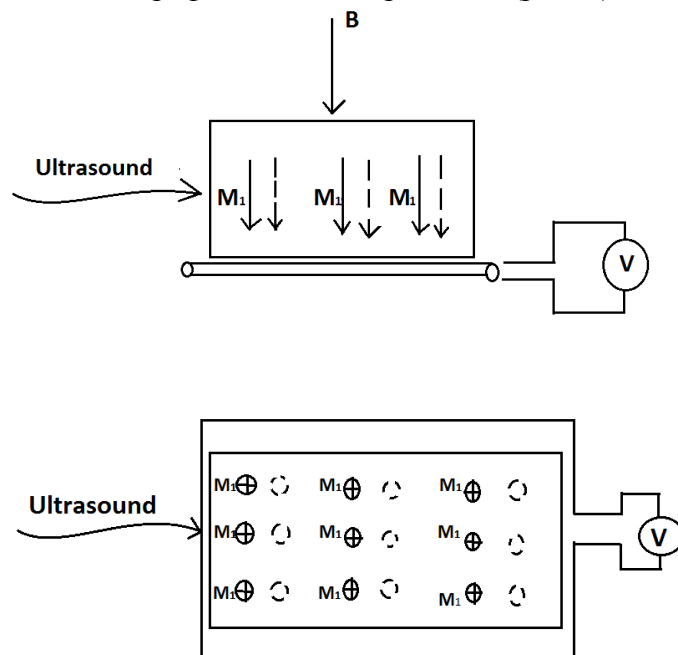


Рис. 5. Схема акустимагнитного метода обнаружения МНЧ (вид исследуемого участка БС сбоку и ниже – вид сверху). Сплошными и штриховыми линиями показано изменение положения магнитных моментов (M_1) частиц под действием УЗ

3. Использование магнитогидродинамического эффекта (МГДЭ) для неинвазивного изучения свойств биосистемы

3.1. Условия осуществления МГДЭ в биосистеме

Физическими условиями осуществления МГДЭ в биосистеме является ее перемещение с определенной скоростью v в области действия на нее постоянного магнитного поля B , направленного перпендикулярно вектору скорости [23]:

$$E = v \times B \quad (4)$$

где E – вектор напряженности электрического поля, возникающего в БС под влиянием МГДЭ. При использовании УЗ перемещение БС происходит колебательным образом с частотой УЗ.

Как известно из физики, УЗ малых и средних частот в материальной среде (газ, жидкость, твердое тело) распространяется в направлении излучения в основном в виде плоских волн расширения и сжатия. Длина волны УЗ излучения определяется формулой

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (5)$$

где c – скорость звука в среде, f – частота УЗ.

Плотность БС близка к плотности воды, где скорость звука составляет около 1500 м/с. Каждая частица среды перемещается на расстояние x вдоль направления излучения по гармоническому закону:

$$x = A \cdot \sin(2\pi ft), \quad (6)$$

где A и t – амплитуда колебаний частиц и время.

Колебательная скорость частиц

$$v = \frac{dx}{dt} = 2A\pi ft \cos(\pi ft) . \quad (7)$$

Амплитуда колебательной скорости

$$v_m = 2\pi fA . \quad (8)$$

Величина v_m может быть найдена из известных соотношений теории акустики:

$$I_s = \frac{Pv_m}{2} = \frac{P^2}{2c\rho} \quad (9)$$

где I_s – интенсивность УЗ, P – звуковое давление на частицы среды, ρ есть плотность среды.

Из (9) следует, что максимальная величина v может быть определена с помощью формулы [24]:

$$v_{\max} = \frac{P}{c\rho} \quad (10)$$

где P – звуковое давление на частицы среды, ρ – плотность среды, c – скорость звуковой волны в среде. Величина $(c\rho)$ имеет название удельного акустического сопротивления среды. Из формулы (10) следует, что при заданной скорости v для получения наибольшего значения E требуется увеличивать постоянное магнитное поле. В то же время это поле не должно быть опасным для человека. Обычно ограничиваются величиной ПМП на уровне $B = 1$ Тесла.

Из соотношений (9) и (10) следует

$$v_m = \left[\frac{2I_s}{c\rho} \right]^{0,5} . \quad (11)$$

Из (8) и (11) для A получаем:

$$A = \frac{[2I_s / (c\rho)]^{0,5}}{2\pi f} . \quad (12)$$

Из формулы (4) для E и формулы (11) для v_m получаем формулу для максимальной амплитуды E_m напряженности электрического поля в среде:

$$E_m = \left[\frac{2I_s}{c\rho} \right]^{0,5} \cdot B . \quad (13)$$

Измерение величины напряженности электрического поля обычно выполняется с помощью измерения разности потенциалов на двух электрических зондах. Эти зонды располагают в исследуемой среде в области распространения акустической волны.

Размер участка БС вдоль направления акустической волны должен быть меньше половины длины волны, чтобы обеспечить перемещения всего участка БС с частотой УЗ. Это обеспечивается выбором частоты УЗР. Например, для участка с размером в 1 см длину волны можно выбрать равной 6 см. При этом частота УЗР равна 25 кГц.

Амплитуда переменного напряжения на зондах определяется по формуле

$$U_m = E_m l = \left[\frac{2I_s}{c\rho} \right]^{0,5} B \cdot l \quad (14)$$

Формула (14) позволяет вычислить величину E_m по измеренному значению U_m и известному значению (l) расстояния (базы) между зондами.

3.2. Физические параметры биосистемы, подлежащие измерению, и цель использования МГДЭ в медицине

Как видно из формулы (10), основными материальными параметрами БС, от которых зависит измеряемая величина E , являются плотность БС и скорость распространения звука в ней. Определенный интерес представляет произведение этих величин, которое носит название акустического сопротивления среды. Таким образом, измеряя E в различных участках БС, можно получить информацию о распределении и величине указанных параметров.

Сопоставляя полученные результаты измерений с заранее полученными данными о здоровых участках БС и участках с патологией, можно использовать метод МГДЭ для диагностики состояния пациента.

3.3. Методика измерения параметров биосистемы (БС)

Для определения пространственного распределения значений акустического сопротивления в БС может быть использовано сканирование различных ее участков фокусированным УЗ. Это сканирование позволяет измерить величину электрического поля в различных участках БС. На этапе физического моделирования МГДЭ в имитационных образцах, имеющих плотность и электропроводность БС, величина электрического поля может быть определена с помощью двух или нескольких пар электрических зондов. Зонды вводятся в среду на заданном расстоянии (l) друг от друга. Такой способ измерения является инвазивным. Схема инвазивного наблюдения МГД – эффекта в БС показана на рис. 6.

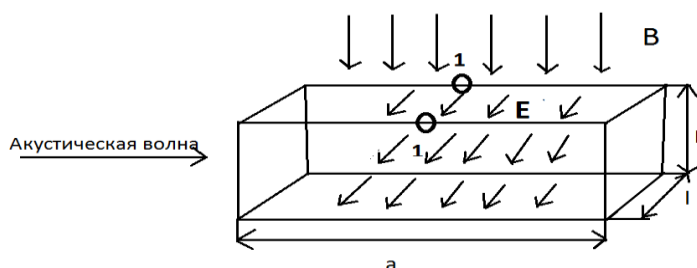


Рис. 6. Схема измерения МГД – эффекта на участке БС с размерами a , l , b (1-1 – точки установки электрических зондов для измерения разности потенциалов на расстоянии l друг от друга; E – напряженность электрического поля, B – индукция внешнего постоянного магнитного поля)

Для определения величины E с помощью вольтметра или чувствительного осциллографа измеряется переменное напряжение V на зондах:

$$E = \frac{V}{l} \quad (15)$$

В медицинской практике применения МГДЭ желательно проводить неинвазивные измерения величины возбуждаемого электрического поля с помощью зондов, расположенных, в частности, на поверхности кожи пациента. Для определения этой возможности необходимо изучить пространственное распределение этого поля на разных расстояниях от исследуемого участка БС.

Перспективное устройство для проведения экспериментов показано на рис. 7.

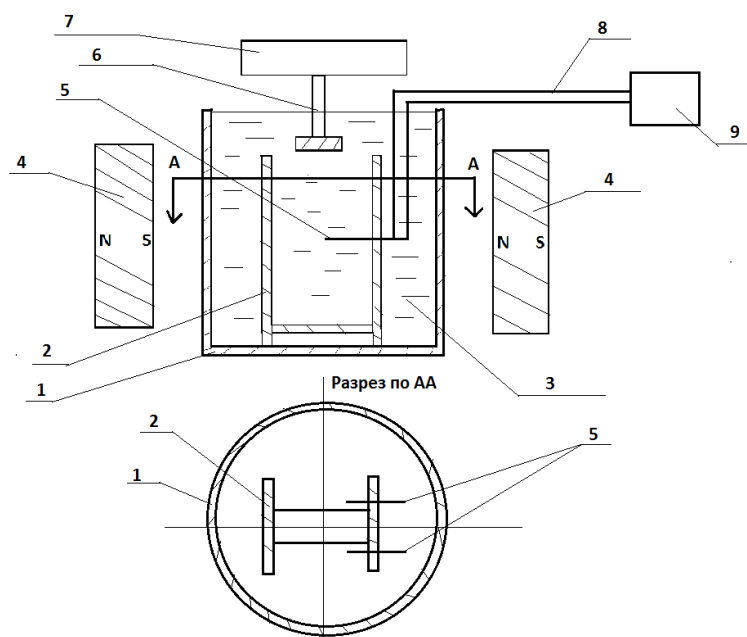


Рис. 7. Схема измерительного устройства: 1 – медный стакан; 2 – пластины для крепления электрических зондов; 3 – раствор NaCl; 4 – постоянный магнит; 5 – электрические зонды; 6 – звукопровод источника УЗИ; 7 – генератор УЗИ; 8 – провода от зондов к вольтметру; 9 – селективный микровольтметр

4. Выводы

В настоящее время интенсивно развиваются биотехнологии направленного транспорта наночастиц в биологической среде и изучения свойств этой среды бесконтактными методами. Важное место среди этих технологий может занять совместное использование постоянного магнитного поля и ультразвука. С помощью этих физических воздействий могут решаться задачи определения пространственного распределения магнитных наночастиц в биологической среде и изучения ее свойства. Одним из важных новых достижений в этой области стала разработка магнитоакустического томографа. Настоящий обзор содержит обоснование перспективного направления разработок в области подобных биотехнологий с применением акустомагнитного метода.

Перспективными работами в области изучения совместного действия УЗ и ПМП на биологическую среду являются экспериментальные модельные исследования МГД-эффекта и поведения МНЧ в ультразвуковом и магнитном полях.

Список литературы:

1. Кизилова Н. Н. Агрегация в магнитном поле. Современные проблемы биомеханики. Реология крови и микроциркуляция. – 1994. – №9. – С.118–135.
2. И.Е.Тарапов. Ученый. Учитель. Человек ; под ред. А.В. Ефименко. – Харьков : Новое слово, 2011. – 438с.
3. Резников И. И. Федорова В.Н., Фаустов Е.В. Физические основы использования ультразвука в медицине : учеб. пособие / Российский национальный исследовательский медицинский университет им.Н.И. Пирогова. – Москва, 2015. – 97с.
4. Олейник В. П. Основы взаимодействия физических полей с биологическими объектами. – Харьков : Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского « ХАИ», 2006. – 61 с.
5. Elamir Abu Abaida Ali Osman, Oleg Grigorovitch Avrunin, Mustafa O. Ali, P.Chandra Sekhar / An Attempt of Determining the Force Characteristics of Fields in Magnetic Stereotactic System / International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT). – 2012. – Vol. 1. – Iss. 2. – P. 266-270.
6. Аврунин О.Г. Определение закона движения хирургического инструмента в системах магнитного стереотаксиса // АСУ и приборы автоматики. – 2000. – № 113. – С.18–23.
7. Аврунин О.Г., Тымкович М.Ю., Фарук Х. Определение степени инвазивности хирургического доступа при компьютерном планировании оперативных вмешательств // Бионика интеллекта. – 2013. – №2 (81). – С. 101–104.

8. Аврунін О.Г., Безшапочний С.Б., Бодяньський Є.В., Семенець В.В., Філатов В.О. Інтелектуальні технології моделювання хірургічних втручань. – Харків : ХНУРЕ, 2018. – 224 с.
9. Ивонин А. Г., Пименов В. А., Оборин Д. А. Направленный транспорт лекарственных препаратов: современное состояние вопроса и перспективы // Известия Коми научного центра УрО РАН. –Сыктывкар, 2012. – №1(9). – С.46-55.
10. Kamzin A.C., Takahashi M., Maenosono S. Исследования свойств наночастиц Ag/Feco/Ag типа ядро/оболочка/оболочка // Физика твердого тела. – 2017. – Т. 59, вып.10. – С.1999-2005.
11. Туранская С. П., Четыркин А. Д., Дубровин И. В. и др. Синтез, свойства и применение в экспериментальной медицине и биологии магниточувствительных нанокомпозитов, содержащих благородные металлы // Поверхность. – 2011. – №3. – С. 343–366.
12. Семкина А. С. Векторные магнитные наночастицы оксида железа, загруженные доксорубицином, в диагностике и терапии экспериментальных опухолей : дис. / Российский национальный исследовательский медицинский университет им. И.И. Пирогова. – Москва, 2016. – 129с.
13. Ичкитидзе Л.П., Н.Ю. Шичкин, А. О. Голубева. Магнитные частицы для векторной доставки лекарственных препаратов / Национальный исследовательский университет “ МИЭТ” // Сборник тезисов 6-й ежегодной конференции НОР. Зеленоград. Москва.
14. Туранская С.П., Кусяк А.П., Туров В.В., Горбик П.П. Взаимодействие магнитных наночастиц с клетками. Медико-биологические проблемы поверхности // Поверхность. – 2013. – №5. – С. 227–246.
15. Никифоров В. Н. Биомедицинские применения магнитных наночастиц, Наука и технологии в промышленности. – 2011. – №1. – С.90-99.
16. Губин С. П., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б., Юрков Г. Ю. Магнитные наночастицы: методы получения, строение и свойства // Успехи химии. – 2005. – №74(6). – С. 539-568.
17. Байбуртский Ф. С. Магнитные жидкости: способы получения и области применения / Институт биохимической физики им.Н.М. Эмануэля, РАН, г. Москва.
18. Wang Shigang, Zhang Shunqi, Ma Ren, Yin Tao, A study of acoustic source generation mechanism of Magnetoacoustic Tomography // Computerized Medical Imaging and Graphics.– 2014 – №38. – 42–48.
19. Y. Xu. Magnetoacoustic tomography with magnetic induction (MAT-MI) / Physics in Medicine and Biology. – 2005. – №50. – 5175–5187.
20. Ammari H., Boulmier S., Pierre Millien. A mathematical and numerical framework for magnetoacoustic tomography with magnetic induction // Differential equations. – 2015. – № 259. – P. 5379 – 5405.
21. Leo Mariappan, Qi Shao, Chunlan Jiang. Magneto acoustic tomography with short pulsed magnetic field for in-vivo imaging of magnetic iron oxide nanoparticles, Nanomedicine // Nanotechnology, Biology, and Medicine. – 2016. – №12. – P. 689–699.
22. Avrunin O. G., Bondarenko I. S. Possibilities of joint application acoustic radiation and a direct magnetic field for biological research // ICBEM and RGC conference in Aachen. – 2018. – P. 66-67.
23. Роза Р. Магнитогидродинамическое преобразование энергии. – Москва, 1970.
24. Эльпинер И. Е. Ультразвук, физико-химическое и биологическое действие, – Москва : Гос. изд.-во физ.-мат. лит., 1963. – 420с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 02.09.2018

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ АВИАЦИОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ТВЗ-117 В ПОЛЕТНЫХ РЕЖИМАХ

Введение

Безопасность полетов воздушного судна – одна из ключевых проблем авиации, во многом зависит от надежности работы их двигателей. В свою очередь, надежная работа двигателя, в частности турбовального двигателя ТВЗ-117, обеспечивается комплексом мероприятий, среди которых важное место отводится диагностике его технического состояния. В настоящее время техническая диагностика авиационных двигателей осуществляется только на земле инженерно-техническим составом, в распоряжении которого имеются соответствующие инструментальные средства и методический аппарат. Но большинство отказов, влияющих на безопасность эксплуатации воздушного судна, зарождаются и проявляются именно в полете, что требует наличия эффективной бортовой системы диагностики, определяющей техническое состояние двигателя в режиме реального времени непосредственно на борту воздушного судна. Трудность проведения диагностики авиационного двигателя в автоматическом режиме в полете связана с высокой сложностью конструкций авиационных двигателей, в том числе и турбовального двигателя ТВЗ-117, обусловленной многопараметричностью, многосвязностью, нелинейностью протекающих в них процессов, многорежимностью применения, что требует значительных машинных и временных ресурсов.

Анализ последних исследований и публикаций

Создание информационных систем идентификации, в том числе контроля и диагностики технического состояния авиационных двигателей, исследуются в работах В.Г. Августиновича, А. М. Ахмедзянова, И. А. Биргера, В. И. Васильева, Х. С. Гумерова, В. Т. Дедеша, Н. Г. Дубравского, И. В. Егорова, С. В. Елифанова, В. Н. Ефанова, Ю. С. Кабальнова, В. Г. Крымского, Г. Г. Куликова, Д. Ф. Симбирского, Н. Н. Сиротина, А. П. Тунакова, В. Т. Шепеля, С. В. Жернакова и др. [1 – 4]. Но их работы посвящены разработке информационных систем идентификации технического состояния авиационных двигателей в условиях только стендовых испытаний. Таким образом, разработка бортовой системы идентификации, в том числе контроля и диагностирования технического состояния авиационного двигателя ТВЗ-117, является актуальной.

Предпосылки разработки бортовой системы на основе нейронных сетей

Двигатели пятого поколения имеют бортовые системы контроля параметров (рис. 1), осуществляющие выдачу информации об отказах систем и агрегатов, а также о превышении либо понижении допустимых значений некоторых параметров. Эта информация поступает к экипажу посредством показаний бортовых приборов, световых индикаторов либо звуковых сигналов. В итоге существующие системы контроля параметров авиационных двигателей констатируют уже произошедший факт отказа, не давая возможности экипажу его предотвратить. В современных условиях такие системы являются недостаточно эффективными как минимум по двум причинам. Во-первых, наметившаяся устойчивая тенденция перехода от стратегии эксплуатации авиационной техники «по ресурсу» к эксплуатации «по состоянию» требует повышенного внимания к техническому состоянию авиационного двигателя. Во-вторых, постоянное повышение удельных параметров вновь разрабатываемых двигателей происходит за счет снижения запасов прочности, устойчивости и приводит к их работе на предельных режимах, что объективно повышает риски возникновения отказов. Таким обра-

зом, существует проблема создания новых «интеллектуальных» бортовых систем технической диагностики авиационных двигателей, способных эффективно распознавать зарождающиеся отказы и осуществлять прогнозирование технического состояния авиационного двигателя хотя бы на время, достаточное для безопасного завершения полета.

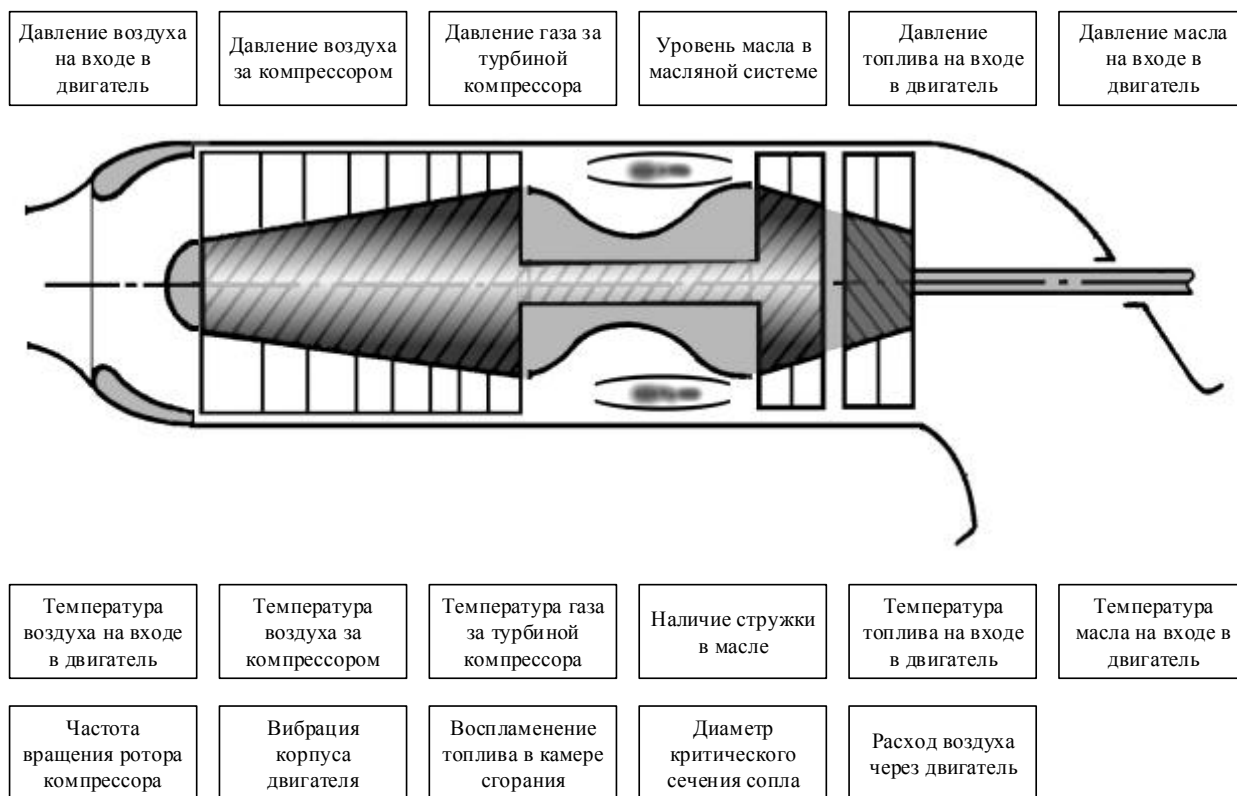


Рис. 1

В данном аспекте диагностика заключается в последовательном решении двух задач: идентификации состояния авиационного двигателя ТВЗ-117 в каждый момент времени по измеряемым датчиками параметрам и классификации состояния двигателя, то есть определение соответствия его состояния одному из классов (исправен, неисправен по причине отказа i -го агрегата, работоспособен и т.д.). Учитывая специфические особенности объекта диагностики (авиационного двигателя ТВЗ-117) как сложной технической системы с существенно нелинейными характеристиками, обе эти задачи могут быть эффективно решены с применением математического аппарата искусственных нейронных сетей (ИНС). Это средство было выбрано благодаря наличию у ИНС ряда неоспоримых преимуществ:

- они способны решать плохо формализуемые традиционными математическими методами задачи, к числу которых относится идентификация двигателя ТВЗ-117 как объекта диагностирования и классификация его диагностических признаков по классам функциональных состояний;
- решение указанных задач возможно в режиме реального времени за счет высокой скорости работы ИНС, что особенно важно для бортовой системы;
- ввиду многообразия связей в ИНС, ее надежная работа возможна даже при повреждении некоторых из них;
- в процессе своей работы ИНС способна самообучаться в соответствии с изменяющимися в процессе эксплуатации двигателя параметрами.

Создание бортовой системы технической диагностики двигателя на основе ИНС, структурно-логическая схема которой показана на рис. 2, включает следующие этапы:

- идентификацию систем и агрегатов, и двигателя ТВЗ-117 в частности, как объекта диагностирования, то есть создание ИНС (включающее выбор ее типа и архитектуры), вход-

ными значениями которой являются функциональные параметры двигателя, зарегистрированные датчиками, а выходными – параметры, определяющие его состояние, с возможностью самообучения и коррекции своих параметров в процессе эксплуатации конкретного двигателя ТВЗ-117;

- создание обучающей выборки для ИНС на основе статистической информации о функциональных параметрах двигателя на всех режимах работы и наиболее вероятных отказах из опыта эксплуатации (для уже эксплуатируемых двигателей) или по результатам стендовых испытаний (для вновь разрабатываемых или модернизируемых двигателях);
- обучение ИНС с использованием обучающей выборки;
- проверку адекватности и корректности созданной и обученной ИНС путем моделирования режимов работы и отказов двигателей, не вошедших в обучающую выборку;
- аппаратную реализацию созданной ИНС в электронных микросхемах, интегрированных в систему автоматического управления двигателя.

Для создания полной обучающей выборки тестовых и тренировочных данных для ИНС необходим предварительный сбор параметров двигателя с учетом широкого диапазона пространства его состояний. Данные измерения накапливаются в базе данных испытаний в течение длительного времени, поэтому применение аппарата ИНС позволяет проанализировать всю совокупность данных. Для определения возможностей ИНС при решении задач диагностики на начальном этапе исследования был выбран один диагностический параметр – вибрация корпуса двигателя. Этот параметр измеряется в течение всего времени работы двигателя и является достаточно информативным, в первую очередь, с точки зрения состояния опор двигателя.

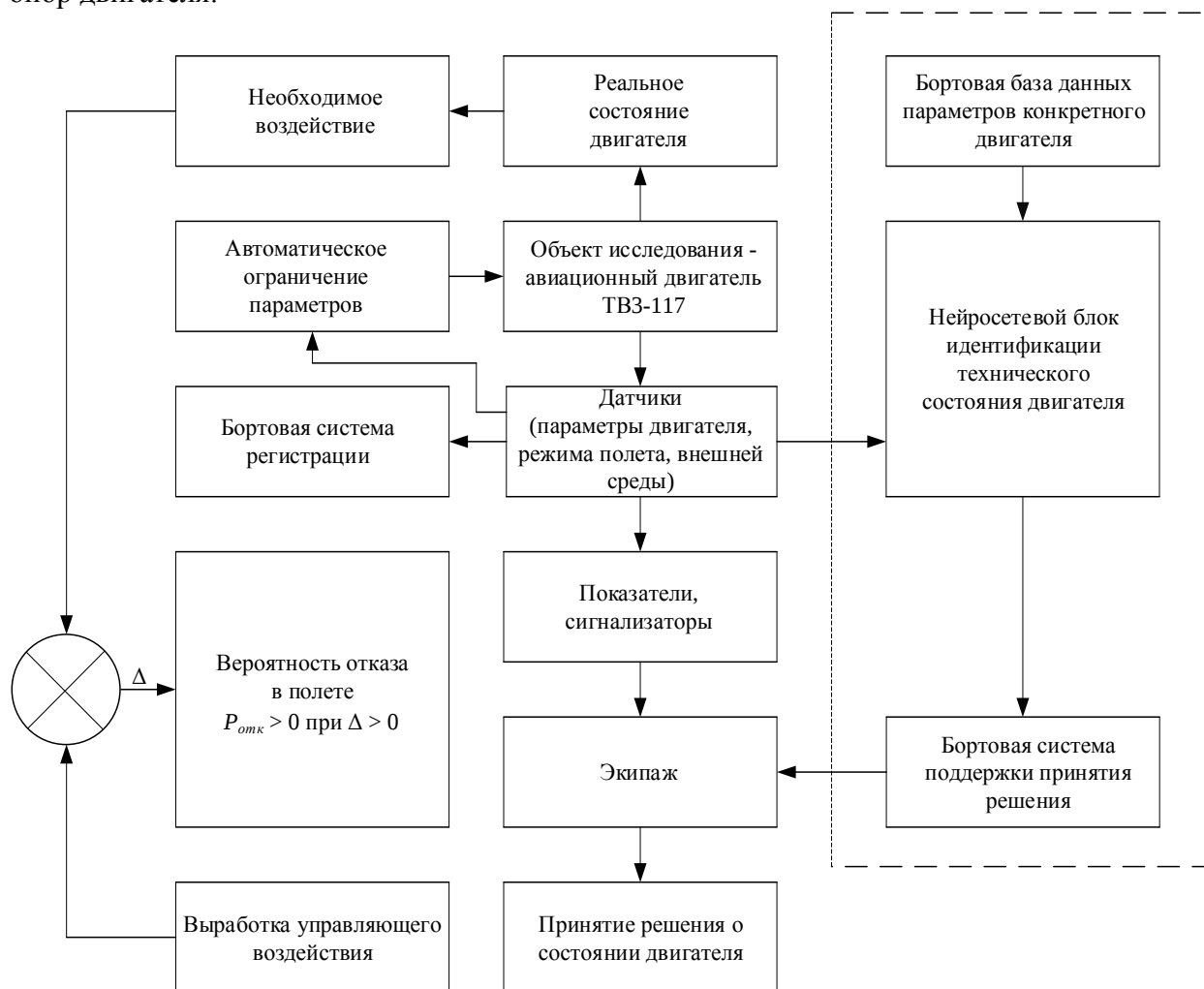


Рис. 2

Поскольку нейросетевой блок идентификации технического состояния двигателя является многозадачным, то для его реализации наиболее эффективно применение нейрорегулятора NN Predictive Controller, реализованного в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. Регулятор использует модель управляемого объекта в виде нейронной сети для того, чтобы спрогнозировать его будущее поведение. Кроме того, регулятор вычисляет сигнал управления, который оптимизирует поведение объекта на заданном интервале времени. Итак, проектирование нейрорегулятора состоит из двух этапов: этап идентификации управляемого объекта и этапа синтеза закона управления. На этапе идентификации разрабатывается модель управляемого объекта в виде нейронной сети, которая на этапе синтеза используется для синтеза регулятора [5].

На рис. 3 показана структурная схема предлагаемой нейросетевой системы управления двигателем ТВЗ-117, разработанная в Simulink. Эта структура включает блок управляемого объекта (Subsystem) и блок регулятора NN Predictive Controller, а также блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой Random Reference, блок построения графиков. Обучение нейрорегулятора с помощью алгоритма обратного распространения [6].

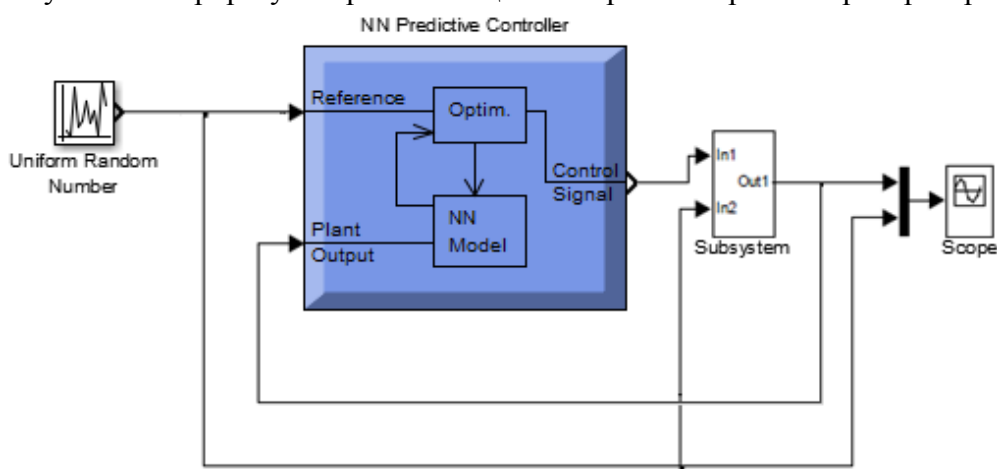


Рис. 3

Применение нейронных сетей в задачи контроля технического состояния авиационного двигателя ТВЗ-117

Целью решения поставленной задачи - показать возможности применения качественных нейросетевых моделей, построенных на основе экспериментальных данных, в качестве модели индивидуального авиационного двигателя ТВЗ-117 для решения задачи контроля его технического состояния. Отличительной особенностью применения нейросетевых технологий к решению данной задачи является отсутствие математической модели, адекватно описывающей сложные физические процессы в двигателе. Допуски на измеряемые параметры, обычно задаваемые в процессе контроля, здесь не задаются в явном виде, а формируются в процессе обучения нейронной сети на обучающей выборке [7 – 9].

Полагается, что все возможные состояния двигателя можно разбить на два класса S_0 и $\overline{S_0}$, объединяющие родственные состояния, близкие между собой по определенным интегральным показателям. Здесь класс S_0 включает в себя все исправные состояния двигателя, а класс $\overline{S_0}$ объединяет все неисправные состояния, характеризующиеся наличием хотя бы одного дефекта в работе авиационного двигателя. Требуется по результатам ограниченного числа измерений вектора выходных параметров двигателя $Y(t_i)$, $t_i \in T$ (t_i – дискретные моменты времени; T – интервал наблюдения), принять решение о принадлежности двигателя к одному из указанных классов состояний.

Решение данной задачи в общем виде сводится к нахождению некоторой разделяющей функции (гиперповерхности) в пространстве контролируемых параметров двигателя. Для

решения данной задачи ниже рассматривается подход, основанный на построении указанного решающего правила с помощью нейронной сети.

В основе примененной методики используется построение эталонной (усредненной) модели двигателя ТВ3-117, полученной по результатам его летных (или стендовых) испытаний и хранящейся в нейросетевом базисе в качестве его информационного «портрета». При контроле технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 измеряются его параметры; далее вычисляется метрика, характеризующая различие характеристик конкретного (индивидуального) двигателя и эталонной (нейросетевой) модели двигателя, и по величине этой метрики принимается решение о фактическом состоянии исследуемого двигателя.

Применение алгоритма контроля технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 заключается в следующем: состояние двигателя представляется точкой в пространстве контролируемых параметров $y_1, y_2, \dots, y_n$ (в данной работе $n = 4$). Для оценки степени работоспособности двигателя, то есть соответствия его характеристик предъявляемым требованиям, необходимо вычислить расстояние от данной точки до эталонной точки, соответствующей эталонному (исправному) двигателю. Если это расстояние равно нулю, то техническое состояние двигателя совпадает с эталонным; чем больше величина указанного расстояния, тем больше различие характеристик контролируемого и эталонного двигателей.

В качестве оценок метрического расстояния (метрик), известных в литературе по математической статистике и кластерному анализу [4, 10, 11], можно выделить следующие:

1. Эвклидова метрика:

$$d = \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - y_i^{etal})^2}; \quad (1)$$

где y_i – измеренное значение i -го параметра двигателя; y_i^{etal} – эталонное значение этого параметра, вычисленное с помощью НС;

2. Метрика Чебышева:

$$d = \max |y_i - y_i^{etal}|. \quad (2)$$

Физический смысл метрики (1) состоит в том, что она характеризует среднеквадратическое отклонение в пространстве выходов между объектом и его эталонной моделью, а метрика (2) характеризует наибольшее отклонение между этими выходами.

Рассмотрим особенности решения задачи контроля технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117. В качестве исходных данных рассматриваются данные, полученные в процессе летных испытаний двигателя при различных значениях температуры T_0 , К и давления P_0 , мм. рт. ст. окружающей среды. В табл. 1 приведены параметры эталонного (заведомо исправного) двигателя, которые приведены к относительным (безразмерным) значениям; $\overline{T_0} = 1$ и $\overline{P_0} = 1$ соответствуют параметры $T_0 = 288$ К и $P_0 = 760$ мм. рт. ст.

Таблица 1

$\overline{T_0}$	$\overline{P_0}$	$\overline{n}$	$\overline{T_4^*}$	$\overline{P_2^*}$
1,000	0,951	0,867	0,749	0,255
1,012	1,011	0,894	0,787	0,305
1,005	0,974	0,930	0,809	0,312
1,026	0,974	1,000	0,894	0,353
1,000	0,990	0,858	0,743	0,271
1,022	0,973	0,798	0,721	0,209

В табл. 1 n – частота вращения ротора компрессора, T_4 – температура газа за турбиной; P_2 – давление газа за компрессором.

В табл. 2 приведены данные летных испытаний двигателя, которые в дальнейшем обрабатываются нейронной сетью и по результатам их обработки, последней принимается решение о результатах контроля авиационного двигателя ТВ3-117.

Таблица 2

Номер	$\overline{T}_0$	$\overline{P}_0$	$\overline{n}$	$\overline{T}_4^*$	$\overline{P}_2^*$
1	1,029	0,993	0,827	0,766	0,238
2	1,029	0,995	0,826	0,766	0,239
3	1,022	0,997	0,816	0,748	0,234
4	1,015	0,980	0,819	0,743	0,230
5	1,040	1,041	0,829	0,755	0,250
6	1,008	1,023	0,797	0,740	0,240
7	1,000	1,016	0,796	0,712	0,237
8	0,995	1,015	0,805	0,711	0,243
9	1,000	1,031	0,825	0,726	0,262
10	1,000	0,997	0,844	0,743	0,272
11	0,995	0,991	0,805	0,711	0,233
12	1,000	0,997	0,808	0,713	0,234
13	1,019	1,057	0,815	0,728	0,249
14	1,000	0,984	0,789	0,713	0,231
15	1,005	1,000	0,820	0,728	0,239
16	0,974	0,909	0,826	0,724	0,235
17	1,005	0,991	0,806	0,697	0,210
18	1,012	1,016	0,807	0,725	0,234
19	1,008	0,995	0,811	0,732	0,239
20	1,005	1,003	0,828	0,741	0,250
21	1,001	1,005	0,806	0,720	0,236
22	1,000	0,987	0,822	0,728	0,246
23	0,991	1,043	0,837	0,735	0,270
24	0,995	0,989	0,821	0,721	0,256
25	1,005	0,994	0,824	0,728	0,243
26	1,001	0,993	0,809	0,722	0,233
27	1,000	0,997	0,826	0,731	0,248
28	1,015	0,994	0,813	0,726	0,234
29	0,995	0,980	0,806	0,723	0,230
30	1,000	1,000	0,824	0,724	0,244
31	0,995	1,000	0,842	0,740	0,263
32	1,001	1,002	0,864	0,758	0,309
33	1,001	0,981	0,826	0,733	0,272
34	0,995	0,978	0,816	0,723	0,234
35	1,008	1,004	0,823	0,727	0,248
36	1,005	0,991	0,792	0,712	0,228
37	1,005	1,014	0,823	0,736	0,248
38	1,005	1,016	0,810	0,723	0,244
39	1,019	1,012	0,815	0,733	0,243
40	1,019	1,026	0,810	0,740	0,241
41	1,008	1,007	0,808	0,735	0,241
42	1,012	1,005	0,827	0,743	0,250
43	1,019	1,026	0,806	0,732	0,236
44	1,012	1,031	0,804	0,732	0,242
45	1,015	1,028	0,803	0,727	0,242
46	1,019	1,031	0,805	0,735	0,242
47	1,019	1,031	0,804	0,735	0,242
48	1,019	1,031	0,804	0,735	0,242
49	1,020	1,032	0,803	0,733	0,242
50	1,020	1,032	0,803	0,730	0,242

Результаты проведенных исследований показывают, что для построения эталонной модели на основе нейронной сети необходима оптимальная по сложности структура нейронной сети (рис. 4) – многослойный персептрон, имеющий два входа (значения параметров

окружающей среды – $\bar{T}_0$ и $\bar{P}_0$), 12 нейронов в скрытом слое и 3 нейрона на выходе нейронной сети (параметры двигателя $\bar{n}$, $\bar{T}_4^*$, $\bar{P}_2^*$).

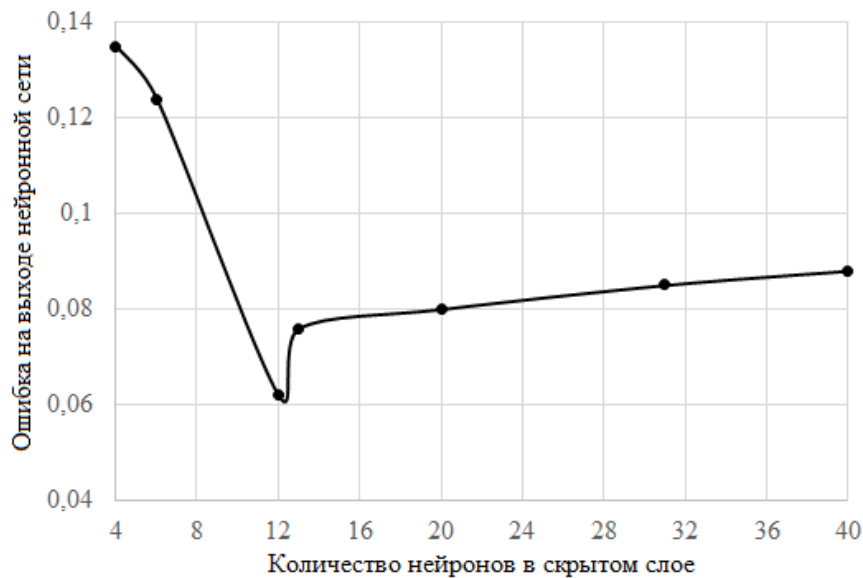


Рис. 4

В рассматриваемом примере контроля технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 вычислялось метрическое расстояние по (1) и (2) как функция наработки авиационного двигателя с целью оценить степень его работоспособности по сравнению с эталонным двигателем, в течение всего времени испытаний.

Полученный график изменения метрического расстояния d в зависимости от наработки авиационного двигателя ТВ3-117 приведен на рис. 5, где 1 – эвклидово расстояние, вычисленное в соответствии с (1); 2 – чебышево расстояние, вычисленное в соответствии с (2).



Рис. 5

Процесс принятия решения о техническом состоянии двигателя в результате контроля его параметров, может осуществляться на основе нечеткой логики. При этом функции принадлежности (рис. 6) назначаются экспертно; R – решение об исправности двигателя выдается в виде коэффициентов уверенности.

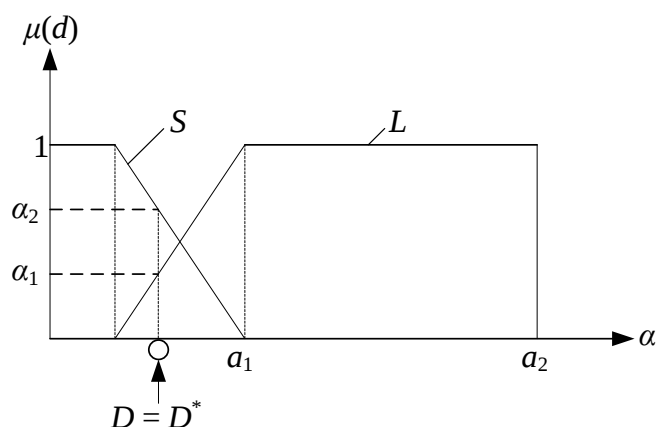


Рис. 6

Решающее правило, на основе которого принимается решение об исправности двигателя, имеет следующий вид:

$$R = \begin{cases} S_o, & \text{если } d = S \text{ (Small)}; \\ \overline{S_o}, & \text{если } d = L \text{ (Large)}. \end{cases} \quad (3)$$

Окончательное решение о техническом состоянии авиационного двигателя ТВ3-117 принимается экспертом с учетом полученных значений коэффициентов уверенности (так, на рис. 6 величина α_1 означает коэффициент уверенности выполнения 1-го правила в (3); α_2 – аналогичная величина для 2-го правила).

Выводы

Преимуществом рассмотренного алгоритма является возможность работы с малыми обучающими выборками, назначением мягких допусков, использованием опыта экспертов для оценки технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117, что представляется важным в условиях неполноты информации.

Список литературы:

1. Бармин И.В. Концепция управления состоянием сложных технических комплексов за пределами плановых сроков эксплуатации / И.В. Бармин, Р.М. Юсупов, В.Е. Прохорович // Информационные технологии. – 2000. – № 5. – С. 2–7.
2. Нейрокомпьютеры в авиации : монография / А.И. Галушкин, В.И. Васильев, Б.Г. Ильясов, С.В. Жернаков и др. – Москва : Радиотехника, 2004. – 496 с.
3. Интеллектуальное управление динамическими системами / С.Н. Васильев, А.К. Жерлов, Е.А. Федосов, Б.Е. Федун. – Москва : Физматлит, 2000. – 352 с.
4. Дубровин В.И. Интеллектуальные средства диагностики и прогнозирования надежности авиадвигателей / В.И. Дубровин, С.А. Субботин, А.В. Богуслаев. – Запорожье : Мотор-Сич, 2003. – 279 с.
5. Синтез нейрорегулятора NN Predictive Controller для управления трехмассовой электромеханической системой / Т.Ю. Василец, О.О. Варфоломеев, Р.В. Тютюн, Ю.О. Алфьоров, А.О. Власов // Системи обробки інформації. – 2017. – Вип. 3 (149). – С. 88–95.
6. Климова Я.Р. Обучение нейросетевого контроллера для диагностики и прогнозирования состояния двигателя вертолета Ми-8МТВ // IT перспектива : Материалы 5-й всеукр. конф. в сфере IT, 21 апреля 2018 г., Кременчуг. – Кременчуг : КрНУ имени Михаила Остроградского, 2018. – С. 66–69.
7. Дегтярев А.Б. Оперативный контроль параметров аварийного динамического объекта на основе нейросетевых алгоритмов / А.Б. Дегтярев, И.А. Кирюхин // Нейроинформатика. – Москва : МИФИ, 2002. – Т. 2. – С. 151–158.
8. Васильев В.И. Нейросетевой контроль параметров газотурбинного двигателя / В.И. Васильев, С.В. Жернаков, Л.Б. Уразбахтина // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. – Москва : Радиотехника, 2001. – № 1. – С. 37–43.
9. Жернаков С.В. Контроль и диагностика параметров газотурбинного двигателя нейронными сетями // Нейрокомпьютеры: Разработка и применение. – Москва : Радиотехника, 2003. – № 8–9. – С. 51–66.
10. Айвазян С.А. Прикладная статистика. Классификация и снижение размерности / С.А. Айвазян, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин. – Москва : Финансы и статистика, 1989. – 393 с.
11. Айвазян С.А. Прикладная статистика. Исследование зависимостей / С.А. Айвазян, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин. – Москва : Финансы и статистика, 1985. – 385 с.

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ РЕЗОНАНСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С АПЕРТУРНЫМИ И ЗОНДОВЫМИ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Введение

Современные достижения физики и техники СВЧ позволяют создавать высокоэффективные методы и технические средства для бесконтактного неразрушающего исследования и контроля физико-технических и физико-химических свойств полупроводниковых и диэлектрических материалов и структур [1 – 7]. Методы СВЧ диагностики отличаются разнообразием подходов к решению теоретических задач, методик измерений и конструкций измерительных преобразователей (ИП) СВЧ.

По типу используемых в первичных измерительных преобразователях физических явлений СВЧ датчики можно разделить на волноводные и резонаторные [1 – 6, 8, 9]. Резонаторные измерительные преобразователи (РИП) позволяют повысить чувствительность измерений по сравнению с волноводными ИП. Это возможно благодаря тому, что резонаторы накапливают энергию СВЧ колебаний и, соответственно, накапливают результат влияния возмущения электромагнитного поля (ЭМП) исследуемым образцом. Вводя понятие метрологического взаимодействия, резонаторные преобразователи можно классифицировать на РИП с объемным, апертурным, поверхностным и микрозондовым ближнеполевым взаимодействием.

По способу связи ЭМП в РИП и образце можно выделить резонаторные ИП объемного и апертурного взаимодействия. В первом случае образец вносится в полость СВЧ резонатора, внося возмущение в структуру его электромагнитного поля. В этом случае судить об электрофизических параметрах исследуемого образца можно по степени возмущения СВЧ поля, с усреднением по его объему. Во втором случае образец связан с полем резонатора через апертуру, вследствие чего появляется возможность локализации области, в которой измеряют параметры. Кроме того, в этом случае взаимодействие является ближнеполевым, вследствие чего преодолевается барьер Аббе и разрешающая способность определяется геометрическими параметрами апертуры, а не рабочей длиной волны [1, 5, 7].

Для РИП апертурного типа величина коэффициента преобразования определяется характером и степенью взаимодействия полей резонатора с объектом через апертуру.

В последние годы с развитием методов сканирующей зондовой микроскопии и необходимостью изучения параметров различных объектов на микро- и наноразмерном уровне формируется направление диагностики, связанное со сканирующей микроволновой микроскопией (СММ) [1 – 3, 5 – 7, 10]. Основой СММ является ближнеполевое взаимодействие микроволновых электромагнитных полей, создаваемых микрозондовыми структурами, с локализованными (степень локализации определяется размерами и конструкцией микрозонда) поверхностными и приповерхностными слоями исследуемых материалов.

Функциональная схема сканирующего микроволнового микроскопа (СММ) представляет собой сочетание как минимум трех систем: систему позиционирования по осям X, Y и Z; систему формирования сигналов измерительной информации и систему обработки данных измерений. Все системы должны функционировать совместно и синхронно как в режиме реального времени по выделенному ряду задач, так и с запоминанием и последующей обработкой предварительных результатов измерений.

Несмотря на важность и необходимость указанных систем и их элементов, тем не менее, можно выделить те из них, которые в максимальной степени влияют на параметры СММ.

В первую очередь это микроволновые измерительные преобразователи (включая РИП), особенности конструкций и схемных решений которых главным образом определяют чувствительность и разрешающую способность проводимых измерений.

Немаловажной частью СММ также является система формирования и обработки информационных сигналов, которая используется для выделения и измерения изменений параметров ИП (или РИП).

Цель работы – анализ влияния изменения условий взаимодействия апертурных или зондовых чувствительных элементов РИП с объектами исследования на процесс формирования основных информационных сигналов.

Основная часть

Особенностью РИП, применяемых в СММ, является наличие микрозондовых структур, геометрические размеры и форма которых во многом определяют функциональные и метрологические возможности СММ в целом.

Как правило, такая микрозондовая структура представляет собой малоразмерный волноводный или коаксиальный излучатель (микроантенну), который непосредственно входит в резонатор или подсоединяется к нему посредством элемента связи.

При создании и конструировании РИП с микрозондовыми структурами должен быть выполнен ряд требований.

При исследовании электрофизических характеристик материалов, сред и объектов для зондирования используется электрическая составляющая электромагнитного поля, создаваемого зондом в области исследуемого образца. Зонд представляет собой структуру, формирующую соответствующую конфигурацию электрического поля. Для эффективного формирования требуемой конфигурации электрического поля необходимо учитывать характер взаимодействия зондовой структуры с составляющими электромагнитного поля резонатора. При этом конструкция и технология изготовления резонатора должны обеспечивать его максимальную собственную добротность при возбуждении на виде колебаний, подходящем для сопряжения с микрозондовой структурой.

Аналогичные требования должны выполняться при использовании зондов, формирующих требуемую конфигурацию магнитной составляющей электромагнитного поля при необходимости исследования магнитных характеристик.

В работах [11 – 20] приведены результаты исследований и разработок подобных структур. На рис. 1 приведены типовые конструкции РИП с коаксиальными зондовыми структурами.

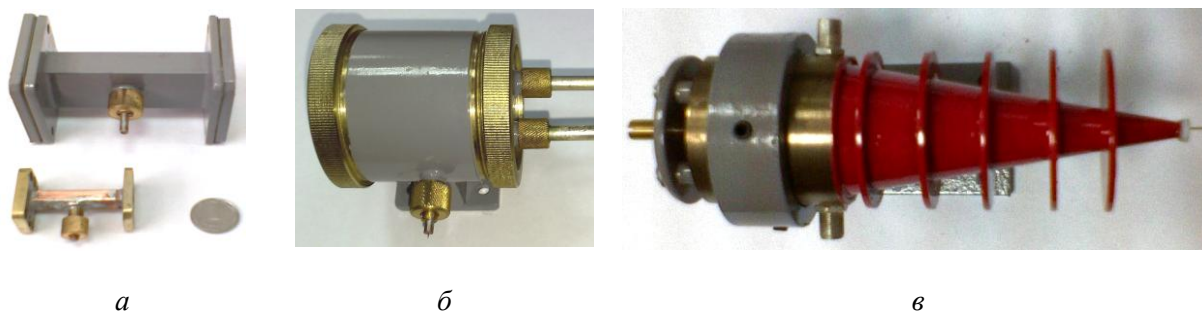


Рис. 1. Внешний вид микроволновых РИП:

а – на видах колебаний H_{10n} на основе отрезков регулярных волноводов с волноводными связями с измерительной системой; *б* – на виде колебаний H_{011} на основе цилиндрического объемного резонатора с коаксиальными связями; *в* – на виде колебаний квази- H_{111} на основе нерегулярной объемно-коаксиальной структуры с коаксиальными связями

Датчики, использующие в качестве первичного преобразователя резонансный измерительный преобразователь, позволяют связать изменение их резонансной частоты и добротности с изменениями соответственно неровности поверхности, диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь исследуемого объекта. Информационные сигналы в такой системе формируются на основе анализа измеренных значений изменений резонанс-

ной частоты и добротности РИП. При этом, чем выше добротность РИП, тем точнее измеряются изменения резонансной частоты и выше чувствительность к вносимым потерям.

Принцип действия резонансного измерительного преобразователя (РИП) основывается на формировании информационных сигналов в виде изменений его резонансной частоты и добротности, обусловленных характером взаимодействия электромагнитного поля с исследуемым объектом. Измерительная система с РИП функционально состоит из двух частей: собственно измерителя – датчика и системы формирования, регистрации и обработки информационных сигналов.

В зависимости от вида включения РИП в измерительную схему системы формирования, регистрации и обработки сигналов (отражательного или проходного) резонансная система датчика имеет один или два элемента связи плюс дополнительный конструктив для обеспечения апертурного или зондового взаимодействия.

В общем случае такая ситуация может быть описана набором соотношений:

$$Q_{\text{изм}} = Q_0 / \left(1 + \sum_i \beta_i \right), \quad (1)$$

$$Q_i = \omega_p \cdot W / P_i, \quad (2)$$

$$\beta_i = Q_0 / Q_{i.\text{вн}} = P_{\text{п.и.вн}} / P_{\text{п.р}}, \quad (3)$$

где $Q_{\text{изм}}$ – измеряемая или нагруженная добротность (в нашем случае – информационный сигнал); Q_0 – собственная (ненагруженная) добротность резонансной системы РИП; β_i – коэффициент i -й связи; ω_p – резонансная частота; W – энергия, запасаемая в резонансной системе; P_i – величина потерь в резонансной системе или во внешних цепях; $Q_{i.\text{вн}}$ – внешняя добротность для одного из элементов связи; $P_{\text{п.и.вн}}$ – величина потерь во внешней цепи одного из элементов связи; $P_{\text{п.р}}$ – величина потерь в резонансной системе.

Если рассматривать апертуру или зонд как неотъемлемую часть резонансной системы, то изменение параметров объекта диагностики будет приводить к изменению величины потерь $P_{\text{п.р}}$ в собственно резонансной системе РИП и, соответственно, к изменению собственной добротности (2) и коэффициентов связи β_i (3) с измерительной схемой. То есть, изменение измеряемой величины добротности будет происходить не только за счет изменения собственной добротности, обусловленной взаимодействием с объектом, но и за счет изменения величины коэффициентов связи (1).

Высказанные предположения экспериментально проверялись с помощью РИП на основе объемного резонатора, образованного из трехполуволнового отрезка прямоугольного волновода с элементами связи – диафрагмами на его торцах, внешний вид которого приведен на рис. 1, а свойства описаны в работах [12, 13].

Экспериментально исследовались зависимости величин коэффициентов связи от ширины индуктивной щели в диафрагмах при различных условиях на внешнем торце зондовой структуры (рис. 2). В качестве нагрузки зондовой структуры использовалась пластина из поликора ($d = 1$ мм, $\epsilon \approx 9,6$; $\text{tg} \delta \approx 10^{-4}$).

Значения коэффициентов связи по входу β_1 и выходу β_2 определялись путем измерения соответствующих коэффициентов отражения $\Gamma_1(\omega_p)$ и $\Gamma_2(\omega_p)$ на резонансной частоте и расчетом по формулам:

$$\beta_1 = \frac{1 - \Gamma_1(\omega_p)}{\Gamma_1(\omega_p) + \Gamma_2(\omega_p)}, \quad (4)$$

$$\beta_2 = \frac{1 - \Gamma_2(\omega_p)}{\Gamma_1(\omega_p) + \Gamma_2(\omega_p)}. \quad (5)$$

Формулы (4) и (5) достаточно просто можно получить из соотношений, приведенных в работе [21]. Конструктивно диафрагмы связи в исследуемом резонаторе выполнялись по возможности идентичными для обеспечения условия $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, что позволяет упростить процесс измерений.

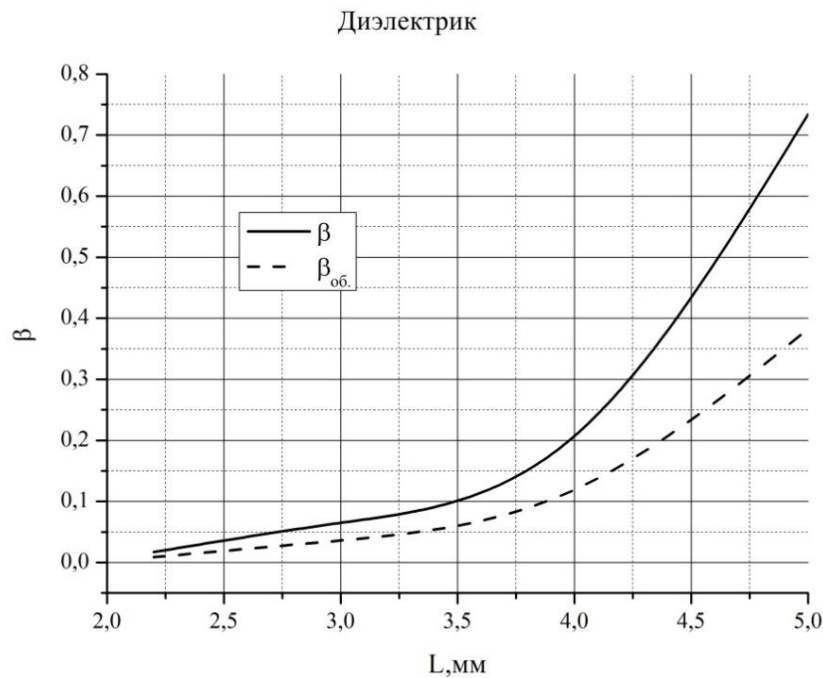


Рис. 2. Зависимость величины коэффициентов связи от ширины индуктивной щели при отсутствии и наличии диэлектрического образца на торце зонда

Графики на рис. 2 свидетельствуют, что величины коэффициентов связи будут по-разному меняться в зависимости от нагрузки зонда резонаторного измерителя, что приведет к искажению значения измеряемой величины нагруженной добротности (1).

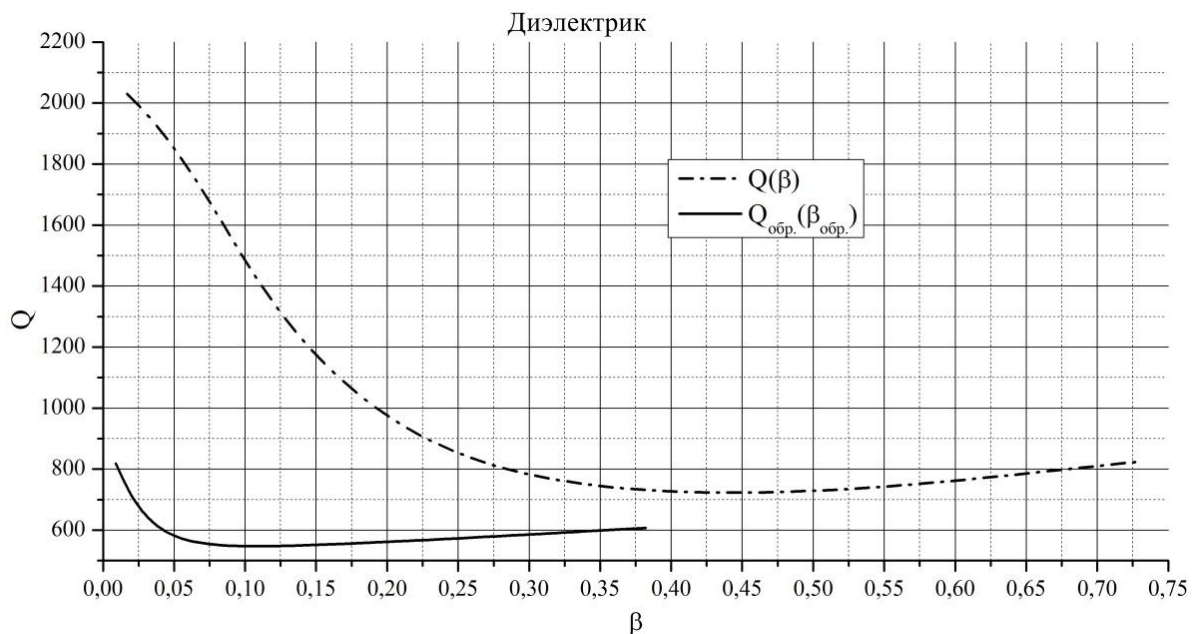


Рис. 3. Зависимости нагруженной добротности измерительного преобразователя от величины коэффициентов связи при различных нагрузках зондовой структуры

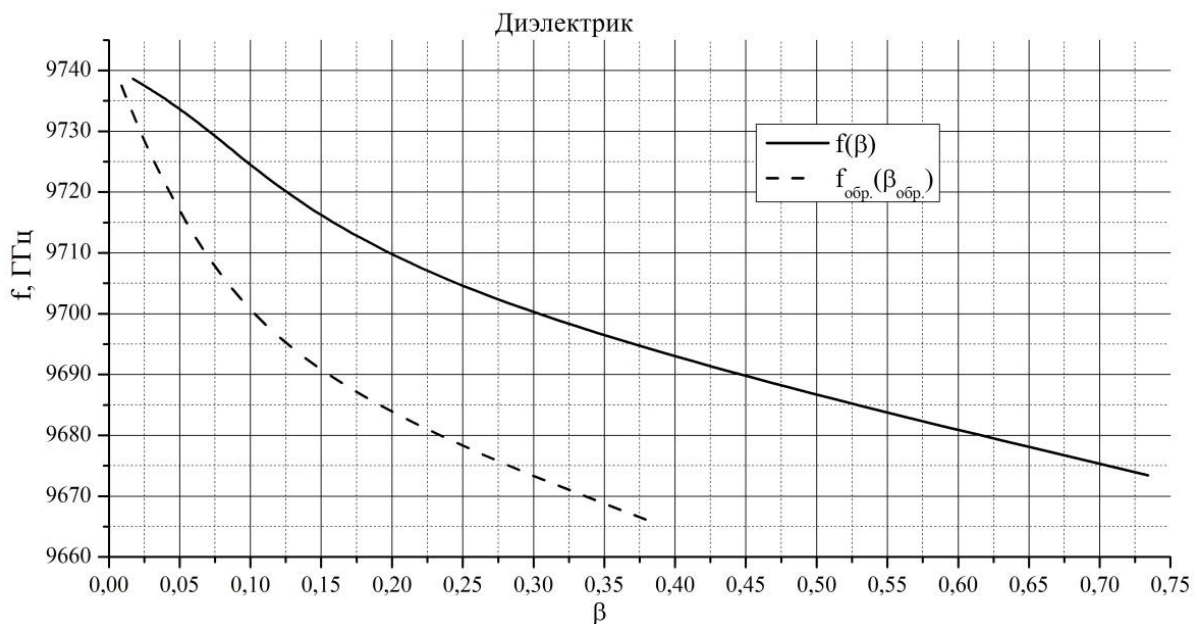


Рис. 4. Зависимости резонансной частоты измерительного преобразователя от величины коэффициентов связи при различных нагрузках зондовой структуры

Также исследовались зависимости нагруженной добротности и резонансной частоты от величины коэффициентов связи при различных нагрузках зондовой структуры (рис. 3, 4).

Видно, что полученные зависимости имеют различный характер изменения для нагруженного и ненагруженного измерительного преобразователя. Причем, если для зависимостей добротности объяснение может быть найдено из соотношений (1) – (3), для зависимостей резонансной частоты объяснение, по-видимому, следует искать в возможном изменении реактивной составляющей нагрузки зондовой структуры.

Выводы

Полученные результаты позволяют утверждать, что аналитические соотношения, которые используются для описания влияния параметров исследуемых объектов на добротность и резонансную частоту РИП и априори предполагают неизменность его связи с измерительной системой, на практике не соблюдаются.

Следовательно, при проведении таких измерений необходимо поддерживать величины связей неизменными, что требует дополнительных конструктивных и схемных усложнений, либо необходимо вводить в расчетные соотношения функции, учитывающие их изменение.

Список литературы:

1. Wei T. Scanning tip microwave near-field microscope / T. Wei, X.D. Xiang, W.G. Wallace-Freedman, P.G. Schultz // Applied Physics Letters. – 1996. – Vol. 68, N 24. – pp. 3506-3508.
2. Gao C. High spatial resolution quantitative microwave impedance microscopy by scanning tip microwave near-field microscope / C. Gao, T. Wei, F. Duewer, Y. Lu, X.D. Xiang // Applied Physics Letters. – 1997. – Vol. 71, N 13. – pp. 1872-1874.
3. Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич та ін. ; за ред. Я. І. Лепіха. – Одеса : Астропринт, 2011. – 352 с.
4. Лисовский, В.В. Теория и практика высокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов. – Минск : УОБГАТУ, 2005. – 292 с.
5. Chen L.F. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.k. Varadan – John Wiley & Sons, Ltd, 2004. – 537 p.
6. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем : монографія / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич та ін. ; за ред. Я. І. Лепіха. – Одеса : Астропринт, 2010. – 296 с.
7. Scanning Probe Microscopy: Electronic and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale / Edited by S. Kalinin, A. Gruverman. – Springer Science Business Media, LLC, 2007. – 980 p.

8. Nyfors E.G. Cylindrical microwave resonator sensors for measuring materials under flow. – Dissertation for degree of Doctor of Science in Technology. Helsinki University of Technology, 2000. – 181 p.
9. Федюнин П.А. Микроволновая термовлагодетрия / П.А. Федюнин, Д.А. Дмитриев, А.А. Воробьев, В.Н. Чернышов ; под ред. П.А. Федюнина – Москва : Машиностроение-1, 2004. – 208с.
10. Слипенченко Н.И. Физические основы ближнеполевой СВЧ диагностики материалов и сред : дис. ... д-ра физ.-мат. наук : 01.04.01 / Сумской государственный университет. – Сумы, 2008. – 351с.
11. Bondarenko I.N., Gordienko Yu. Ye., Slipchenko N. I. Biological objects parameters meter based on microwave microscope with coaxial resonant sensor // Proc. of the 10-th International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science” (TCSET 2010), Ukraine. Lviv-Slavske, Feb. 23-27, 2010.
12. Bondarenko I.N., Vasiliev Yu.S., Prokaza A.M. Analysis of resonant transducer characteristics for scanning microwave microscopy // Proc. of 21st International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2011), pp. 665–666.
13. Бондаренко И.Н. Измерительные преобразователи на основе резонансных волноводных регулярных структур / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.М. Проказа, С.И. Троицкий // Радиотехника. – Вып. 167. – С. 129-134.
14. Бондаренко И.Н. Измерительный преобразователь на основе цилиндрического резонатора на виде колебаний H_{011} / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.А. Камышан, С.И. Троицкий // Радиоэлектроника и информатика. – 2011. – № 2. – С. 3-5.
15. Bondarenko I.N. High-Q modes in irregular hybrid structures / I.N. Bondarenko, A.V. Galich, S.I. Troitski // Telecommunications and Radio Engineering. – 2013. – N 19. – P. 1747-1753.
16. Bondarenko I.N. Microstrip resonant sensors for scanning microwave microscopy / I.N. Bondarenko, A.V. Galich // Proc. of the 12-th International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science” (TCSET 2014), Ukraine. Lviv-Slavske, Feb. 25-March 1, 2014. – pp. 145-147. 1
17. Bondarenko I.N., Galich A.V., Troitski S.I. About some features of formation information signals of the resonance measuring converters // Proc. of 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2014). – P. 908-909.
18. Bondarenko I.N., Galich A.V. Microstrip resonant sensors // Proc. of 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2014), pp. 984-985.
19. Bondarenko I.N., Galich A.V. Measuring resonant transducers on the basis of microstrip structures // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – vol. 74, N 9. – P.807-814,.
20. Bondarenko I.N., Galich A.V. Resonant irregular hybrid structures // Proc. of the 13-th International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science” (TCSET 2016), Ukraine. Lviv-Slavske, Feb. 23-26, 2016. – P. 183-185.
21. Менде Ф.Ф. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы / Ф.Ф. Менде, И.Н. Бондаренко, А.В. Трубицын – Киев : Наук. думка, 1976. – 272 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.09.2018

К 70-летию Владимира Михайловича Шокало



В этом году исполнилось 70 лет со дня рождения бывшего главного редактора нашего сборника, лауреата Государственной премии Украины, доктора технических наук, профессора Владимира Михайловича Шокало.

Вся жизнь Владимира Михайловича после окончания школы в 1966 г. и до его преждевременной кончины в 2013 г. неразрывно связана с Харьковским национальным университетом радиозлектроники. Здесь он прошел путь от студента радиотехнического факультета до профессора и заведующего кафедрой основ радиотехники, сформировался как талантливый ученый и педагог, известный не только в Украине, но и за ее пределами.

Талант всегда многогранен. Одна из сильных граней таланта Владимира Михайловича – необычайное чувство нового. Особенно ярко оно проявилось в выборе направлений научных исследований. В самом начале научной деятельности его интерес привлек новый класс антенн – активные антенны. По постановлению правительства в этом направлении под руководством В.М. Шокало были выполнены работы по хоздоговорным темам. Полученные результаты опубликованы в монографиях «Антенны-усилители», «Активные передающие антенны», «Крупноапертурные антенны-выпрямители систем передачи энергии микроволновым лучом», которые явились первыми монографиями по этой тематике в стране. Стремление Владимира Михайловича к новому особенно отчетливо проявилось в последние годы жизни, когда он кардинально изменил направление исследований и начал работать в области технической защиты информации. Он сплотил вокруг себя мощный коллектив, начавший интенсивные работы в данной области: за сравнительно короткое время были защищены докторская и несколько кандидатских диссертаций, изданы монография «Методы прогнозирования защищенности ведомственных систем связи, основанные на концепции отводного канала» и учебное пособие «Производительность и помехозащищенность радиоканалов систем абонентского радиодоступа».

Много сил и энергии отдавал Владимир Михайлович становлению и развитию кафедры основ радиотехники. Под его руководством созданы учебные лаборатории, оснащенные современным оборудованием, открыты новые специальности. Собран мощный коллектив преподавателей, что позволило кафедре занять ведущие позиции в университете, возглавить харьковскую радиотехническую школу и стать одной из лучших радиотехнических кафедр в Украине. В 2012 г. коллективу ученых, возглавляемому В.М. Шокало, присуждена Государственная премия Украины в области науки и техники за цикл учебников «Основи теорії кіл» и «Електродинаміка та поширення радіохвиль».

Владимир Михайлович внес значительный вклад в развитие сотрудничества между различными вузами Украины. Его помощь в подготовке высококвалифицированных специалистов в области радиотехники, молодых научных и педагогических кадров в других университетах была отмечена присвоением званий почетного доктора Одесского национального

политехнического университета, почетного профессора НТУ «Львівська політехніка» и Севастопольского национального технического университета.

Высокий научный авторитет и организаторские способности Владимира Михайловича весомо проявлялись в общественной и международной деятельности. Многие годы он был главным редактором сборника «Радиотехника», членом редколлегии журнала «Telecommunication and Radio Engineering», председателем и заместителем председателя специализированных советов ХНУРЭ, членом экспертного совета Государственной аккредитационной комиссии в секции энергетики и электроники, членом научно-технического совета МОН Украины по направлениям «Радиотехника» и «Системы технической защиты информации», академиком международных академий связи и прикладной радиоэлектроники. Его заслуги в развитии высшего образования и науки в Украине отмечены Почетной грамотой МОН Украины, знаком «Отличник образования Украины» и знаком «За научные достижения».

Владимир Михайлович был не только талантливым ученым и требовательным руководителем, но и отзывчивым и верным другом. Высокие моральные принципы, уважение к науке, к студентам, к сотрудникам – это те истины, которым он следовал всю жизнь.

Коллеги и друзья хранят память о Владимире Михайловиче Шокало как об искреннем и добром человеке, талантливом Учителе, истинном сподвижнике образования и науки, и эта светлая память навсегда останется в их сердцах.

Редколлегия

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

УДК 621.396

Феноменологическое описание когерентных радиолокационных изображений на основе понятий меры множества и стохастического интеграла / В.К. Волосюк, С.С. Жила, Д.В. Колесников // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 5 – 11.

Использован феноменологический подход, основанный на законах лучевой оптики и принципе Гюйгенса – Френеля, предложена модель рассеянных электромагнитных полей в области их приема для задач дистанционного зондирования Земли. Показана процедура их обработки при восстановлении когерентного радиолокационного изображения земной поверхности в ближней зоне Френеля. Структура полученного изображения описывается интегралом свертки комплексного коэффициента рассеяния с функцией неопределенности радиолокационной системы. Отмечено, что из-за сложной внутренней структуры коэффициента рассеяния поле в области приема целесообразно рассматривать не только в виде интегралов Римана, но и интегралов Лебега, Стильтьеса, а также стохастических интегралов Ито.

Ключевые слова: феноменологическое описание, когерентное изображение, мера множества, стохастический интеграл.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396

Феноменологічний опис когерентних радіолокаційних зображень на основі понять міри множини і стохастичного інтегралу / В.К. Волосюк, С.С. Жила, Д.В. Колесніков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 5 – 11.

Використано феноменологічний підхід, що ґрунтується на законах променевої оптики та принципі Гюйгенса – Френеля, запропоновано модель розсіяних електромагнітних полів в області їх прийому для задач дистанційного зондування Землі. Показано процедуру їх обробки при відновленні когерентного радіолокаційного зображення земної поверхні в ближній зоні Френеля. Структура отриманого зображення описується інтегралом згортки комплексного коефіцієнта розсіювання з функцією невизначеності радіолокаційної системи. Зазначено, що через складну внутрішню структуру коефіцієнта розсіювання, поле в області прийому доцільно розглядати не тільки у вигляді інтегралів Рімана, але і інтегралів Лібега, Стільтьєса, а також стохастичних інтегралів Іто.

Ключові слова: феноменологічний опис, когерентне зображення, міра множини, стохастичний інтеграл.

Ил. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396

Phenomenological description of coherent radar images based on concepts of the measure on a set and stochastic integral / V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, D.V. Kolesnikov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 5 – 11.

The model of scattered electromagnetic fields in the region of their receiving for solving problems of the Earth remote sensing is proposed, using a phenomenological approach based on the laws of geometrical optics and the Huygens-Fresnel principle. The procedure for their processing, while restoring a coherent radar image of the earth's surface in the near Fresnel zone, is shown. The structure of the obtained image is described by the convolution integral of the complex scattering coefficient with the radar system ambiguity function. It is noted that, due to the complex internal structure of the scattering coefficient, it is reasonable to consider the field in the receiving region not only as Riemann integrals, but also Lebesgue and Stieltjes integrals, and Ito stochastic integrals.

Key words: phenomenological description; coherent image; measure on a set; stochastic integral.

Fig. 1. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.96:504.064.3

Рациональное распределение энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения системы гидрометеорологического мониторинга / Б.В. Перелыгин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 12 – 18.

Представлены результаты исследований, позволившие выявить наиболее рациональный способ распределения энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения. Этот способ заключается в том, что радиолокаторы, образующие поле, расставляются в вершинах связанных правильных шестиугольников так, чтобы зоны наблюдения смежных радиолокаторов накладывались друг на друга до полной дальности действия радиолокаторов при одновременном ограничении подъема диаграмм направленности антенных систем по углу места. Отсутствие необходимости распределения энергии под большими углами места создает существенную экономию энергии зондирующего излучения и доводит степень полноты использования энергии излучения до 70 %.

Ключевые слова: радиолокационная система гидрометеорологического мониторинга, пространственное распределение энергии зондирующего излучения.

Ил. 10. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.96:504.064.3

Рациональний розподіл енергії зондувального випромінювання в просторі спостереження системи гідрометеорологічного моніторингу / Б.В. Перелигін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 12 – 18.

Представлено результати досліджень, які дозволили виявити найбільш раціональний спосіб розподілу енергії зондувального випромінювання в просторі спостереження. Спосіб полягає в тому, що радіолокатори, що утворюють поле, розставляються в вершинах пов'язаних правильних шестикутників так, щоб зони спостереження суміжних радіолокаторів накладалися один на одного до повної дальності дії радіолокаторів при одночасному обмеженні підйому діаграм направленості антенних систем по куту місця. У цьому випадку відсутність необхідності розподілу енергії під великими кутами місця створює істотну економію енергії зондувального випромінювання і доводить ступінь повноти використання енергії випромінювання до 70 %.

Ключові слова: радіолокаційна система гідрометеорологічного моніторингу, просторовий розподіл енергії зондувального випромінювання.

Л. 10. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.96:504.064.3

Rational distribution of energy of probing radiation in the observation space of the hydrometeorological monitoring system / B.V. Perelygin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 12 – 18.

The results of investigations are presented, which made it possible to reveal the most rational way of distributing the energy of probing radiation in the observation space. This method consists in the fact that the radars forming the field are placed at the vertices of the connected regular hexagons so that the observation zones of adjacent radars are superimposed on each other up to the full range of the radar, while limiting the elevation of the antenna patterns by the elevation angle. In this case, the absence of the need for energy distribution at large elevation angles creates a significant saving in the energy of the probing radiation and brings the degree of completeness of utilization of the radiation energy to 70%.

Key words: radar hydrometeorological monitoring system, spatial distribution of energy of probing radiation.

10 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396

Определение среднего вдоль луча показателя преломления воздуха на основе эффекта уширения линий поглощения молекул воздуха / О.А. Ремаева, К.А. Соколинский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вип. 194. – С. 19 – 22.

В связи с широкомасштабным использованием GPS технологий точность определения местоположения исследуемого объекта имеет высокое значение. Рассмотрено влияние поглощения основными молекулами воздуха на величину его показателя преломления. На основе этих исследований разработан метод определения величины среднеинтегрального показателя преломления воздуха, исследованы погрешности метода.

Ключевые слова: тропосфера, показатель преломления воздуха, уширение линий поглощения.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Визначення середнього вздовж променя показника заломлення повітря на основі ефекту ширення ліній поглинання молекул повітря / О.О. Ремаєва, К.О. Соколінський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 19 – 22.

У зв'язку з масштабним використанням GPS технологій точність визначення знаходження об'єкта має високе значення. Розглянуто вплив поглинання основними молекулами повітря на величину його показника заломлення. На основі цих досліджень розроблено метод визначення величини середньоінтегрального показника заломлення повітря, досліджено похибки метода.

Ключові слова: тропосфера, показник заломлення повітря, ширення ліній поглинання.

Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396

Determination of refractive index of air along the ray based on the effect of absorption line broadening of air molecules / O.A. Remayeva, K.A. Sokolinskiy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 19 – 22.

Due to the large-scale use of GPS technology, the accuracy of determining the location of the object under investigation is of high importance. The effect of absorption of the basic molecules of air on the value of refractive index was examined. Based on these studies a method was developed for determining the magnitude of the average integral refractive index of air, and the errors in the method were investigated. The method for determining the integral average value of air refractive index is developed on the basis of these investigations. The accuracy of the method was studied.

Key words: troposphere, refractive index of air, absorption line broadening.

Ref.: 3 items.

УДК 528.88

Исследование возможности повышения точности измерений концентрации частиц взрывчатых веществ методами дистанционного зондирования / В.А. Романюк, С.О. Стародубцев, С.В. Шаповалов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 23 – 28.

Большинство из существующих методов обнаружения взрывчатых веществ (ВВ) требуют отбора проб и пробоподготовки, тогда как при выполнении работ по поиску и обезвреживанию взрывных устройств не всегда есть возможность контакта с взрывным устройством (ВУ). В связи с этим, особый интерес вызывают методы дистанционного обнаружения ВВ по детектированию их частиц, присутствующих в тех или иных количествах вблизи или на поверхности ВУ.

Сложность выявления таких веществ заключается в том, что кроме натуральных образцов они могут находиться в упаковке. Кроме того, часто возникает необходимость выявления следового количества опасных веществ на упаковках и контактных поверхностях.

Цель статьи – исследование возможности повышения точности лидарных измерений концентрации частиц взрывчатых веществ с учетом ширины линии лазерного излучения и ширины поглощения исследуемой молекулы.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, взрывчатые вещества, полуширина линии лазерного излучения, линия поглощения.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 528.88

Дослідження можливості підвищення точності вимірювань концентрації частинок вибухових речовин методами дистанційного зондування / В.А. Романюк, С.О. Стародубцев, С.В. Шаповалов // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 23 – 28.

Більшість з існуючих методів виявлення вибухових речовин (ВР) вимагають відбору проб і пробопідготовки, тоді як при виконанні робіт з пошуку і знешкодження вибухових пристроїв не завжди є можливість контакту з вибуховим пристроєм (ВП). У зв'язку з цим, особливий інтерес викликають методи дистанційного виявлення ВР з детектування їх частинок, присутніх в тих чи інших кількостях поблизу або на поверхні ВП.

Складність виявлення таких речовин полягає в тому, що крім натурних зразків вони можуть перебувати в упаковках. Крім того, часто виникає необхідність виявлення слідової кількості небезпечних речовин на упаковках і контактних поверхнях.

Мета статті – дослідження можливості підвищення точності лідарних вимірювань концентрації частинок вибухових речовин з врахуванням ширини лінії лазерного випромінювання і ширини поглинання досліджуваної молекули.

Ключові слова: дистанційне зондування, вибухові речовини, напівширина лінії лазерного випромінювання, лінія поглинання.

Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 528.88

Study of the possibility of increasing the accuracy of measuring the concentration of particles of explosives by remote sensing methods / V.A. Romanyuk, S.O. Starodubtsev, S.V. Shapovalov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 23 – 28.

Most of the existing methods for detection of explosives require sampling and sample preparation, whereas in the search for explosives, it is not always possible to contact the explosive device (ED). In this connection, the methods for remote detection of explosives by detecting their particles present in various quantities near or on the surface of the explosive are of particular interest.

The difficulty of detecting such substances lies in the fact that, in addition to full-scale samples, they may be in the package. In addition, it often becomes necessary to detect a trace amount of hazardous substances on packages and contact surfaces.

The purpose of the article is to study the possibility of improving the accuracy of lidar measurements of the concentration of particles of explosives, taking into account the width of the laser emission line and the absorption width of the molecule under study.

Key words: remote sensing, explosives, laser radiation half-width, absorption line.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.373.826:53.088.23

Принципы моделирования измерений в оптических нелинейных динамических системах / Ю.П. Мачехин, Ю.С. Курской, А.С. Гнатенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 29 – 33.

Цель работы – создание принципов моделирования измерений в оптических нелинейных динамических системах (лазеры, солитоны, оптические системы криптографии). Модель измерения таких систем должна содержать: входные величины и их зависимости от времени и шумов, неопределенности измерения входных величин и начальных условий, функции эволюции и время предсказания. Для случая, когда математическое описание процессов в системах невозможно, предложено использовать портрет измерения. Анализ портрета изме-

рения позволяет определить фрактальную размерность системы, сделать выводы о динамике динамических переменных и о связи их значений без знания аналитических решений исходной системы уравнений. Могут быть определены точки бифуркации и показатели Ляпунова, время прогноза динамики и другие величины. Предложенные принципы моделирования процесса измерений обеспечивают теоретические, модельные и экспериментальные исследования физических явлений в оптических нелинейных динамических системах, содействует решению широкого круга задач создания и управления оптическими системами, исследования процессов самоорганизации и динамики таких систем.

Ключевые слова: нелинейная динамическая система, хаос, модель измерения, портрет измерения.

Библиогр.: 17 назв.

УДК 621.373.826:53.088.23

Принципи моделювання вимірювань в оптичних нелінійних динамічних системах / Ю.П. Мачехін, Ю.С. Курський, А.С. Гнатенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 29 – 33.

Мета роботи – створення принципів моделювання вимірювань в оптичних нелінійних динамічних системах (лазери, солітони, оптичні системи криптографії). Модель вимірювання таких систем повинна містити: вхідні величини і їх залежності від часу і шумів, невизначеності вимірювання вхідних величин і початкових умов, функції еволюції і час передбачення. Для випадку, коли математичний опис процесів в системах неможливий, запропоновано використовувати портрет вимірювання. Аналіз портрета вимірювання дозволяє визначити фрактальну розмірність системи, зробити висновки про динаміку динамічних змінних і про зв'язок їх значень без знання аналітичних рішень вихідної системи рівнянь. Можуть бути визначені точки біфуркації і показники Ляпунова, час прогнозу динаміки і інші величини. Запропоновані принципи моделювання процесу вимірювань забезпечують теоретичні, модельні та експериментальні дослідження фізичних явищ в оптичних нелінійних динамічних системах, сприяють вирішенню широкого кола завдань створення і управління оптичними системами, дослідження процесів самоорганізації та динаміки таких систем.

Ключові слова: нелінійна динамічна система, хаос, модель вимірювання, портрет вимірювання.

Бібліогр.: 17 назв.

UDC 621.373.826:53.088.23

Principles of measurement modeling in optical nonlinear dynamical systems / Yu.P. Machekhin, Yu.S. Kurskoy, A.S. Gnatenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 29 – 33.

The task of the paper consists in a creating the principles for measurement modeling in optical nonlinear dynamical systems (lasers, solitons, optical cryptography systems). The measurement model of such systems should contain: the input values, their time and noise dependencies, measurement uncertainties of input quantities and initial conditions, evolution function and forecasting time. It is suggested to use the measurement portrait for the case when the mathematical description of the systems is impossible. Analysis of measurement portrait allows us to calculate the fractal dimension, dynamics of the dynamic variables and the relationship of their values without knowledge of the analytical solutions of the system equations. Bifurcation points and Lyapunov exponents, the forecast time of the dynamics and other quantities can be calculated too. The principles of modeling the measurement process, proposed by the authors, provide theoretical, model and experimental studies of physical phenomena in the optical nonlinear dynamical systems, facilitate the solution of a wide range of problems with creation and management of optical systems, and study the processes of self-organization and dynamics in such systems.

Key words: nonlinear dynamical system, chaos, measurement model, measurement portrait.

Ref.: 17 items.

УДК 623.465

Пути модернизации оптико-электронных средств разведки и прицеливания ВВТ / В.В. Кондрат, А.И. Костенко, В.В. Куценко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 34 – 37.

Проведен сравнительный анализ существующих и перспективных (модернизированных) оптико-электронных средств ночного и дневного видения. Предложены пути их модернизации с целью создания интегрированной автоматической системы принятия решений на уничтожение целей для образцов ВВТ Национальной гвардии Украины.

Ключевые слова: автоматизированная система принятия решений на уничтожение целей, электронный оптический преобразователь, установка.

Табл. 2. Библиогр.: 15 назв.

УДК 623.465

Шляхи модернізації оптико-електронних засобів розвідки та прицілювання ОБТ / В.В. Кондрат, О.І. Костенко, В.В. Куценко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 34 – 37.

Проведено порівняльний аналіз існуючих та перспективних (модернізованих) оптико-електронних засобів нічного та денного бачення. Надаються пропозиції щодо шляхів їх модернізації з метою створення інтегрованої автоматичної системи прийняття рішення на ураження цілей для зразків ОБТ Національної гвардії України.

Ключові слова: автоматизована система прийняття рішення на ураження цілей, електронний оптичний перетворювач, установка.

Табл. 2. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 623. 465

Ways of upgrading optical-electronic reconnaissance and aiming weapons and military equipment /

V. Kondrat, O. Kostenko, V. Kutsenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 34 – 37.

A comparative analysis of existing and prospective (modernized) optical-electronic means of night and day vision is carried out. The ways of their modernization are proposed in order to create an integrated automatic decision-making system for the destruction of targets for weapons and military equipment samples of the National Guard of Ukraine.

Key words: automated decision-making system for hitting the targets, electronic optical converter, installation.

2 tab. Ref.: 15 items.

УДК 621.39, 004.7

Верификация шестиугольной коммуникационной решетки бесконечными сетями Петри /

T.P. Шмельёва // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 38 – 45.

Построено формальное прямое параметрическое описание модели шестиугольной решетки со стороной k по указанным правилам композиции решетки. На основании прямого описания модели построена система линейных уравнений для нахождения инвариантов позиций. Применена методика вычисления линейных инвариантов бесконечных сетей Петри с регулярной структурой для открытой шестиугольной решетки, получено решение системы линейных уравнений в параметрической форме. Доказано, что модель шестиугольной решетки, представленная в форме бесконечной сети Петри, является p -инвариантной сетью Петри для произвольного натурального числа k и обладает свойствами ограниченности и консервативности. Коммуникационные решетки, представляющие собой реализацию изученной модели, могут быть построены с использованием накопителей конечной ёмкости без переполнения.

Ключевые слова: вычислительные решетки, шестиугольная коммуникационная структура, бесконечная сеть Петри, прямое параметрическое представление, линейный инвариант, верификация протоколов.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.39, 004.7

Верифікація шестикутної комунікаційної ґратки нескінченними сітками Петрі / T.P. Шмельова //

Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 38 – 45.

Побудований формальний прямий параметричний опис моделі шестикутної ґратки зі стороною k за вказаними правилами композиції решітки. На підставі прямого опису моделі побудована система лінійних рівнянь для знаходження інваріантів позицій. Застосовано методику обчислення лінійних інваріантів нескінченних сіток Петрі з регулярною структурою для відкритої шестикутної ґратки, отримано рішення системи лінійних рівнянь в параметричній формі. Доведено, що модель шестикутної ґратки, яка представлена у формі нескінченної мережі Петрі, є p -інваріантною сіткою Петрі для довільного натурального числа k і має властивості обмеженості та консервативності. Комунікаційні решітки, що представляють собою реалізацію вивченої моделі, можуть бути побудовані з використанням накопичувачів кінцевої ємності без переповнення.

Ключові слова: обчислювальні ґратки, шестикутна комунікаційна структура, нескінченна сітка Петрі, пряме параметричне представлення, лінійний інваріант, верифікація протоколів.

Табл. 2. Іл. 2. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.39, 004.7

Verification of the hexagonal communication grid by infinite Petri nets / T.R. Shmeleva // Radiotekhnika :

All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 38 – 45.

A formal direct parametric description of the hexagonal grid model with side k is constructed according to the specified grid composition rules. A system of linear equations is constructed for finding invariants of positions on the basis of a direct description of the model. A method for calculating linear invariants of infinite Petri nets with a regular structure for an open hexagonal grid is used, and a solution of a system of linear equations in parametric form is obtained. It is proved that the hexagonal grid model, represented in the form of infinite Petri net, is a p -invariant Petri net for an arbitrary natural number k and has the boundedness and conservativeness properties. Communication grids, representing the implementation of the studied model, can be constructed using devices with limited capacity without overflow.

Key words: computing grids, hexagonal communication structure, infinite Petri net, direct parametric specification, linear invariant, verification of protocols.

2 tab. 2 fig. Ref.: 9 items.

УДК 004.056.5

Стеганоаналитический метод для выявления скрытого канала связи с малой пропускной способностью / И.И. Бобок //

Радіотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 46 – 51.

На основе нового общего подхода к задаче выявления нарушений целостности цифрового изображения (ЦИ), базирующемся на имеющихся месте свойствах сингулярных чисел и сингулярных векторов, отвечающих максимальным сингулярным числам, блоков матрицы оригинального/неоригинального изображения, разработаны два стеганоаналитических метода СМ1 и СМ2. Предложенные методы ориентированы на выявление скрытого (стеганографического) канала связи, сформированного методом модификации наименьшего значаще-

го бита при использовании в качестве контейнеров ЦИ в формате с потерями, являются эффективными в условиях малых значений (меньше 0.1 бит/пиксель) пропускной способности скрытого канала связи (СПС). Ошибки первого рода для полиномиальных степени 2 алгоритмических реализаций CM1 и CM2 в условиях СПС 0,01 бит/пиксель составляют 1,7 и 1,3% соответственно, при этом ошибки второго рода не превышают 4 %. Существующие современные аналоги в условиях настолько малой СПС не работают.

Ключевые слова: целостность цифрового изображения (ЦИ), сингулярные числа, шибки первого рода, способность скрытого канала связи (СПС).

Табл. 2. Библиогр.: 14 назв.

УДК 004.056.5

Стеганоаналітичний метод для виявлення прихованого каналу зв'язку з малою пропускною спроможністю / І.І. Бобок // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 46 – 51.

На основі нового загального підходу до проблеми виявлення порушень цілісності цифрового зображення (ЦЗ), що базується на властивостях сингулярних чисел і сингулярних векторів, що відповідають максимальним сингулярним числам, блоків матриці оригінального/ неоригінального зображення, розроблено два стеганоаналітичних методи CM1 і CM2. Запропоновані методи орієнтовані на виявлення прихованого (стеганографічного) каналу зв'язку, що формується методом модифікації найменшого значущого біта при використанні в якості контейнерів ЦЗ у форматі з втратами, і є ефективними в умовах малих значень (менше 0,1 біт/пиксель) пропускної спроможності прихованого каналу зв'язку (ППС). Помилки першого роду для поліноміальних ступеня 2 алгоритмічних реалізацій CM1 і CM2 в умовах ППС 0,01 біт/пиксель становлять 1,7 і 1,3 % відповідно, при цьому помилки другого роду не перевищують 4 %. Існуючі сучасні аналоги в умовах настільки малої ППС не працюють.

Ключові слова: цілісність цифрового зображення (ЦЗ), сингулярні числа, помилки першого роду, спроможність прихованого каналу зв'язку (ППС).

Табл. 2. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 004.056.5

The steganoanalytical method for revealing a hidden communication channel with low capacity / I.I. Bobok // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 46 – 51.

Two stegano-analytical methods, CM1 and CM2, were developed. The basis of these methods is a new general approach to the problem of detecting integrity violations of digital images, which uses the properties of singular numbers and singular vectors of blocks of the image matrix. The proposed methods serve to identify the steganographic communication channel, formed by the Least Significant Bit method. A digital image in lossy format is used as a container. The methods CM1 and CM2 are effective for small values (less than 0.1 bit/pixel) of the latency channel capacity (LCC). Algorithms that implement methods are polynomial. Errors of the first kind are 1.7 and 1.3%, respectively, the errors of the second kind do not exceed 4% (LCC 0.01 bit/pixel). Existing modern analogues in conditions of such a small latency channel capacity do not work.

Key words: the integrity of the digital image (DI), singular numbers, errors of the first kind, the ability of the hidden communication channel.

2 tab. Ref.: 14 items.

УДК 551.5

Анализ пространственной структуры метеорных потоков и ассоциаций каталога ХНУРЭ / Д.Г. Сахно, Е.А. Иванова, Д.Ю. Горелов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вип. 194. – С. 52 – 65.

Приведен алгоритм расчета плотности метеорного потока в стандартном перигелии его средней орбиты – численного критерия, по которому можно сравнивать пылеобразующие свойства метеорных потоков. Показано, что наиболее мощным потокам свойственны значения больших полуосей $a \approx 1 \text{ а. е.}$, перигелийных расстояний $0.4 < q < 0.8 \text{ а. е.}$ и эксцентриситетов $e > 0.8$. Выявлены потоки, приведенная к стандартному перигелию плотность которых превышает плотность такого мощного потока, как GEMINIDS.

Ключевые слова: метеороид, метеор, метеорный поток, средняя орбита метеорного потока, элементы орбиты, родительское тело метеорного потока, плотность метеорного потока.

Табл. 2. Ил. 18. Библиогр.: 5 назв.

УДК 551.5

Аналіз просторової структури метеорних потоків та асоціацій каталогу ХНУРЕ / Д.Г. Сахно, О.О. Іванова, Д.Ю. Горелов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 52 – 65.

Запропоновано алгоритм розрахунку щільності метеорного потоку у стандартному перигелії його середньої орбіти – чисельного критерію, за яким можна порівнювати пилообразуючі властивості метеорних потоків. Показано, що найбільш потужним потокам властиві значення великих півосей $a \approx 1 \text{ а. е.}$, перигелійних відстаней $0.4 < q < 0.8 \text{ а. е.}$ та ексцентриситетів $e > 0.8$. Виявлено потоки, що мають щільність у стандартному перигелії вищу, ніж такий потужний метеорний потік, як GEMINIDS.

Ключові слова: метеороїд, метеор, метеорний потік, середня орбіта метеорного потоку, елементи орбіти, батьківське тіло метеорного потоку, густина метеорного потоку.

Табл. 2. Іл. 18. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 551.5

Analysis of the spatial structure of meteor showers and associations of the KNURE catalog / D.G. Sakhno, O.O. Ivanova, D.Y. Gorelov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 52 – 65.

The algorithm is proposed for calculating the density of a meteor streams in the standard perihelion of its average orbit – a numerical criterion by which dust-forming properties of meteor streams can be compared. It is shown that the most powerful meteor streams are characterized by the values of the large semi-axes $a \approx 1$ a.e., perihelion distances of $0.4 < q < 0.8$ a.e. and eccentricities $e > 0.8$. The meteor streams are detected, whose density exceeds the density of such a powerful stream as GEMINIDS (according to density in the standard perihelion of its average orbit).

Key words: meteoroid, meteor, meteor shower, meteors shower's orbit, elements of the orbit, parent body of the meteor shower, density of the meteor shower.

2 tab. 18 fig. Ref.: 5 items.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ SIGNAL PROCESSING

УДК 621.375

Анализ системы подавления мощной узкополосной помехи в радиометрическом приемнике / Т.Д. Гуцол, А.Д. Черенков, В.В. Семенец // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 66 – 72.

Проведен аналитический анализ метода и схемы подавления мощной узкополосной помехи вблизи частоты гетеродина. Обоснованность метода заключается в автоматическом обнаружении помехи, совмещении с частотой гетеродина и поддержании постоянства гетеродинирующего сигнала. В схеме подавления помехи реализуется принцип работы модуляционного радиометра, в котором узел коммутации напряжением типа «меандр» управляет работой сверхвысокочастотного ключа, сумматоров напряжения и фазового детектора. Цепи автоматической подстройки частоты и регулировки амплитуды гетеродина независимы и действуют постоянно.

Ключевые слова: радиометрический приёмник; подавление узкополосной помехи; СВЧ-ключ; автоматическая подстройка частоты; сумматор напряжения; фазовый детектор.

Ил. 2. Библиогр.: 21 назв.

УДК 621.375

Аналіз системи пригнічення потужної вузькополосної перешкоди в радіометричному приймачі / Т.Д. Гуцол, О.Д. Черенков, В.В. Семенец // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 66 – 72.

Проведено аналітичний аналіз методу і схеми пригнічення потужної вузькополосної перешкоди поблизу частоти гетеродина. Обґрунтованість методу полягає в автоматичному виявленні перешкоди, суміщеної з нею частоти гетеродина і підтримці сталості гетеродиніруючого сигналу. У схемі пригнічення перешкоди реалізується принцип роботи модуляційного радіометра, в якому вузол комутації напругою типу «меандр» управляє роботою надвисокочастотного ключа, суматорів напруги і фазового детектора. Кола автоматичного підстроювання частоти і регулювання амплітуди гетеродина незалежні і діють постійно.

Ключові слова: радіометричний приймач; пригнічення вузькополосної перешкоди; СВЧ-ключ; автоматичний підстроювач частоти; суматор напруги; фазовий детектор.

Іл. 2. Бібліогр.: 21 назв.

UDC 621.375

Analysis of suppression of high-power narrow-band interference in radiometric receivers / T.D. Gutsol, A.D. Cherenkov, V.V. Semenets // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 66 – 72.

The subject of this article is analytical analysis of the method and scheme of high-power narrow-band interference suppression in the vicinity of the local oscillator frequency. The used method is based on the automatic detection of interference combined with the local oscillator frequency and maintaining constancy of its signal. Interference cancellation scheme is based on the principle of operation of the modulation radiometer, in which the "meander" voltage switching unit controls the operation of the microwave key, the voltage adders and the phase detector. The circuits of automatic frequency tuning and adjustment of the amplitude of the local oscillator are independent and act continuously.

Key words: radiometric receiver; narrowband interference suppression; Microwave key; automatic frequency control; voltage adder; phase detector

2 fig. Ref.: 21 items.

УДК 004.89: 621.396

Обработка сигналов в интеллектуальных системах контроля малозаметных и малоподвижных воздушных объектов / С.В. Солонская, В.В. Жирнов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 73 – 78.

Предлагается повысить эффективность обзорных РЛС по обнаружению и распознаванию малозаметных и малоподвижных воздушных объектов за счет создания специальных (виртуальных) пространственно – вре-

менных образов (изображений) для накопления как энергетической, так и семантической составляющих сигнальной информации с использованием математического аппарата алгебры конечных предикатов. Показано, как этот подход может использоваться для обнаружения и распознавания малоподвижных летательных аппаратов, которые могут находиться как в режиме полета, так и в режиме зависания. Такая сигнальная информация будет сопровождаться разными семантическими отличительными признаками: признаком трассового следа и признаком повтора сигнала.

Ключевые слова: обработка сигналов, малозаметный и малоподвижный воздушный объект, обнаружение, распознавание, радиолокационные отметки, интеллектуальная система.

Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

УДК 004.89: 621.396

Обробка сигналів в інтелектуальних системах контролю малопомітних і малорухливих повітряних об'єктів / С.В. Солонська, В.В. Жирнов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 73 – 78.

Пропонується підвищити ефективність оглядових РЛС по виявленню і розпізнаванню малопомітних і малорухливих повітряних об'єктів за рахунок створення спеціальних (віртуальних) просторово – тимчасових образів (зображень) для накопичення як енергетичної, так і семантичної складових сигнальної інформації з використанням математичного апарату алгебри кінцевих предикатів. Показано, як цей підхід може використовуватися для виявлення і розпізнавання малорухливих літальних апаратів, які можуть знаходитися як в режимі польоту, так і в режимі зависання. Така сигнальна інформація супроводитиметься різними семантичними відмітками ознаками: ознакою трассового сліду і ознакою повтору сигналу.

Ключові слова: обробка сигналів, малопомітний і малорухливий повітряний об'єкт, виявлення, розпізнавання, відмітки радіолокацій, інтелектуальна система.

Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

UDC 004.89: 621.396

Signal processing in intelligent control systems for low-visibility and low-mobility air units / S. Solonskaya, V. Zhyrnov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 73 – 78.

It is proposed to improve the effectiveness of survey radars in detecting and recognizing low-visible and slow-moving air objects by creating special (virtual) space-time images for accumulating both energy and semantic components of signal information using the mathematical apparatus of algebra of finite predicates. It is shown how this approach can be used to detect and recognize slow-moving aircraft, which can be both in flight mode and in hang mode. Such signaling information will be accompanied by different semantic distinctive features: a sign of a trace and sign of the signal repetition.

Key words: signal processing, low-visible and slow-moving air object, detection, recognition, radar marks, intelligent system.

2 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.372; 616.12-073.7

Адаптивный метод с шумо- и сигнально-зависимым переключением фильтров для подавления нестационарного шума в сигнале электрокардиограммы в реальном времени / Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак // Радіотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вип. 194. – С. 79 – 96.

Предложен новый метод подавления нестационарного шума в электрокардиограмме (ЭКГ) в реальном времени с шумо- и сигнально- зависимым переключением фильтра с наиболее подходящими для обработки локального сегмента сигнала параметрами. На основе метода разработаны адаптивные алгоритмы. Получены статистические оценки эффективности по критериям среднеквадратической ошибки, максимума абсолютного отклонения и отношения сигнал-шум для сигнала ЭКГ при частоте дискретизации 1 кГц в условиях различного уровня аддитивного гауссова шума. Показано, что при очень низком уровне шума предложенные фильтры не вносят искажений в QRS-комплекс, а при среднем-высоком уровне шума обеспечивают высокую степень его подавления. В сравнении с современным динамическим алгоритмом фильтрации электромиографического (ЭМГ) шума в ЭКГ предложенные адаптивные фильтры имеют преимущество в эффективности и меньшую задержку обработки. Продемонстрировано хорошее качество подавления различного уровня ЭМГ шума в сигнале ЭКГ.

Ключевые слова: ЭКГ сигнал, ЭМГ шум, адаптивная фильтрация в реальном времени.

Табл. 1. Ил. 10. Библиогр.: 31 назв.

УДК 621.372; 616.12-073.7

Адаптивний метод з шумо- та сигнально-залежним перемиканням фільтрів для пригнічення нестационарного шуму в сигналі електрокардіограми в реальному часі / Н.О. Тулякова, О.М. Трофимчук, О.Є. Стрижак // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 79 – 96.

Запропоновано новий метод пригнічення нестационарного шуму в електрокардіограмі (ЕКГ) в реальному часі з шумо- та сигнально-залежним перемиканням фільтра з найбільш підходящими для обробки локального сегменту сигналу параметрами. На основі методу розроблено адаптивні алгоритми. Отримано статистичні оцін-

ки ефективності за критеріями середньоквадратичної помилки, максимуму абсолютного відхилення та відношення сигнал-шум для модельного сигналу ЕКГ при частоті дискретизації 1 кГц в умовах різного рівня адитивного гаусова шуму. Показано, що за дуже низьким рівнем шуму запропоновані фільтри не вносять викривлень у QRS-комплекс, а за середнім-високим рівнем шуму забезпечують високу ступінь його пригнічення. В порівнянні з сучасним динамічним алгоритмом фільтрації електроміографічного (ЕМГ) шуму в ЕКГ запропоновано адаптивні фільтри мають перевагу в ефективності і меншу затримку обробки. Продemonстровано високу якість пригнічення різного рівня ЕМГ шуму в сигналі ЕКГ.

Ключові слова: ЕКГ сигнал, ЕМГ шум, адаптивна фільтрація в реальному часі.

Табл. 1. Іл. 10. Бібліогр.: 31 назв.

UDC 621.372; 616.12-073.7

Adaptive method with noise- and signal-dependent switching of filters for suppression of non-stationary noise in an electrocardiogram signal in real time / N.O. Tulyakova, O.M. Trofymchuk, O.Ye. Stryzhak // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 79 – 96.

A new method for suppressing non-stationary noise in an electrocardiogram (ECG) in real time with a noise- and signal-dependent switching of filter with the most suitable processing of local signal segment is proposed. Adaptive algorithms are designed on the basis of this method. Statistical estimates of efficiency are obtained using such criteria as mean-square error, maximum absolute deviation, and signal-to-noise ratio for a model of ECG signal sampled at 1 kHz under conditions of different levels of additive Gaussian noise. It is shown that, with a very low noise level, the proposed algorithms do not distort the QRS-complex, and with a middle and high noise level, they provide a high degree of its suppression. In comparison with the modern dynamic algorithm of filtering of electromyographic (EMG) noise in an ECG, the proposed adaptive filters have an advantage in efficiency and smaller processing delay. Good quality of suppression of different levels of EMG noise in the ECG signal is demonstrated.

Key words: ECG signal, EMG noise, adaptive filtering in real time.

1 tab. 10 fig. Ref.: 31 items.

ФИЗИКА ПРИБОРОВ И СИСТЕМ PHYSICS OF DEVICES AND SYSTEMS

УДК 621.385.6

Особенности переходных процессов в серебряном нанопроводе с оптически динамической оболочкой / Н.П. Стогний, Н.П. Климова, Н.С. Бутенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 97 – 103.

Представлено фундаментальное теоретическое понимание процесса временной динамики возбужденного поверхностного плазмона в структуре, состоящей из металлического нанопровода с оптически динамической оболочкой. Описаны особенности динамики в металлическом нанопроводе с помощью строгих и точных математических расчетов, полученных из полуаналитического решения в области преобразования Лапласа и обратного преобразования в переходной области с помощью оценки вычетов в особых точках, соответствующих собственным частотам возбужденных плазмонов структуры.

Эта проблема представляет собой 2D-модель нанолазера и имеет приложения в наиболее развивающихся областях нанопотоники, которые требуют технологий, способных стимулировать когерентные плазмонные поля в субволновой области.

Ключевые слова: поверхностный плазмон, переходная динамика, нанопровод, активная оболочка.

Ил. 3. Библиогр.: 25 назв.

УДК 621.385.6

Особливості перехідних процесів в срібному нанопроводі з оптично динамічною оболонкою / Н.П. Стогній, Н.П. Климова, Н.С. Бутенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 97 – 103.

Представлено фундаментальне теоретичне розуміння процесу часової динаміки збудженого поверхневого плазмону в структурі, що складається з металевого нанопроводу з оптично динамічною оболонкою. Описано особливості динаміки в металевому нанопроводі за допомогою строгих і точних математичних розрахунків, отриманих з напіваналітичного розв'язування в області перетворення Лапласа і оберненого перетворення в перехідній області за допомогою оцінки лишків в особливих точках, що співпадають з власними частотами збуджених плазмонів структури.

Ця проблема представляє собою 2D-модель нанолазера і застосовується в найрозвинутіших областях нанопотоники, які потребують технологій, що здатні стимулювати когерентні плазмонні поля в субхвильовій області.

Ключові слова: поверхневий плазмон, перехідна динаміка, нанопровід, активна оболонка.

Іл. 3. Бібліогр.: 25 назв.

UDC 621.385.6

Characteristics of transient processes in a silver nanowire with optically dynamic shell / N.P. Stognii, N.P. Klimova, N.S. Butenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 97 – 103.

Fundamental theoretical understanding of the process of the time domain dynamics of the surface plasmon excitation in the structure, consisting of a metal nanowire coupled with the optically dynamic shell is presented. Details are described of the dynamics in the metal nanowire by means of meticulous and exact mathematical calculations that found from the semi-analytic solution into the Laplace transform domain and its accurate inversion into transient domain by virtue of residues assessment at singular points that correspond to the excited plasmons of the structure.

This problem is a 2D model of nanolaser and has applications in the most growing areas of nanophotonics that require technologies, which can stimulate coherent plasmon fields in subwavelength domain.

Key words: surface plasmon, transient dynamics, nanowire, active shell.

3 fig. Ref.: 25 items.

УДК 537.8.029.6;621.37.029.6

Електродинамічний сенсор визначення стану води в біологічних об'єктах / Чан Лю, І.Н. Бондаренко, А.Ю. Панченко, Н.І. Сліпченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 104 – 111.

Распределение свободной воды и воды, связанной с молекулами биологического вещества, определяет его состояние. Электрофизические свойства свободной и связанной воды существенно отличаются, а частота релаксации молекул лежит в СВЧ диапазоне. Поэтому СВЧ методы измерения являются эффективными. Анализируется схема СВЧ сенсора, для которой можно создать строгую аналитическую модель. Обсуждаются результаты расчетов компонент электромагнитного поля и передаточной функции сенсора, дается оценка размеров его рабочей области.

Ключевые слова: апертура, емкость, коаксиальная линия, граничные условия, собственные функции, связанная вода, компоненты электромагнитного поля.

Ил. 3. Библиогр.: 26 назв.

УДК 537.8.029.6;621.37.029.6

Електродинамічний сенсор визначення стану води у біологічних об'єктах / Чан Лю, І.Н. Бондаренко, А.Ю. Панченко, Н.І. Сліпченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 104 – 111.

Розподіл вільної води та води, яка зв'язана з молекулами біологічної речовини, визначає його стан. Електрофізичні властивості вільної та зв'язаної води суттєво відрізняються, а частота релаксації молекул знаходиться у НВЧ діапазоні. Тому НВЧ методи вимірювань є ефективними. Анализується схема НВЧ сенсора, для якої можна створити строгую аналітичну модель. Оговорюються результати розрахунків компонент електромагнітного поля і передавальної функції сенсора, дається оцінка розмірам його робочої області.

Ключові слова: апертура, ємність, коаксіальна лінія, граничні умови, власні функції, зв'язана вода, компоненти електромагнітного поля.

Ил. 3. Библиогр.: 26 назв.

UDC 537.8.029.6;621.37.029.6

Electrodynamic sensor for determining the state of water in biological objects / Chang Liu, I.N. Bondarenko, A.Yu. Panchenko, N.I. Slipchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 104 – 111.

The distribution of free water and water associated with molecules of biological matter determines its state. The electrophysical properties of free and bound water are significantly different, and the relaxation frequency of molecules lies in the microwave range. Therefore, microwave methods of measurement are effective. The microwave sensor circuit is analyzed, for which it is possible to create a rigorous analytical model. The results of calculations of the electromagnetic field components and the transfer function of the sensor are discussed, and the dimensions of its working area are estimated.

Key words: aperture, capacitance, coaxial line, boundary conditions, eigenfunctions, bound water, electromagnetic field components.

3 fig. Ref.: 26 items.

УДК 621.039.05

Фотогальванический эффект при оптических переходах для ультраквантового предела между спиновыми зонами уровней Ландау / Н.Н. Чернышов, Н.И. Сліпченко, А.В. Белоусов, М.А.Ф. Алхавалдех // Радіотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 112 – 118.

Статья посвящена исследованию фотогальванического эффекта в GaAs при оптических переходах между спиновыми подзонами уровней Ландау для ультраквантового предела. Рассмотрена геометрия, когда поляризация перпендикулярна, а ток направлен вдоль магнитного поля. Эффект обусловлен кубическими членами в гамильтониане, существующими из-за отсутствия центра инверсии. Зависимость тока от магнитного поля имеет резонансный характер. Такой характер эффекта связан с резонансом в промежуточном состоянии и

интерференцией амплитуд перехода второго порядка по релятивистским вкладам в гамильтониане. Цель работы – теоретическое и экспериментальное исследование фотогальванического эффекта при спиновом резонансе. Практическая ценность и научная новизна заключается в исследовании фотогальванического эффекта при спиновом резонансе. Поскольку рассматривается слабопоглощающая среда, наблюдается увеличение фотогальванического эффекта в результате расходимости среднего квадратичного модуля электрического поля. Практическое значение результатов заключается в разработке методики исследования зонных параметров, а слагаемые в гамильтониане могут приводить к электродипольным переходам и фототоку.

Ключевые слова: фотогальванический эффект, спиновые уровни Ландау, волновой вектор, инверсия кристалла, асимметричная вероятность, циркуляционная поляризация, электродипольные переходы.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.039.05

Фотогальванічний ефект при оптичних переходах для ультра-квантової межі між спіновими зонами рівнів Ландау / М.М. Чернишов, М.І. Сліпченко, А.В. Белоусов, М.А.Ф. Алкхавалдех // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 112 – 118.

Стаття присвячена дослідженню фотогальванічного ефекту в GaAs при оптичних переходах між спіновими підзонами рівнів Ландау для ультраквантової межі. Розглянуто геометрію, коли поляризація перпендикулярна, а струм спрямований уздовж магнітного поля. Ефект обумовлений кубічними членами в гамильтоніані, існуючими через відсутність центру інверсії. Залежність струму від магнітного поля має резонансний характер. Такий характер ефекту пов'язаний з резонансом в проміжному стані і інтерференцією амплітуд переходу другого порядку по релятивістських вкладах у гамильтоніані. Метою роботи є теоретичне і експериментальне дослідження фотогальванічного ефекту при спіновому резонансі. Практична цінність і наукова новизна полягає в дослідженні фотогальванічного ефекту при спіновому резонансі. Оскільки розглядається слабо поглинене середовище, спостерігається збільшення фотогальванічного ефекту в результаті розбіжності середнього квадратичного модуля електричного поля. Практичне значення результатів полягає в розробці методики дослідження зонних параметрів, а доданки в гамильтоніані можуть призводити до електродипольних переходів і фотоструму.

Ключові слова: фотогальванічний ефект, спінові рівні Ландау, хвильовий вектор, інверсія кристалла, асиметрична вірогідність, циркуляційна поляризація, електродипольні переходи.

Ил. 4. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.039.05

Photovoltaic effect in optical transitions for ultraquantum limit between spin areas of Landau levels / N.N. Chernyshov, N.I. Slipchenko, A.V. Belousov, M.A.F. Alkhawaldeh // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 112 – 118.

The article is devoted to the investigation of the photovoltaic effect in GaAs under optical transitions between the spin sub-bands of the Landau levels for the ultra quantum limit. The geometry is considered, when the polarization is perpendicular, and the current is directed along the magnetic field. The effect is due to the cubic terms in the Hamiltonian that exist due to the absence of an inversion center. The dependence of the current on the magnetic field has a resonance nature. Such an effect is associated with resonance in the intermediate state and interference of the second-order transition amplitudes with respect to relativistic contributions to the Hamiltonian. The aim of the work is a theoretical and experimental study of the photovoltaic effect for spin resonance. The practical value and scientific novelty lies in the study of the photovoltaic effect at spin resonance. Since a weakly absorbing medium is considered, an increase in the photovoltaic effect is observed as a result of the divergence of the mean square electric field modulus. The practical significance of the results lies in the development of a methodology for studying band parameters, and the terms in the Hamiltonian can lead to electro dipole transitions and photocurrents.

Key words: photovoltaic effect, Landau levels spin, wave vector, crystal inversion, asymmetric probability, circular polarization, electro dipole transitions.

4 fig. Ref.: 15 items.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА RADIO ENGINEERING DEVICES

УДК 621.373.072.9

Автогенераторный следящий фильтр с нелинейной обратной связью / А.Д. Меньяйло, В.В. Рапин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 119 – 126.

Предлагается автогенераторный следящий фильтр на базе синхронизированного на основном тоне одноконтурного LC автогенератора с использованием нелинейной обратной связи. Представлено теоретическое исследование автогенератора синхронизированного периодическим полигармоническим сигналом. Разработана математическая модель и проведен анализ стационарного режима методом гармонического баланса. Получены простые аналитические выражения, описывающие первую и вторую гармонические составляющие и позволяющие производить качественный анализ, которые могут быть использованы при разработке таких устройств. Фильтр предназначен для выделения первой гармонической составляющей внешнего периодического полигармонического сигнала в широком диапазоне частот с целью измерения ее частоты. Фильтр эффективен при

больших амплитудах высших гармонических составляющих внешнего сигнала и нестабильных их амплитудно-фазовых соотношениях. Практическое применение подтвердило его высокую надежность.

Ключевые слова: следящий фильтр, LC автогенератор, синхронизация, обратная связь, нелинейный анализ.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.373.072.9

Автогенераторний стежачий фільтр з нелінійним зворотнім зв'язком / О.Д. Меньяло, В.В. Рапін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 119 – 126.

Пропонується автогенераторний стежачий фільтр на базі синхронізованого на основному тоні одноконтурного LC автогенератора з використанням нелінійного зворотнього зв'язку. Представлено теоретичне дослідження автогенератора синхронізованого періодичним полігармонічним сигналом. Розроблено математичну модель і проведено аналіз його стаціонарного режиму методом гармонійного балансу. Отримано прості аналітичні вирази, що описують першу і другу гармонійні складові, що дозволяє робити якісний аналіз, і можуть бути використані при розробці таких пристроїв. Цей фільтр призначений для виділення першої гармонійної складової зовнішнього періодичного полігармонічного сигналу в широкому діапазоні частот з метою виміру її частоти. Фільтр ефективний при великих амплітудах вищих гармонійних складових зовнішнього сигналу і нестабільних їх амплітудно-фазових співвідношеннях. Практичне застосування підтвердило його високу надійність.

Ключові слова: стежачий фільтр, LC автогенератор, синхронізація, зворотний зв'язок, нелінійний аналіз.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.373.072.9

Oscillator tracking filter with nonlinear feedback / A.D. Menyalo, V.V. Rapin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 119 – 126.

An oscillator tracking filter based on a single circuit LC oscillator with the nonlinear feedback synchronized by a periodic nonharmonic signal is proposed. The theoretical investigation of the first-harmonic injection locked LC oscillator operation is considered. The model of the oscillator is presented and the stationary state operation is analyzed by the harmonic balance method. The obtained simple analytical expressions describing first and second harmonic components allow making quality analysis and can be directly applied to the practical design. This filter is intended for a selection of the first harmonic component of the external periodic polyharmonic signal in a wide working range with the purpose of measuring its frequency. It is found that such filters were very effective at large amplitudes of higher harmonic components of the external signal with unstable amplitude-phase correlations. Practical application has confirmed its high reliability.

Keywords: tracking filter, LC oscillator, synchronization, feedback, nonlinear analysis.

5 fig. Ref.: 11 items.

УДК 615.472.03

Построение систем частотной импедансометрии биотканей с использованием платформ “Arduino” / А.И. Бых, Ю.И. Козин, В.И. Леонидов, А.В. Кравцов, Р.А. Бобнев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 127 – 132.

Исследуются электрические свойства биотканей растительного происхождения, рассматривается алгоритм функционирования системы расчета коэффициента жизнеспособности построенной на базе платформы «Arduino».

Ключевые слова: биоткань, импеданс, коэффициент жизнеспособности, микроконтроллер

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 615.472.03

Побудова систем частотної імпедансометрії біотканин з використанням платформ “Arduino” / А.І. Бых, Ю.І. Козін, В.І. Леонідов, О.В. Кравцов, Р.О. Бобнів // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 127 – 132.

Досліджуються електричні властивості біотканин рослинного походження, розглядається алгоритм функціонування системи розрахунку коефіцієнта життєздатності побудованої на базі платформи «Arduino».

Ключові слова: біотканина, імпеданс, коефіцієнт життєздатності, мікроконтролер.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

UDC 615.472.03

Construction of systems of frequency impedance metering of biological tissues using “Arduino” platforms / A.I. Bykh, U.I. Kosin, V.I. Leonidov, A.V. Kravtsov, R.A. Bobnev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 127 – 132.

The electrical properties of biological tissue of vegetable origin are investigated, an algorithm for the functioning of the system for calculating the viability factor built on the basis of the “Arduino” platform is considered.

Key words: biological tissue, impedance, factor to viability, microcontroller.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.316.825

Автоматизированный комплекс для градуировки терморезисторов и измерения их параметров /

А.Н. Андреев, О.Н. Андреева, А.Г. Лазаренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 133 – 137.

Описаны принцип и режимы работы автоматизированного измерительного комплекса на базе платформы Arduino, предназначенного для изучения температурной зависимости электросопротивления терморезисторов и определения их параметров: температурного коэффициента сопротивления в интервале температур $T = (265 - 355)$ К и постоянной времени, характеризующей тепловую инертность термистора. Представлены результаты тестирования разработанного комплекса и, используя алгоритм Левенберга – Марквардта, выполнена градуировка терморезистора – рассчитаны коэффициенты, входящие в уравнение Стейнхарта – Харта.

Ключевые слова: терморезистор, микроконтроллер, градуировка терморезистора, Arduino.

Ил. 5 Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.316.825

Автоматизований комплекс для градуювання терморезисторів та вимірювання їх параметрів /

О.М. Андреев, О.М. Андреева, А.Г. Лазаренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 133 – 137.

Описано принцип та режими роботи автоматизованого вимірювального комплексу на базі платформи Arduino, призначеного для вивчення температурної залежності електроопору терморезисторів та визначення їх параметрів: температурного коефіцієнту опору в інтервалі температур $T = (265 - 355)$ К та постійної часу, яка характеризує теплову інертність термістора. Представлено результати тестування розробленого комплексу, з використанням алгоритму Левенберга – Марквардта виконано градуювання терморезистора – розраховано коефіцієнти, що входять у рівняння Стейнхарта – Харта.

Ключові слова: терморезистор, мікроконтролер, градуювання терморезистора, Arduino

Ил. 5 Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.316.825

Automated complex for thermistors calibration and measurement of their parameters /

A.N. Andreev, O.N. Andreeva, A.G. Lazarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 133 – 137.

The article describes in details a principle and operating modes of automated measuring system based on the Arduino platform, designed to study the temperature dependence of thermistors electrical resistance and to determine their parameters: the temperature coefficient of resistance in the temperature range $T = (265 - 355)$ K and the time constant characterizing thermal inertness of the thermistor. Some testing results of the developed complex were presented and, using the Levenberg – Marquardt algorithm, the thermistor was calibrated – coefficients entering Steinhart – Hart equation were calculated

Key words: thermistor, microcontroller, thermistor calibration, Arduino

5 fig. Ref.: 5 items

УДК 537.8:534-8

Исследование влияния магнитного поля и ультразвука на биосистемы /

И.С. Бондаренко, О.Н. Богдан // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 138 – 146.

Использование ультразвука (УЗ) и магнитного поля (МП) занимает важное место в биомагнитных технологиях. Представлены данные об использовании в медицине одного из малоизвестных в литературе методов совместного использования УЗ и постоянного МП. Описаны достигнутые результаты такого использования. Выполнен анализ новых подходов для изучения свойств биологической среды и их применения для решения проблемы направленного транспорта лекарств.

Ключевые слова: магнитное поле, ультразвук, биологическая среда, наночастицы, магнетогидродинамический эффект.

Ил. 7. Библиогр.: 24 назв.

УДК 537.8:534-8

Дослідження впливу магнітного поля та ультразвуку на біосистеми /

І.С. Бондаренко, О.М. Богдан // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 138 – 146.

Використання ультразвуку (УЗ) і магнітного поля (МП) займає важливе місце в біомагнітних технологіях. Представлено дані про використання в медицині одного з маловідомих в літературі методів спільного використання УЗ і постійного МП. Описано досягнуті результати такого використання. Виконано аналіз нових підходів для вивчення властивостей біологічного середовища і їх застосування для вирішення проблеми спрямованого транспорту ліків.

Ключові слова: магнітне поле, ультразвук, біологічне середовище, наночастинки, магнітогідродинамічний ефект.

Ил. 7. Бібліогр.: 24 назв.

УДК 537.8:534-8

Investigation of the effect of magnetic field and ultrasound on biological systems /

I.S. Bondarenko, O.N. Bogdan // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 138 – 146.

The use of ultrasound (US) and magnetic field (MP) occupies an important place in biomagnetic technologies. Data on the use in medicine of one of the little-known in the literature methods of sharing US and permanent MP are presented. The results of such use are described. The analysis of new approaches for studying the properties of the biological environment and their application for solving the problem of drug directional transport is performed.

Keywords: magnetic field, ultrasound, biological substance, nanoparticles, magnetohydrodynamic effect.

7 fig. Ref.: 24 items.

ДИАГНОСТИКА И МОНИТОРИНГ СИСТЕМ DIAGNOSTICS AND MONITORING OF SYSTEMS

УДК 629.735

Применение нейросетевых технологий в системе контроля технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 в полетных режимах / Ю.Н. Шмелев, С.И. Владов, А.Ф. Крышан, С.Д. Гвоздик // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 147 – 154.

Описано применение нейронных сетей в задачах диагностики авиационной техники на примере контроля диагностики технического состояния авиационного двигателя ТВ3-117 в бортовой системе. Актуальность работы заключается в возможности контроля некоторых параметров, таких как, частота вращения ротора компрессора, температура газа за турбиной и давление за компрессором, в режиме реального времени, что позволит выявить отклонения в работе двигателя и оперативно принять решение о дальнейшей эксплуатации воздушного судна. Процесс принятия решения о техническом состоянии двигателя в результате контроля его параметров осуществляется на основе нечеткой логики, что является важным аспектом в условиях неполноты информации.

Ключевые слова: авиационный двигатель, воздушное судно, контроль, параметры, метрика

Табл. 2. Ил. 6. Библиогр.: 11 назв.

УДК 629.735

Застосування нейромережевих технологій в системі контролю технічного стану авіаційного двигуна ТВ3-117 в польотних режимах / Ю.М. Шмельов, С.І. Владов, А.Ф. Кришан, С.Д. Гвоздик // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 147 – 154.

Розкрито застосування нейронних мереж в задачах діагностики авіаційної техніки на прикладі контролю діагностики технічного стану авіаційного двигуна ТВ3-117 в бортовій системі. Актуальність роботи полягає в можливості контролю деяких параметрів, таких як, частота обертання ротора компресора, температура газу за турбіною і тиск за компресором, в режимі реального часу, що дозволить виявити відхилення в роботі двигуна і оперативно прийняти рішення про подальшу експлуатацію повітряного судна. Процес прийняття рішення про технічний стан двигуна в результаті контролю його параметрів здійснюється на основі нечіткої логіки, що є важливим аспектом в умовах неповноти інформації.

Ключові слова: авіаційний двигун, повітряне судно, контроль, параметри, метрика

Табл. 2. Іл. 6. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 629.735

Application of neural network technologies in the technical state control system of the aircraft engine TV3-117 in flight modes / Yu.N. Shmelev, S.I. Vladov, A.F. Kryshan, S.D. Gvozdk // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – №194. – P. 147 – 154.

Application of neural networks in problems of aircraft engineering diagnostics exemplified by the diagnostics control of the technical state of the aircraft engine TV3-117 in the on-board system is described. The relevance of this work is the ability to control certain parameters, such as the rotor speed of the compressor, the temperature of the gas behind the turbine and the pressure behind the compressor, in real time, which will identify deviations in the engine and promptly decide on further operation of the aircraft. The decision-making process on the technical condition of the engine, as a result of monitoring its parameters, is carried out on the basis of fuzzy logic, which is an important aspect in conditions of incompleteness of information.

Key words: aircraft engine, aircraft, control, parameters, metric

2 tab. 6 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.385.6

Особенности формирования информационных сигналов резонансных измерительных преобразователей с апертурными и зондовыми чувствительными элементами / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2018. – Вып. 194. – С. 155 – 160.

Проведен анализ влияния условий взаимодействия апертурных или зондовых чувствительных элементов резонансных измерительных преобразователей (РИП) с объектами исследования на процесс формирования основных информационных сигналов. Полученные экспериментальные результаты позволяют утверждать, что аналитические соотношения, которые используются для описания влияния параметров исследуемых объектов на добротность и резонансную частоту РИП и априори предполагают неизменность его связи с измерительной системой, на практике не соблюдаются.

Ил. 4. Библиогр.: 21 назв.

УДК 621.385.6

Особливості формування інформаційних сигналів резонансних вимірювальних перетворювачів з апертурними та зондовими чутливими елементами / *I.M. Бондаренко, Ю.С. Васильєв* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2018. – Вип. 194. – С. 155 – 160.

Проведено аналіз впливу змін умов взаємодії апертурних або зондових чутливих елементів резонансних вимірювальних перетворювачів (РВП) з об'єктами дослідження на процес формування основних інформаційних сигналів. Отримані експериментальні результати дозволяють стверджувати, що аналітичні співвідношення, які використовуються для опису впливу параметрів об'єктів, що досліджуються, на добротність і резонансну частоту РВП та апіорі передбачають незмінність його зв'язку з вимірювальною системою, на практиці не виконуються.

Л. 4. Бібліогр.: 21 назва.

UDC 621.385.6

Features of formation of information signals of resonant measuring converters with aperture and probe sensing elements / *I.N. Bondarenko, Yu. S. Vasiliev* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2018. – N 194. – P. 155 – 160.

The effect of changing the interaction conditions of the aperture or probe sensitive elements of resonant measurement converters (RMC) with the objects of investigation on the process of formation of basic information signals is analyzed. The obtained experimental results allow us to state that the analytical relationships used to describe the influence of the parameters of the investigated objects on the quality factor and the resonance frequency of the RMC and a priori assume the invariability of its connection with the measuring system are not observed in practice.

4 fig. Ref.: 21 items.