

MIESIĘCZNIK
POŁOCKI.

Т о м I.
Р о к 1818.

*«Вестник Полоцкого государственного университета»
продолжает традиции первого в Беларуси литературно-
научного журнала «Месячник Полоцкий».*



ВЕСНІК ПОЛАЦКАГА ДЗЯРЖАУНАГА УНІВЕРСІТЭТА
Серія С. Фундаментальныя навукі

У серыі С навукова-тэарэтычнага часопіса друкуюцца артыкулы, якія прайшлі рэцэнзаваўне, змяшчаюць новыя навуковыя вынікі ў галіне матэматыкі і інфарматыкі, фізікі.

ВЕСТНИК ПОЛОЦКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
Серия С. Фундаментальные науки

В серии С научно-теоретического журнала публикуются статьи, прошедшие рецензирование, содержащие новые научные результаты в области математики и информатики, физики.

HERALD OF POLOTSK STATE UNIVERSITY
Series C. Fundamental sciences

Series C includes reviewed articles which contain novelty in research and its results in mathematics and computer science, physics.

Адрес редакции:
Полоцкий государственный университет, ул. Блохина, 29, г. Новополоцк, 211440, Беларусь
тел. + 375 (214) 53 34 58, e-mail: vestnik@psu.by

Отв. за выпуск В.А. Груздев, С.Г. Ехилевский, Э.М. Пальчик.
Редакторы Р.Н. Авласенок, О.В. Мальцева. Техн. редактор Р.Н. Авласенок.
Подписано к печати 28.09.2012. Бумага офсетная 70 г/м². Формат 60×84¹/₈. Ризография.
Усл. печ. л. 10,93. Уч.-изд. л. 13,17. Тираж 100 экз. Заказ 1744.

ИНФОРМАТИКА

УДК 517.551; 519.642.7

ПРИМЕНЕНИЕ МЯГКИХ ВЫЧИСЛЕНИЙ ДЛЯ СГЛАЖИВАЮЩЕЙ АППРОКСИМАЦИИ СЛОЖНЫХ СИНГУЛЯРНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

*канд. техн. наук, доц. Д.О. ГЛУХОВ, Е.Д. ЛАЗОВСКИЙ,
Т.М. ГЛУХОВА, Г.А. САМОЩЕНКОВ
(Полоцкий государственный университет)*

Обобщается многолетний опыт разработки лингвистических аппроксиматоров на нечеткой логике с точки зрения их применимости для аппроксимации сложных сингулярных зависимостей. Под сложностью в первую очередь понимаем многомерность зависимости и, во-вторых, наличие сингулярных особенностей, таких как скачкообразное изменение выходного параметра при незначительном изменении входных переменных. Нами разработан и исследуется оригинальный вариант нечеткой логики на унимодальных степенных функциях принадлежности, дающий лучшие результаты.

Активные исследования в области нечетких логических аппроксиматоров не прекращаются последних два десятилетия. Сталкиваясь с различными прикладными задачами, мы все чаще обнаруживаем, что применение универсальных обучающихся аппроксиматоров оказывается единственной альтернативой. Аппроксиматоры на нечеткой логике в силу своей простой реализации и заимствования механизма вывода у человека все чаще оказываются наиболее подходящим решением.

Нечеткая логика является формальной системой, претендующей на роль системы, объясняющей когнитивные способности живых существ, включая человека. Качественное подобие нечеткой логической системы когнитивной системе человека вытекает из ее привязки к лингвистическим конструкциям языка. Именно устанавливаемое точное соответствие нечетких множеств вербальным категориям в рамках выбранного измерения (шкалы) и обеспечивает данное концептуальное свойство нечеткой логической системы.

Говоря о нечеткой логической системе как об универсальном аппроксиматоре, мы имеем в виду ее способность повторять на качественном уровне сложные многомерные зависимости по аналогии с тем, как их в виде лингвистических описаний (правил) запоминает и воспроизводит человек в рамках когнитивного процесса. Языковое представление сложных многомерных зависимостей обладает свойством минимальности. Человек интуитивно стремится к минимальности количества как необходимых лингвистических термов, так и правил, описывающих зависимости.

Последнее обстоятельство входит в противоречие с желанием повысить точность аппроксимации. Точнее, задача построения лингвистического аппроксиматора может быть сформулирована как формирование такой минимальной по набору лингвистических термов и правил логической системы, которая обеспечивает необходимую точность.

В 1993 году Коско (Kosko) доказал теорему о нечеткой аппроксимации (FAT Fuzzy Approximation Theorem) [5], согласно которой любая математическая система может быть аппроксимирована системой на нечеткой логике. Следовательно, с помощью естественно-языковых высказываний «Если то», с последующей их формализацией средствами теории нечетких множеств можно сколь угодно точно отразить произвольную взаимосвязь «входы – выход» без использования сложного аппарата дифференциального и интегрального исчисления, традиционно применяемого в управлении и идентификации.

Однако требование минимальности системы правил не позволяет говорить о нечеткой аппроксимации как об инструменте, сколь угодно детально описывающем реальные процессы. В самом простом варианте нечеткая продукционная система обеспечивает кусочно-линейную аппроксимацию зависимостей, которая при возрастании количества узлов аппроксимации монотонно приближается к аппроксимируемой нелинейной зависимости. Но мы, вводя ограничение на количество точек аппроксимации (количество лингвистических термов), лишаем формальную систему такой возможности.

Фактически задачу построения нечеткого аппроксиматора при ограничении на количество узлов аппроксимации можно сформулировать как задачу оптимизации параметров аппроксимации (выбор положения узлов аппроксимации, выбор форм функций принадлежности параметра нечетким лингвистическим термам, выбор конкретной реализации нечеткой логики) с точки зрения минимизации ошибки аппроксимации для заданной предметной области. Причем интегральным критерием качества построено-

го аппроксиматора может выступать и классический критерий наименьших квадратов отклонений в узлах обучающей выборки.

Решение такой оптимизационной задачи ищется в многомерном пространстве значений параметров аппроксимации. Проведенные нами исследования показывают высокую эффективность генетических алгоритмов в решении задач оптимизации нечеткой логической системы [1 – 4].

С целью построения универсального аппроксиматора нами была предложена следующая формальная система, удовлетворяющая большинству задач, решением которых мы занимались на протяжении последних 15 лет:

$$HЭС = \langle \Psi, S, P, Y \rangle,$$

где $\Psi = \psi_1, \dots, \psi_k, \dots, \psi_n$ – множество свойств объектов предметной области; $\psi_i = \phi_1^i, \dots, \phi_{m_i}^i$ – множество оттенков i -го свойства;

$S = s_1, \dots, s_l, \dots, s_e$ – множество связей для выбора по текущей стратегии обследования. Здесь

$s_l = \phi_1^l, \dots, \phi_n^l$ – условная связь (точка предпочтения);

$P = p_1, \dots, p_t, \dots, p_z$ – множество правил вывода (База знаний). Здесь $p_t = \phi_1^t, \dots, \phi_n^t \rightarrow \phi_{k+1}^t, \dots, \phi_n^t$ – правило вывода фактов вторичных свойств. Один из вариантов этой записи – вывод одного вторичного свойства по сопоставлению базы фактов с указанными значениями (оттенками) свойств. Релевантность правил определяется по превышению уровня чувствительности достоверности вывода по правилу, определяемому сопоставлением с базой фактов, а также тем, определены ли свойства, участвующие в сопоставлении;

$$Y = y_1, \dots, y_k, \dots, y_r, \dots, y_n \text{ – база фактов. Здесь } y_r = y_1, \dots, y_k = \frac{\sum_t \sqrt[k]{\prod_j \phi_j^t y_j} \cdot \phi_r^t}{\sum_t \sqrt[k]{\prod_j \phi_j^t y_j}}, \phi^t \in p_t, y_r \in Y \text{ –}$$

вывод факта по вторичному свойству;

$$\phi_j^t y_j = 1 - \left(\frac{|y_j - y_j^t|}{h_j} \right)^p \text{ – вид функции принадлежности для оттенка } j\text{-го свойства в } t\text{-м правиле;}$$

h – ширина экспертной области, p – характер;

$\neg x = 1 - x$ – отрицание;

$x_1 \wedge x_2 = \sqrt{x_1 \cdot x_2}$ – t – норма, конъюнкция;

$x_1 \vee x_2 = 1 - \sqrt{1 - x_1 \cdot 1 - x_2}$ – s – норма, дизъюнкция. В случае использования в базе знаний дизъюнктивных правил такие правила можно разбить на два или более, в зависимости от числа операций дизъюнкции, конъюнктивных правила. При этом возрастает влияние таких правил на вывод, но корректность вывода сохраняется;

$$x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2.$$

Иными словами, мы получаем несколько правил, говорящих, что реализован такой-то оттенок того-то вторичного свойства, представляя дизъюнкцию в виде суммы результатов сопоставления значений в базе фактов оттенкам свойств в правилах. Такое представление дизъюнкции не нормализовано, но при выбранном механизме вывода методом весов оно корректно порождает нормализованное значение вторичного свойства.

Достоверность логического вывода факта по вторичному свойству

$$Validity_r(y_1, \dots, y_k) = 1 - \sqrt[z]{\prod_i \left(1 - \sqrt[k]{\prod_j Validity_j \phi_j^i(y_j)} \right)}, \quad \forall p \in \phi_r.$$

При статистическом характере нечеткости формирование базы фактов реализуется в следующем виде:

$St = st_1, \dots, st_n$ – статистика исследования;

$st_i = \langle \phi_1^i, add_1^i, all_1^i \rangle, \dots, \langle \phi_{m_i}^i, add_{m_i}^i, all_{m_i}^i \rangle$ – статистика по конкретному свойству;

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^{m_r} \phi_i^r \cdot \frac{add_i^r}{all_i^r}}{\sum_{i=1}^{m_r} \frac{add_i^r}{all_i^r}} \text{ – вывод факта по первичному свойству};$$

$$Validity_r = \frac{\sum_{i=1}^{m_r} \phi_i^r \cdot \frac{add_i^r}{all_i^r}}{\sum_{i=1}^{m_r} \phi_i^r} \text{ – достоверность вывода факта по первичному свойству (в дальнейшем ис-}$$

пользуется для корректирования достоверности вывода вторичных свойств).

Разработанное нами универсальное ядро нечеткого аппроксиматора включает в себя и функцию оптимизации набора правил с применением генетического алгоритма.

В рамках данной системы нами проведено исследование свойств универсального аппроксиматора при моделировании сингулярных зависимостей, выражающихся в скачкообразном изменении выходного параметра при незначительном изменении входных параметров. Такой сингулярностью обладает целый ряд реальных физических процессов, аппроксимацию данных которых нам приходилось осуществлять, в частности процесс скачкообразного изменения изгибной жесткости железобетонного элемента при трещинообразовании [2; 4].

Нами исследован характер поверхности логического вывода о неизвестном параметре при различных реализациях нечеткой логической системы (рис. 1).

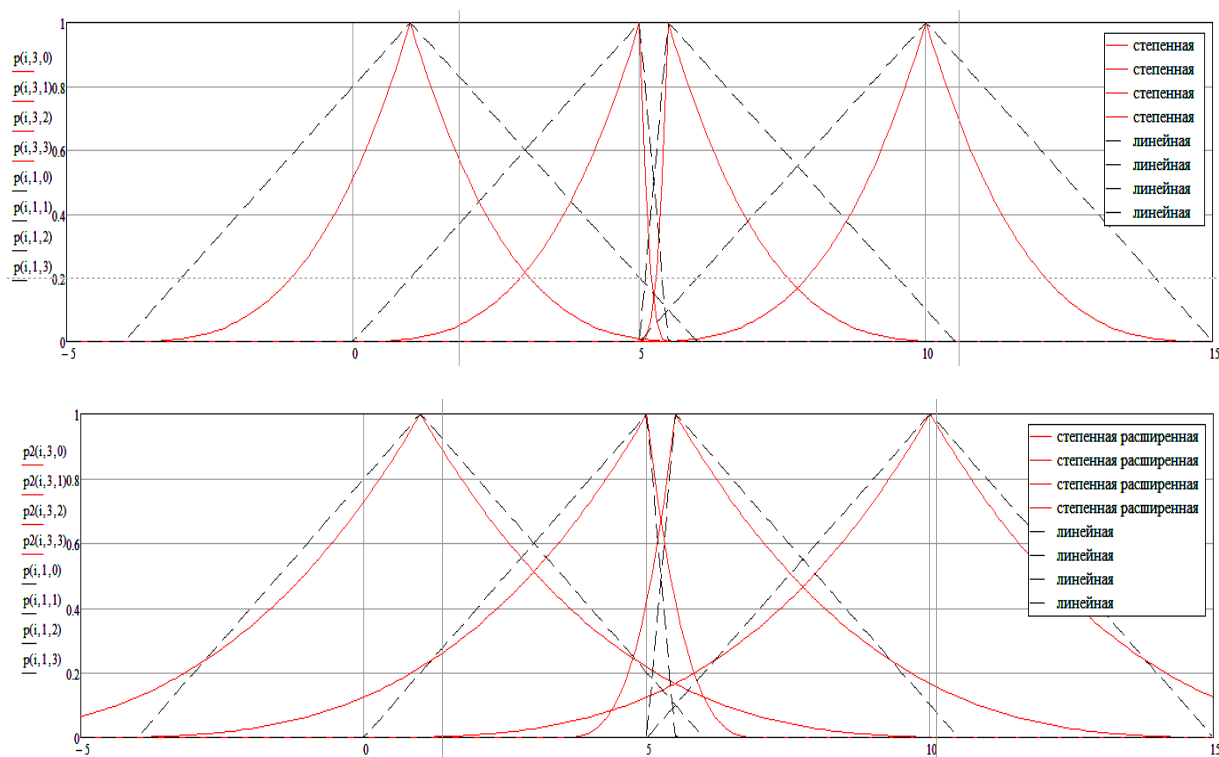


Рис. 1. Рассмотренные варианты функций принадлежности

Заключение

В результате проведенного анализа сделан вывод о противоречивости требований, предъявляемых к универсальному аппроксиматору при аппроксимации сингулярного участка и гладкой нелинейной зависимости (рис. 2).

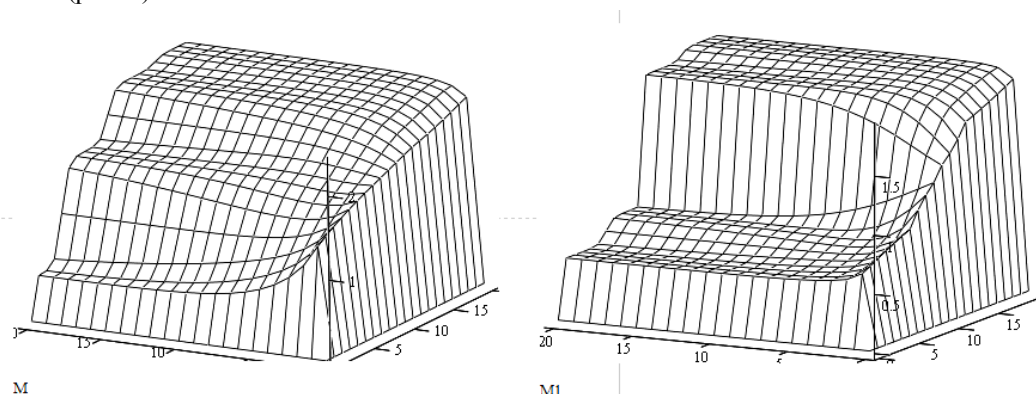


Рис. 2. Аппроксимация участка с сингулярностью и гладкой нелинейной зависимостью

При поиске компромисса удастся в ряде случаев обеспечить качественную аппроксимацию (в пределах заданной ошибки) как для первого, так и для второго случая. Однако подбор параметров оптимизации логической системы в этом случае должен формулироваться как отдельная оптимизационная задача и решаться в рамках общей оптимизации нечеткой логической системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глухов, Д.О. Метод устранения прерывности и локального минимума поверхности решения расчетной системы уравнений деформационной модели / Д.О. Глухов, А.В. Пранович // Перспективы развития новых технологий в строительстве и подготовке кадров Республики Беларусь: сб. тр. VII междунар. науч.-метод. семинара; под ред. Н.П. Блещика, А.А. Борисевича, Т.М. Пецольда. – Брест: БГТУ, 2001. – С. 112.
2. Глухов, Д.О. Построение аппроксимации поверхности решения системы уравнений напряженно-деформированного состояния железобетонного элемента в нормальном сечении / Д.О. Глухов // Инженерные проблемы строительства и эксплуатации сооружений: сб. науч. тр.; под ред. Д.Н. Лазовского. – Минск: УП «Технопринт», 2001. – С. 63 – 69.
3. Глухов, Д.О. Применение унимодальных функций принадлежности в нечетких продукционных системах для решения задач интеллектуального управления динамическими процессами / Д.О. Глухов, А.П. Кастрюк, Т.М. Глухова // Вестн. Полоц. гос. ун-та. Серия С. Фундаментальные науки. – 2009. – № 3. – С. 115 – 119.
4. Глухов, Д.О. Мягкие вычисления для организации компьютерного представления номограмм на примере вычисления предельного коэффициента ползучести / Д.О. Глухов, С.М. Кундас, Т.М. Глухова // Вестн. Полоц. гос. ун-та. Серия С. Фундаментальные науки. – 2010. – № 3. – С. 2 – 6.
5. Kosko, B. Fuzzy Systems as Universal Approximators / B. Kosko // IEEE Trans. on Computers. – 1994. – Vol. 43, № 11. – P. 1329 – 1333.

Поступила 04.09.2012

APPLICATION OF SOFT COMPUTING FOR SMOOTHING APPROXIMATION OF COMPLICATED SINGULAR DEPENDENCES

D. GLUKHOV, E. LAZOVSKI, T. GLUKHOVA, G. SAMOSHCHENKOV

This paper summarizes many years of experience in the development of linguistic approximator on fuzzy logic from the viewpoint of their applicability for the approximation of singular complex dependencies. By complexity we mean, first of all, multiple dimensions of dependence, and, secondly, the presence of singular features, such as uneven change of the output parameter with insignificant change of the input variables. We have developed and studied the original version of fuzzy logic membership functions, which gives the best results for these cases.

УДК 621.391.8

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА В ГАУССОВОМ ШУМЕ

А.В. БАРКОВ*(Полоцкий государственный университет)*

Рассматривается метод обнаружения слабого гармонического сигнала в канале утечки информации. Обнаружение гармонического сигнала обеспечивается его моделированием в аддитивной смеси с белым гауссовым шумом. Проведен анализ и сравнение известных и предложенного метода. На основании анализа методов счета нулей предложен спектральный метод обнаружения слабого гармонического сигнала в гауссовом шуме, обладающий широкополосностью и быстродействием, высокой чувствительностью при одновременном выделении нескольких гармонических сигналов. По результатам сравнения сделан вывод о предпочтительности спектрального метода для выделения слабого сигнала из шумов. Данный метод позволяет производить накопление сигнала для его последующего обнаружения без априорной информации о периоде следования сигнала, что является его преимуществом по отношению к методам накопления сигнала в устройствах с задержкой и обратной связью.

Введение. Обнаружение слабых сигналов в шумах представляет задачу, которая имеет отношение ко многим системам связи. Сложности с выделением сигналов увеличиваются с уменьшением отношения мощностей сигнал/шум. Соотношение сигнал/шум в каналах утечки информации много меньше единицы, поэтому вопрос выделения сигнала на фоне больших шумов является актуальным в части защиты информации.

Обнаружение гармонического сигнала в шумах может быть использовано в различных системах связи и передачи информации, в обнаружении сигналов в канале утечки информации и определении наличия канала утечки.

Выделение сигнала из шумов имеет важное значение при передаче информации. Для систем цифровой связи это особенно важно, так как шумы могут искажать как информационную составляющую сигнала, так и данные о синхронизации. При нарушении синхронизации даже при передаче верного информационного сообщения может оказаться невозможным его прием.

Цель данной работы – обнаружение гармонического сигнала в шумах высокого уровня. Задача – разработать и предложить метод обнаружения сигнала, рассмотреть его преимущества относительно известных методов.

Все системы цифровой связи требуют определенной синхронизации сигналов, поступающих в приемник. В работе [5] рассматриваются основы синхронизации различных уровней. Основные уровни синхронизации, требуемые для когерентного приема, – частотный и фазовый. Для их реализации используются схемы фазовой автоподстройки частоты. Перед разработчиками таких систем стоит задача – разработать контур, который бы надлежащим образом реагировал на изменение входного сигнала, но при этом не был слишком чувствителен к кажущимся изменениям, которые на самом деле являются следствиями воздействия шума.

В этой же работе [5] рассмотрены методы, основанные на анализе спектра, а именно классы методов спектральной линии, в которых основным при определении ошибок является либо использование существующей спектральной линии на несущей частоте, либо создание такой линии на несущей частоте или частоте, кратной несущей. Существует иной набор методов, особенно полезных при оценке или сопровождении частоты несущей, в котором используется форма спектра пропускания сигнала [5]. Таким образом, выделение гармоник на несущей частоте, а также выделение спектральных составляющих для определения формы спектра пропускания сигнала в присутствии шума актуально для данного класса методов.

В настоящей работе рассмотрен метод выделения гармонического сигнала из шума, который основан на подсчете количества переходов через ноль, и метод спектральной оценки сигнала; представлены результаты моделирования и анализ метода обнаружения слабого гармонического сигнала в широкополосном шуме, который состоит в счете нулей смеси сигнала и шума [1]. Данный метод обнаружения основан на свойствах аддитивной смеси сигнала и шума [2]. Также показаны преимущества каждого из методов и возможные области применения на основе этих преимуществ. Выполнен анализ обоих методов и дана их оценка, по результатам которой предпочтительным выбран метод оценки спектра, который является более эффективным по соотношению сигнал/шум и не уступает в быстродействии. Этот метод позволяет выделять несколько гармонических составляющих сигнала. Данное свойство можно использовать для обнаружения периодических сигналов сложной формы, что особенно актуально для систем цифровой передачи информации.

Обнаружение гармонического сигнала в шумах счетом переходов через ноль. Для сигнала и шума, прошедшего через фильтр с прямоугольной частотной характеристикой и средней частотой f_0 , частота смеси f определяется из соотношения [1]:

$$f = f_0 + (f_c - f_0) \cdot (1 - e^{-M_c/M_u}), \quad (1)$$

где f_c – частота сигнала; M_c – мощность сигнала; M_u – мощность шума.

Данная формула позволяет, зная частоту f и среднюю частоту фильтра f_0 , установить наличие сигнала, если его частота отлична от средней частоты фильтра.

Для определения частоты f применяется метод счета нулей смеси сигнала и шума за определенный промежуток времени. Уравнение, которое связывает число нулей смеси периодического сигнала и шума с отношением M_c/M_u , частотой сигнала и среднеквадратичной частотой шума f_{00} , приближенно может быть записано в виде [1]:

$$f_N - f_{00} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{(f_c^2 - f_{00}^2)}{f_{00}} \cdot \frac{M_c}{M_u}, \quad (2)$$

где f_N – частота сигнала, определенная как число нулей за время T .

Обнаружение сигнала может быть основано на том, что шум увеличивает число нулей гармонического сигнала по сравнению с числом нулей синусоидального сигнала. Обнаружение сигнала основано на отклонении количества нулей смеси сигнал-шум от количества нулей, определенных для одного шума [1]:

$$\Delta = |N_{cu} - N_u| = |N_c - N_u| \cdot (1 - e^{-\frac{M_c}{M_u}}), \quad (3)$$

где N_c – число нулей одного сигнала; N_u – число нулей одного шума; N_{cu} – число нулей смеси сигнала с шумом; M_c – мощность сигнала; M_u – мощность шума.

Данное соотношение показывает $\Delta > 0$, что означает наличие сигнала в шуме.

Количество переходов через ноль $N_{cp}(0)$ шума в ограниченной полосе частот от 0 до верхней частоты f_v можно определить по формуле [2, с. 147]:

$$N_{cp}(0) = 0,577 \cdot \frac{2\pi \cdot f_v}{\pi}. \quad (4)$$

Величину отношения сигнал/шум определяем следующим образом:

$$SNR = \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right), \quad (5)$$

где A_{signal} – амплитуда сигнала, В; A_{noise} – среднеквадратичное значение шума, В.

Для проверки данного соотношения разработана модель в среде LabView. Производим моделирование цифрового шума и гармонического сигнала и подсчитываем количество переходов через ноль.

Блок-схема модели представлена на рисунке 1.

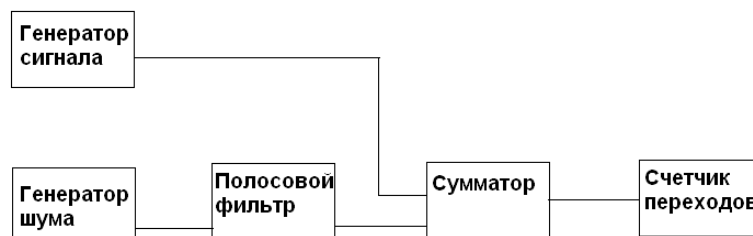


Рис. 1. Блок-схема модели счета переходов через ноль

В качестве полосового фильтра используем функцию Filter среды LabView с параметрами: тип – Баттерворта; порядок – 15; полоса пропускания 7...15 кГц. Для генерации шума используем функцию Gaussian White Noise среды LabView с параметром стандартного отклонения, равным 11. Гармонический сигнал генерируем функцией Basic function generator, изменяем амплитуду сигнала от 0,1 до 8.

Задаем для схемы частоту дискретизации 64 кГц. Моделирование проводим для времени 32 с. Повторяем каждое измерение 22 раза и усредняем значения. Результаты моделирования для частоты сигнала 7,5 кГц представлены на рисунке 2 (по оси абсцисс – напряжение гармонического сигнала, В; по оси ординат – число пересечений нуля аддитивной смесью сигнал-шум).

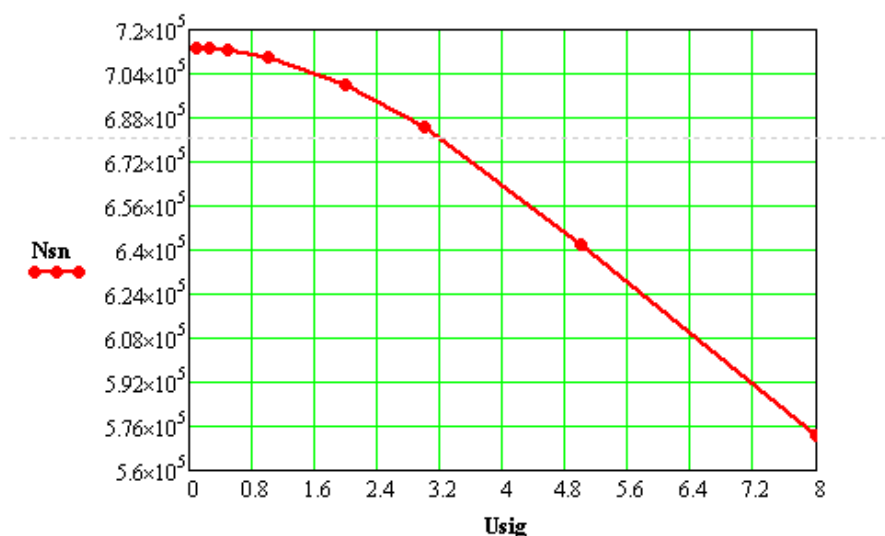


Рис. 2. Экспериментальные данные для гармонического сигнала 7,5 кГц, зависимость числа пересечений нуля смеси сигнал-шум от напряжения гармонического сигнала

Рисунок 3 иллюстрирует зависимость числа пересечений нуля смеси гармонического сигнала и белого гауссова шума от напряжения сигнала U_{sig} , В.

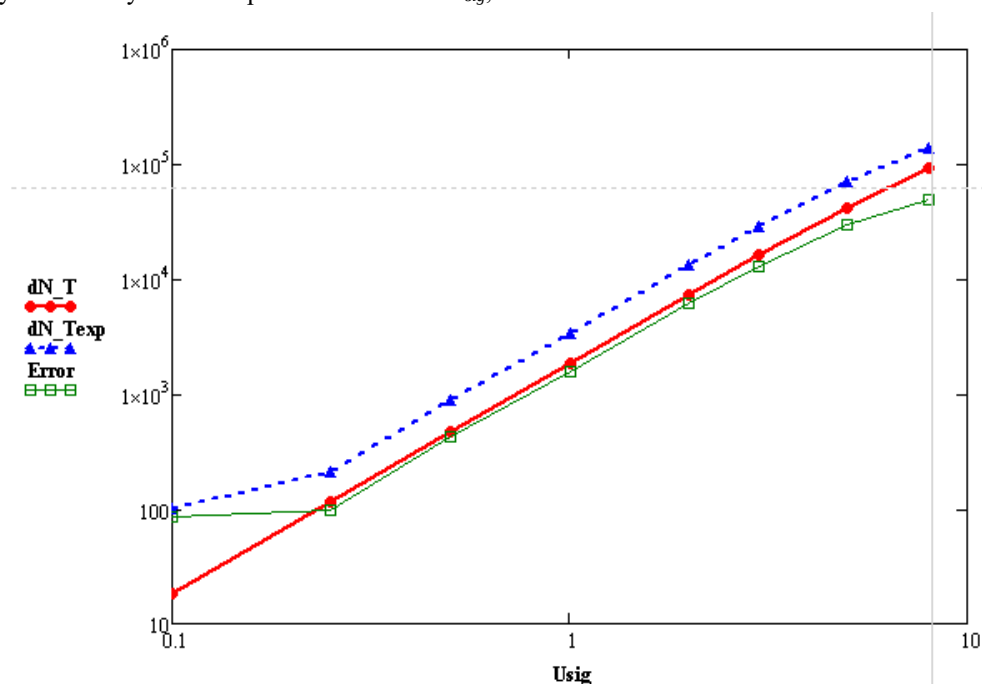


Рис. 3. Разность пересечений нуля сигнал-шум и шум:

dN_T – теоретическое число пересечений нуля, рассчитанное по формуле (3); dN_{Texp} – число пересечений, полученное на модели (см. рис. 1); **Error** – абсолютная погрешность теоретического и экспериментального построения

Данное моделирование показывает, что при наличии сигнала в шуме рассчитанное число переходов через ноль отклоняется от значения для чистого шума. Исходя из этого можно судить о наличии сигнала в шуме. С увеличением амплитуды сигнала увеличивается и отклонение от величины Δ , которая представлена в формуле (3) и соответствует теоретическому соотношению.

Обнаружение гармонического сигнала спектральным методом. Обнаружение сигналов в шумах может быть основано на накоплении сигнала с целью выделения его из шума. В работе [3] представлен принцип выделения сигналов, который основан на совпадении сигналов и реализуется с применением накопителей на линиях задержки с положительной обратной связью. Накопление сигналов в [3] показано во временной форме; описывается метод накопления импульсных сигналов в устройстве с задержанной обратной связью. На вход накопительного устройства с задержанной обратной связью поступает последовательность видеоимпульсных сигналов, повторяющихся с квазипериодом T . Каждый из этих сигналов проходит на выход, откуда поступает в цепь обратной связи, и задерживается на время T , после чего поступает на второй вход суммирующего устройства, а оттуда опять на выход и т.д. Таким образом, для накопления сигнала и улучшения отношения сигнал/шум указанным методом требуются априорные данные о сигнале, в частности период повторения сигнала.

В данной работе реализовано обнаружение сигнала при условии отсутствия исходных параметров сигнала. Параметры сигнала, такие как амплитуда, фаза и период, нам изначально неизвестны, поэтому мы не можем улучшить отношение сигнал/шум путем накопления сигнала по времени. Накопление сигнала предлагается осуществлять в частотной области как результат Фурье-преобразования.

Произведем разделение сигнала на отрезки равной длительности. Далее производим дискретное преобразование Фурье каждого отрезка зашумленного сигнала. Суммируем результаты преобразования по каждому отрезку по формуле:

$$S = \sum_0^{N-1} FFT(S_n), \quad (6)$$

где N – количество отрезков сигнала равной длины; S_n – сигнал указанной длины; FFT – быстрое Фурье-преобразование сигнала; S – накопленное Фурье-преобразование отрезков сигнала.

По данным преобразования Фурье, полученного в результате накопления, формируем спектр амплитуд зашумленного сигнала, по которому определяют гармонику с наибольшей амплитудой. При наличии сигнала в некоррелированном белом шуме сигнал будет увеличиваться в результате накоплений в N раз, а шум в $\sqrt{N}$ раз, таким образом, сигнал будет выделяться на фоне шума.

Произведено моделирование выделения гармоник частотой 7,5 кГц с амплитудой 0,1 В из белого гауссового шума со среднеквадратичным значением 11 В, отношение мощности шума к мощности сигнала по формуле (5) составляет 12100. Генерируем смесь сигнала и шума длительностью 1 с, производим 22 генерации и обработку результата по формуле (6).

Рисунок 4 отображает действительную часть Фурье-преобразования для 1 с сгенерированной смеси сигнал-шум; рисунок 5 – действительную часть Фурье-преобразования после 22 накоплений.

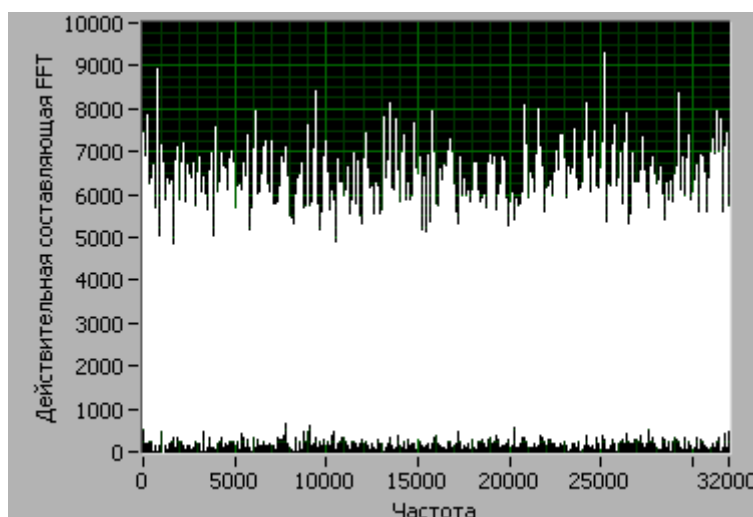


Рис. 4. Действительная часть Фурье преобразования для смеси сигнал-шум длительностью 1 секунда

На частоте 7,5 кГц присутствует гармоническая составляющая. Задаем для схемы частоту дискретизации 64 кГц. Для её выделения можно использовать узкополосный фильтр, что дополнительно улучшит отношение сигнал/шум.

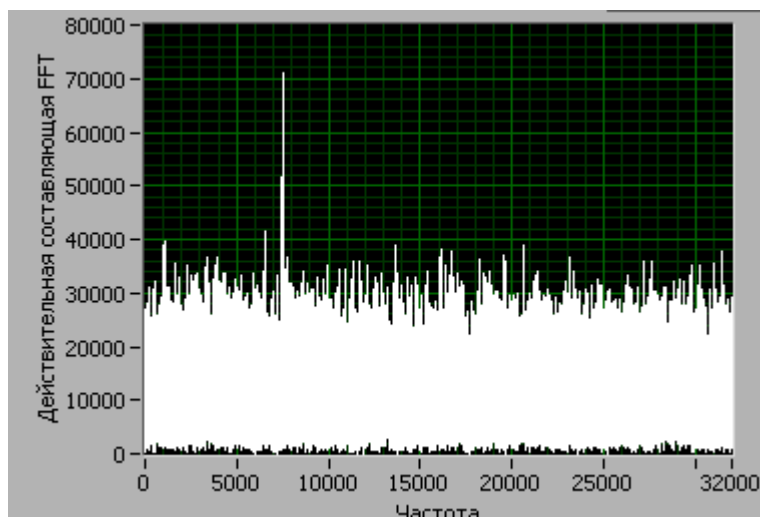


Рис. 5. Действительная часть Фурье преобразования для смеси сигнал-шум в результате 22 накоплений

В [1] показано, что за время, равное примерно 600 секунд, был достоверно обнаружен сигнал методом счета нулей, мощность которого в 12100 раз меньше мощности шума. Из рисунка 5 видно, что данный сигнал обнаружен предложенным спектральным методом в течение 22 секунд в смеси сигнала и шума.

В работе [4] представлен анализ экспериментальных сигналов по подсчету пересечений нулевого уровня. Показано, что с помощью оценки числа нулей высоких порядков можно выделять регулярные сигналы, а также определять доминирующие частоты в некоторой полосе. Необходимо отметить, что данный метод не может сравниться со спектральными методами оценки ни по разрешению, ни по устойчивости. Анализ результатов работы [4] свидетельствует, что разделить две периодические компоненты можно, начиная с равных амплитуд сигнала и шума, и при условии, что данные гармоники достаточно далеко разнесены друг от друга. При малых отношениях сигнал/шум можно выделить только одну гармонику. Также показано выделение одной гармонической, составляющей при отношении сигнал/шум -20 дБ. Спектральный метод, описанный в данной работе, устраняет этот недостаток. Показано обнаружение гармоники при отношении сигнал/шум -80 дБ. Возможно выделение нескольких гармоник полезного сигнала, которые присутствуют в шумах.

Покажем выделение нескольких гармонических составляющих в шумах. Произведено моделирование обнаружения трех гармоник с частотами 2, 6 и 7,5 кГц; амплитуды всех сигналов задаем одинаковыми, равными 0,1 В; к гармоническим составляющим добавляем белого гауссового шума со среднеквадратичным значением 11 В. Генерируем аддитивную смесь сигнала и шума длительностью 1 с, производим 22 генерации и накапливаем результат по формуле (6).

Рисунок 6 представляет действительную часть Фурье-преобразования для аддитивной смеси шума и трех гармонических сигналов в результате 22 накоплений.

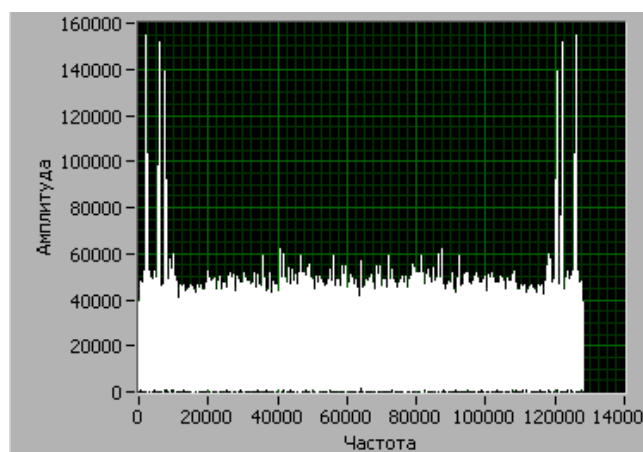


Рис. 6. Действительная часть Фурье-преобразования для аддитивной смеси шума и трех гармонических сигналов в результате 22 накоплений

Все три гармонические составляющие обнаружены на фоне шума при использовании спектрального метода с накоплением результата преобразования Фурье для соотношения сигнал/шум каждой гармоники, равного -80дБ , что наглядно показывает отсутствие недостатка метода счета нулей, описаного в [4].

Так как периодические сигналы различной формы раскладываются в результате Фурье-преобразования в ряд гармонических составляющих, то накопление спектра может быть в равной мере использовано для обнаружения в шумах периодических сигналов сложной формы, например, таких как периодическая импульсная последовательность.

Закключение. Исследовано обнаружение слабого гармонического сигнала спектральным методом.

К преимуществам спектрального метода можно отнести:

- 1) выделение сигнала при больших отношениях сигнал/шум;
- 2) высокую точность выделения сигнала;
- 3) возможность за значительно меньший отрезок времени определить наличие сигнала в шуме;
- 4) возможность выделения нескольких гармонических сигналов из шума вне зависимости от их расположения по частоте, что позволяет выделять периодические сигналы сложной формы, а именно импульсную последовательность;
- 5) позволяет выделять сигнал во всей полосе частот, что невозможно при использовании метода счета нулей, который для выделения сигнала ограничивает полосу фильтрами;
- 6) позволяет производить накопление сигнала и улучшать отношение сигнал/шум без априорной информации о параметрах сигнала, что дает преимущества по сравнению с накоплением сигналов в устройстве с задержкой и обратной связью.

Выделение сигнала из шума спектральным методом дает возможность дальнейшей, более полной, обработки и получения дополнительной информации о характеристиках сигнала, скрытого шумами.

Спектральный метод является более предпочтительным, особенно в области защиты информации, так как во многих её задачах присутствует возможность накопления сигнала.

Автор выражает благодарность за полезные советы, ценные рекомендации и поддержку руководителю научной работы доктору технических наук, профессору Владимиру Кирилловичу Железняку.

ЛИТЕРАТУРА

1. Захаров, Ю.С. Обнаружение и измерение частоты слабого сигнала, скрытого шумами, методом счета нулей / Ю.С. Захаров, В.П. Тихомиров // Изв. вузов СССР. Радиотехника. – 1964. – Т. VII, № 5.
2. Бендат, Дж.С. Основы теории случайных шумов и ее применения / Дж.С. Бендат; пер. с англ. под ред. В.С. Пугачева. – М.: Наука. 1965. – 464 с.
3. Лезин, Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Ю.С. Лезин. – М.: Сов. радио, 1969. – 320 с.
4. Крюков, В.В. Анализ экспериментальных сигналов по подсчету пересечений нулевого уровня / В.В. Крюков, К.И. Шахгельдян. // Информатика и моделирование в океанологических исследованиях: сб. ст. – Владивосток: Дальнаука. ТОИ, 1999. – С. 72 – 83.
5. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е изд., испр.; пер. с англ. – М.: Издат. Дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

Поступила 28.05.2012

METHOD FOR DETECTION OF WEAK HARMONIC SIGNAL IN GAUSSIAN NOISE

A. BARKOV

A method for detection of weak harmonic signals in the channel of news leak is proposed. Harmonic signal has several advantages for the estimation of parameters in the channel of news leak. The aim is to find a harmonic signal in the noise of high level. Detection of a harmonic signal is provided by its modelling in an additive mixture with white Gaussian noise. The analysis and comparison of known and proposed methods are made. On the basis of the analysis of calculation of zeros method a special method for the detection of weak harmonic signals in Gaussian noise is proposed by the authors, which has broadband response and speed of operation, high sensitivity when sorting out several harmonic signals at the same time. The proposed method allows to accumulate signal for its subsequent detection without any a priori information about a period of a signal succession, which is an advantage if to compare with the methods of accumulating of a signal in devices with delay and feedback. The results for each method were compared on the basis of model experiments and analysis of the results presented in the papers observed in the article. According to the results of comparison a conclusion is made that a spectral method for extraction of weak signal from noise is preferable.

УДК 621.372.037.372

**МЕТОД ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ,
ПРЕОБРАЗОВАННОЙ В ЦИФРОВУЮ ФОРМУ****д-р техн. наук, проф. В.К. ЖЕЛЕЗНЯК, Д.С. РЯБЕНКО**
(Полоцкий государственный университет)

Рассматривается передача информации по сетям связи и системам передачи информации, связанная с опасностью её использования несанкционированными пользователями. При создании систем передачи информации особое внимание уделяется обеспечению конфиденциальности. Показаны наиболее уязвимые места возможной утечки информации для цифровых систем передачи информации – прямое и обратное преобразование электрических аналоговых сигналов в цифровую форму, осуществляемое с помощью аналогово-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. Приведены выражения для оценки информационно-показателей, определяющих защищенность цифровых и аналоговых сигналов по единому критерию. Данные выражения позволяют реализовать автоматизированную измерительную систему для оценки защищенности информации, преобразованной в цифровую форму, в каналах ее утечки.

Передача информации, преобразованной в цифровую форму, обладает несомненными преимуществами перед передачей аналоговой информации. Благодаря достижению высокого предельного качества и уровня достоверности передачи цифровых данных усложнились способы защиты от утечки информации.

При несомненном преимуществе качества цифровой информации, ее защита от утечки по техническим каналам сдерживается отсутствием единого критерия защищенности информации аналоговой и цифровой речевой информации.

Аналоговый первичный речевой сигнал является биологическим. В этой связи его преобразование в цифровую форму предусматривает натуральность восстановленной речи для качественного восприятия. Передача цифровых речевых сигналов по каналам связи (передача данных) обусловлена рядом преобразований из-за того, что цифровые сигналы должны передаваться по аналоговым каналам (каналам тональной частоты), т.е. соответствовать спектральной эффективности.

Критерием оценки защищенности аналоговой речевой информации является нормированное значение величины разборчивости речи [1]. Задача заключается в выборе обоснованного единого критерия для аналоговой и цифровой речи. Сложность этой задачи заключается в многообразии форм представления цифровых сигналов. Из этого многообразия целесообразно рассмотреть их сигнальные конструкции, в первую очередь ортогональные, у которых коэффициент взаимной корреляции равен нулю. К этим сигналам относят частотно-модулированные (ЧМ) сигналы. Другой большой класс – сигналы, у которых коэффициент корреляции не равен нулю. К таким сигналам следует отнести фазомодулированные (ФМ) сигналы.

Передача данных осуществляется передачей элементарных посылок постоянного тока либо посылками элементарного синусоидального сигнала. Важная роль в формировании сигналов передачи данных принадлежит тактовой синхронизации [2].

Целью настоящей работы является обоснование применения двоичных сигналов для оценки защищенности в каналах утечки информации цифровых сигналов с различными их структурными характеристиками и параметрами, указанными выше.

Для этого необходимо проанализировать структурные характеристики и параметры сигналов в каналах утечки информации.

Математическая модель канала передачи информации должна обеспечивать возможность нахождения основных характеристик потока ошибок, что позволит по аналогии оценить защищенность аналоговых и цифровых сигналов в каналах утечки информации. Модель такого канала передачи информации должна быть простой и удобной для проведения расчетов, точно описывать канал передачи информации. Предложена модель двоичного симметричного канала (ДСК).

В работе [3] рассматривают ДСК, распределение ошибок которого определяется следующим образом:

$$P_n(r) = C_n^r P_{ош}^r (1 - P_{ош})^{n-r}, \quad (1)$$

где n – число символов в блоке; r – число ошибочных символов; C_n^r – число сочетаний из n элементов по r ; $P_{ош}$ – вероятность ошибки.

Зная вероятность ошибки $P_{ош}$ и используя выражение (1), можно найти все необходимые характеристики.

Отношение сигнал/шум является одним из важнейших параметров системы связи. Этот параметр используют для оценки защищенности канала утечки информации. В цифровых системах передачи информации в качестве критерия качества передачи используется отношение энергии бита сигнала E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 . Энергия бита E_b оценивается как произведение мощности бита P_b на его длительность T . Время передачи является обратной величиной скорости передачи информации R ($T = 1/R$). Спектральная плотность мощности шума N_0 – величина прямо пропорциональная мощности шума P_u и обратно пропорциональная ширине полосы сигнала F . В формуле (2) показано математическое представление отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума [2]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c \cdot T}{P_u / F} = \frac{P_c / R}{P_u / F}. \quad (2)$$

Следующим параметром системы передачи информации, преобразованной в цифровую форму, является пропускная способность канала C .

Критерием оценки различных систем передачи информации может служить формула К.Е. Шеннона [4]:

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_u} \right). \quad (3)$$

Как следует из формулы (3), пропускная способность гауссовского канала C (бит/с) определяется шириной полосы сигнала F (Гц), отношением мощности сигнала P_c (Вт) к мощности ограниченного полосо-й F аддитивного белого гауссовского шума P_u (Вт).

Пропускная способность канала утечки информации должна быть минимальной и определяться пределом Шеннона для сигналов с учетом вероятности ошибки.

Применительно к системе передачи информации пропускная способность гауссовского канала C должна быть максимальной. Этим обеспечивается верность воспроизведения информации, т.е. степень соответствия принятого сообщения переданному сообщению. Верность воспроизведения зависит как от полосы пропускания системы передачи, так и от отношения мощности сигнала к мощности шума. При этом ширина полосы сигнала должна быть меньше ширины полосы канала, а отношение мощности сигнала к мощности шума должно быть максимальным. Так, для речевого сигнала это отношение должно быть не менее 20 дБ. Требования к каналу утечки информации противоположны требованиям к системе передачи информации, т.е. пропускная способность должна быть минимальна.

Из формулы (3) следует, что возможен обмен отношения сигнал/шум на пропускную способность канала. При таких условиях гауссовский канал может работать при значительном превышении мощности шума над мощностью сигнала. При заданной верности воспроизведения возможно обеспечить надежный обмен информацией с учетом требований по ее скрытности.

Зададим пропускную способность C такой, чтобы она соответствовала невозможности извлечения информации из канала утечки информации.

Для симметричного дискретного канала пропускная способность канала C в битах на один отсчет вычисляется [5]:

$$C = \frac{W}{N} \left[\log_2 M + P_{oui} \log_2 \frac{P_{oui}}{M-1} + (1-P_{oui}) \log_2 (1-P_{oui}) \right], \quad (4)$$

где P_{oui} – вероятность ложного приема N -мерного сигнала в M -позиционной системе; W – ширина полосы частот. Зависимость C/W от P при различных значениях M представлена на рисунке 1.

Критерий защищенности речевого сигнала в аналоговой форме должен адекватно соответствовать критерию цифрового речевого сигнала.

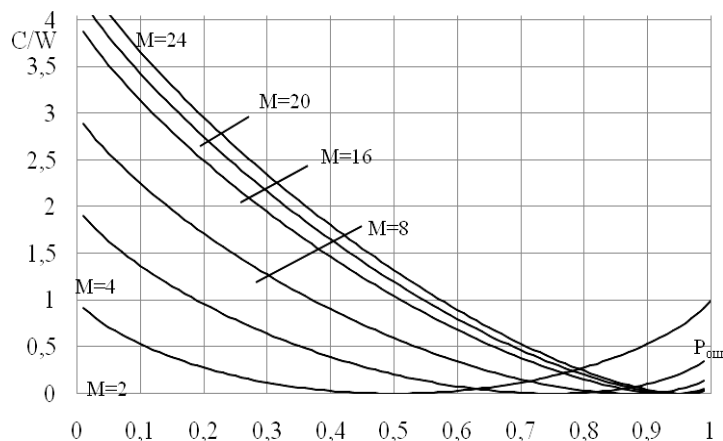
Установив значение критерия защищенности речевого сигнала в цифровой форме, решим задачу разработки методики оценки защищенности речевого сигнала в цифровой форме.

Из формулы (4) при $M = 2$ получаем пропускную способность C для ДСК [6]:

$$C = 1 + P_{oui} \log_2 P_{oui} + (1-P_{oui}) \log_2 (1-P_{oui}). \quad (5)$$

Шеннон показал [7], что пропускная способность C канала с аддитивным белым гауссовым шумом является функцией средней мощности принятого сигнала P_c , средней мощности шума и ширины полосы пропускания F .

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_u} \right). \quad (6)$$

Рис. 1. Зависимость C/W от P при различных значениях M

При малом отношении сигнал/шум для аналогового сигнала из формулы (6) значение пропускной способности принимает вид [7]:

$$C = 1,443 \cdot F \cdot \frac{P}{N} = 1,443 \frac{P}{N_0} = 1,443 \Delta, \quad (7)$$

где $P/N_0 = \Delta$ – нормативное значение, по которому установлено определять защищенность аналогового речевого сигнала.

Это указывает, что при малом значении отношения мощности сигнала к спектральной плотности шума пропускная способность системы передачи речевой информации прямо пропорциональна отношению сигнал/шум по мощности.

Предложено [8] критерий защищенности цифровых речевых сигналов установить по известному нормативному критерию защищенности аналоговой его зависимость от критерия защищенности аналоговой речи Δ . Примем для канала с шумами равенство пропускных способностей аналогового и цифрового сигналов, то есть

$$C_{\text{аналог.}} = C_{\text{дискр.}}. \quad (8)$$

Приняв значение пропускной способности, рассчитанной по формуле (7), для цифрового канала, вычисляют вероятность ложного приема $P_{\text{л}}$.

Получив численное значение $P_{\text{л}}$ по формулам зависимости $P_{\text{л}} = f(E_s/N_0)$ для ортогональных, противоположных сигналов и сигналов с пассивной паузой и графикам, построенным по этим формулам, определяют отношение E_s/N_0 .

Нормативным значением следует принять как величину вероятности ложного приема $P_{\text{л}}$, так и отношение энергии бита сигнала к спектральной плотности шума E_s/N_0 для рассмотренных нами сигналов по формулам (9) – (11).

Представлены зависимости $P_{\text{л}} = f(E_s/N_0)$ по видам сигналов [6]:

- сигналы противофазные

$$P_{\text{л}} = Q \left(-\sqrt{2 \cdot E_s/N_0} \right); \quad (9)$$

- сигналы ортогональные

$$P_{\text{л}} = Q \left(-\sqrt{E_s/N_0} \right); \quad (10)$$

- сигналы с пассивной паузой

$$P_{\text{л}} = Q \left(-\sqrt{1/2 \cdot E_s/N_0} \right). \quad (11)$$

где E_s – энергия бита сигнала; N_0 – спектральная плотность шума; $Q(x)$ – функция Крампа, определяемая по формуле:

$$Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \cdot \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (12)$$

По формулам (9) – (11) построена графическая зависимость между E_s/N_0 и $P_{\text{л}}$ (рис. 2).

На практике необходимо решать обратную задачу. Измерив вероятность ложного приема $P_{\text{л}}$ либо отношение энергии бита сигнала к спектральной плотности шума E_s/N_0 , определяют величину пропускной способности $C_{\text{дискр.}}$. Принято $C_{\text{дискр.}} = C_{\text{аналог.}}$, по числовому значению $C_{\text{аналог.}}$ определяют отношение $\eta = P_c/P_{\text{ш}}$ и сравнивают с нормированной численной величиной Δ .

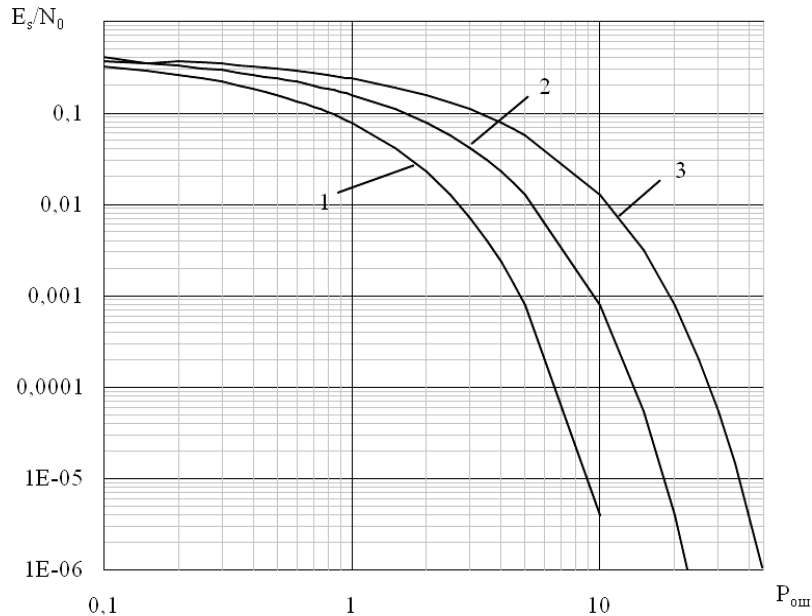


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума E_s/N_0 .

Еще одной важной характеристикой цифровой системы передачи информации является его вычислительная скорость R_0 , которая используется для определения границы случайного кодирования. Она показывает, что если использовать достаточно длинные коды, то при кодовой скорости R , меньшей вычислительной скорости R_0 , среднюю вероятность ошибки можно сделать сколь угодно малой [6].

$$P_{\text{ош}} < 2^{-n(R_0 - R)}, \quad (13)$$

где $P_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки; R_0 – вычислительная скорость; R – скорость кодирования.

Минимальное отношение энергии символа к спектральной плотности шума должно соответствовать выражению [6]:

$$\frac{E_s}{N_0} > \frac{1}{2} R(2^{2r} - 1). \quad (14)$$

Выражение (14) определяет связь предела Шеннона (минимального отношения сигнал/шум) со скоростью кодирования R .

В работе [9] установлено предельное значение отношения сигнал/шум для необработанного сигнала в зависимости от значения нормированной пропускной способности, называемое пределом Шеннона. Шеннон определил, что при нижнем предельном значении $E/N_0 = 0,693 = -1,6$ дБ ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. Пропускная способность канала утечки речевой информации должна быть минимальна. Минимальная пропускная способность такого канала обеспечивается условиями, когда ширина полосы сигнала больше ширины полосы канала, а отношение мощности сигнала к мощности шума минимально.

Защищенность в каналах утечки информации цифровых сигналов определяется помехоустойчивостью каналов передачи цифровых сигналов. Потенциальная помехоустойчивость для цифровых систем передачи информации определяется вероятностью ошибки или вероятностью возникновения ошибочного бита.

На основании анализа данных параметров разработан метод оценки защищенности передаваемой информации в канале ее утечки при передаче сигнала по цифровой системе передачи. Также, применяя в качестве критерия формулу Шеннона, можно оценить пропускную способность гауссовского канала, используя сигнал с различными видами манипуляции.

При определении используемого вида манипуляции пытаются достичь максимальной скорости передачи информации, минимальной вероятности ошибки, уменьшения энергетических затрат, минимальной используемой полосы частот. Достичь максимального выполнения данных условий на практике невозможно ввиду их взаимной противоречивости.

Применяются следующие виды манипуляции: амплитудная, частотная, фазовая и их разновидности.

Вероятность ошибки при когерентном приеме в присутствии белого гауссового шума является убывающей функцией отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума и возрастающей функцией коэффициента взаимной корреляции [12]

$$P_{ош} = 1 - Q\left(\frac{E_c(1-\rho)}{N_0}\right), \quad (15)$$

Вероятность ошибки ДСК при когерентном приеме для фазовой, частотной и амплитудной манипуляций определяется общим выражением [5]:

$$P_{ош} = 1 - Q\left(\kappa\sqrt{\frac{E_c}{N_0}}\right), \quad (16)$$

где κ – коэффициент вида модуляции ($\kappa\sqrt{2} = 1$ при ФМ, $\kappa = 1$ при ЧМ, $\kappa = 1/\sqrt{2}$ при АМ); E_c/N_0 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

Фазовая модуляция обладает большей помехоустойчивостью, чем амплитудная и частотная. Спектр сигнала ФМ для различных значений $\Delta\varphi$ представлен на рисунке 3.

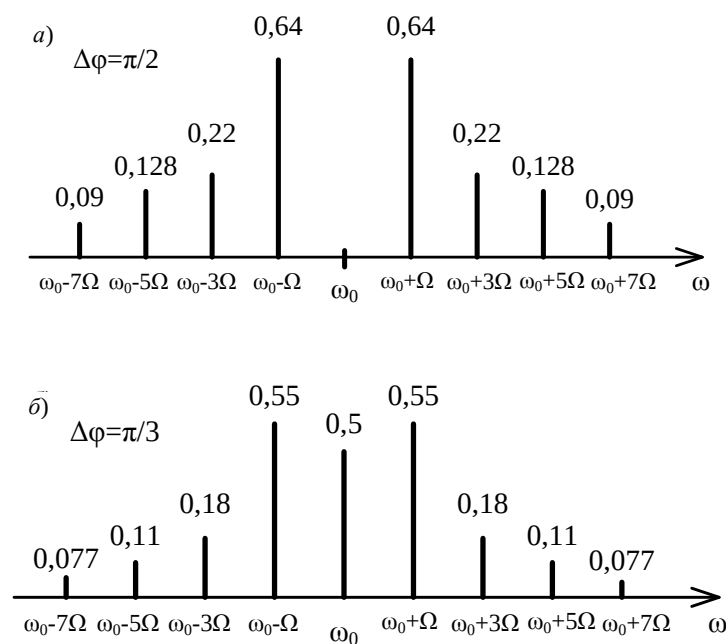


Рис. 3. Спектр сигнала ФМ для различных значений $\Delta\varphi$

Спектр такого сигнала состоит из несущего колебания и нескольких боковых полос. Амплитуда несущего колебания меняется в зависимости от значения $\Delta\varphi$. При увеличении $\Delta\varphi$ от 0 до $\pi/2$ амплитуда несущего колебания уменьшается до нуля, а амплитуды боковых полос увеличиваются. Когда $\Delta\varphi = \pi/2$, вся энергия сигнала содержится только в боковых полосах, амплитуда несущего колебания равна 0. При отсутствии несущей составляющей в спектре сигнала ($\Delta\varphi = \pi/2$) в каналах утечки информации восстановление сигнала будет происходить более затруднительно, чем при наличии несущей.

Сравнение двоичных и M -арных систем связи производят с учетом приемника информации [10]. Двоичные системы связи без декодирования и многократные системы связи с двоичным декодированием эквивалентны, так как в обоих случаях на входе получателя информация представлена в виде двоичных символов. В данном случае при сравнении таких систем связи сравнивают вероятности ошибки, приходящиеся на один двоичный символ.

Рассмотрим случай определения вероятности ошибки M -арных ортогональных сигналов. При когерентном детектировании вероятность ошибки M -арных ортогональных сигналов вычисляется по следующей формуле [9]:

$$P_{ошM} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-x^2/2} dx \right)^{M-1} \right] \exp \left[-\frac{1}{2} \left(y - \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \right)^2 \right] dy. \quad (17)$$

Если символьная средняя вероятность ошибки E_b , то для перевода в битовую $E_s = kE_b$, где k – коэффициент, выражаемый из формулы:

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \approx \frac{P_M}{2}, k \gg 1. \quad (18)$$

Рассмотрим зависимость вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума (рис. 4).

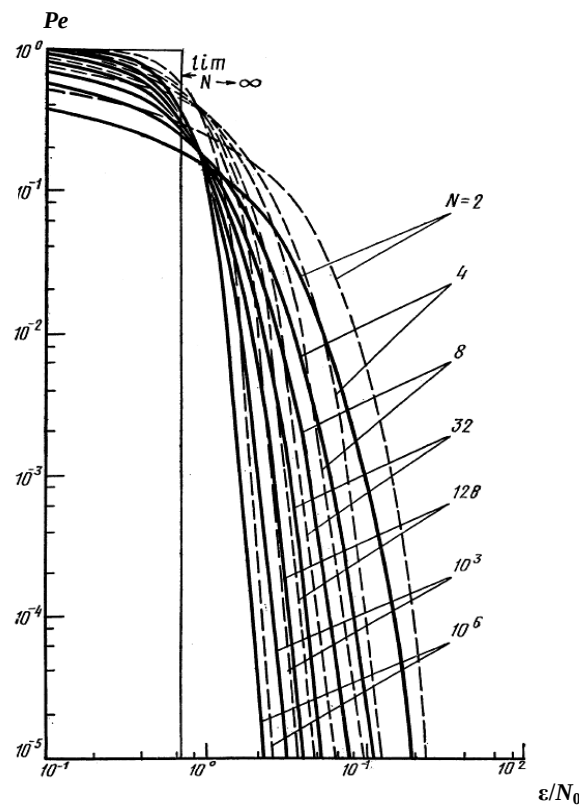


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума [2; 11]

Из графика видно, что с увеличением числа символов M уменьшается отношение сигнал/шум на бит, требуемое для заданной вероятности ошибки на бит. При этом получают энергетический выигрыш для ДСК, который определяется как разность между отношениями сигнал/шум при $M = 2$ и $M \gg 2$, при условии одинакового значения вероятности ошибки.

Минимальное значение E_b/N_0 для достижения произвольной малой вероятности ошибки при M , стремящемся к бесконечности, определяется пределом Шеннона $-1,6$ дБ для канала с белым гауссовым шумом [2].

Вероятность ошибки в M -арном символе сигнала ФМ-М определяется для различных M [13].

Так,

- для $M = 2$

$$P_{ош} = Q \sqrt{2 \frac{E}{N_0}}; \quad (19)$$

для $M = 3$

$$P_{oui} = Q\left(\sqrt{\frac{3E}{2N_0}}\right) + 2T\left(\sqrt{\frac{3E}{2N_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}\right), \quad (20)$$

где $T(x, y)$ – интеграл вероятности, функция Д. Оуэна [13]:

$$T(h, a) = \frac{1}{2\pi} \int_h^\infty \int_0^{ax} \exp\left[-\frac{1}{2} x^2 + y^2\right] dx dy;$$

- для $M = 4$

$$P_{oui} = 2Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \left(1 - \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right)\right). \quad (21)$$

Критерием оценки цифровых систем передачи данных может служить пропускная способность.

При сравнении двоичных и многопозиционных систем связи установлено [10], что наилучшей помехоустойчивостью обладают многопозиционные системы связи. В каналах утечки информации таких систем с заданным отношением сигнал/шум восстановить исходный передаваемый сигнал гораздо сложнее, чем в двоичных системах связи.

Применение многомерных сигналов позволяет снизить среднюю вероятность ошибки, а увеличение числа символов M приводит к повышению удельной скорости передачи информации [2]. Применение многомерных сигналов позволяет повысить эффективность передачи сообщений.

Широкое применение на практике получили сигналы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). При одинаковом числе сигналов в ансамбле сигналы КАМ обеспечивают более высокую энергетическую эффективность по сравнению с сигналами ФМ, АМ и ЧМ.

Сигналы КАМ обладают большими значениями минимального межточечного расстояния d_{min} , чем АМ и ФМ, а следовательно и большим значением помехоустойчивости [13].

Средняя вероятность ошибки для M -арного символа КАМ-М ($M = 2^k$, k – четно) равна [13]

$$P_{oui} = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right) \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)\right], \quad (22)$$

$$\text{где } \frac{d}{\sqrt{2N_0}} = \sqrt{\frac{h_m^2}{(\sqrt{M}-1)^2}} = \sqrt{\frac{3h_c^2}{M-1}}; \quad h_m^2 = \frac{E_m}{N_0}; \quad h_c^2 = \frac{E_c}{N_0}.$$

Сравним характеристики качества КАМ и ФМ для заданного объема сигналов M .

Оба типа сигналов являются двумерными. Аппроксимация вероятности ошибки на символ M -позиционной ФМ выглядит следующим образом [13]:

$$\sqrt[M]{P_{\phi m}} \approx 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right).$$

Аппроксимация вероятности ошибки на символ M -позиционной КАМ представлена в виде [13]

$$P_{Mkam} = 2\left(1 - \frac{1}{M}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{E_{cp}}{N_0}\right).$$

Отношение двух аргументов Q -функции [13]

$$K_M = \frac{P_{Mkam}}{\sqrt[M]{P_{\phi m}}} = \frac{3(M-1)}{2\sin^2(\pi/M)}.$$

Заключение. Установлены зависимости для сигналов сложной формы КАМ, АФМ, а также зависимости для двоичных и многопозиционных сигналов. Это позволяет оценивать защищенность систем передачи информации по единому нормированному показателю – вероятности ошибки на бит информации. Предложен метод оценки защищенности цифровых систем передачи данных с использованием двоичных симметричных сигналов. Сравнительную оценку можно проводить по графикам (например, рис. 4) [2; 11 – 13].

ЛИТЕРАТУРА

1. Железняк, В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб. пособие / В.К. Железняк; ГУАП. – СПб., 2006. – 188 с.
2. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е изд.; пер. с англ. – М.: Издат. Дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
3. Дядюнов, А.Н. / Адаптивные системы сбора и передачи аналоговой информации. Основа теории / А.Н. Дядюнов, Ю.А. Онищенко, А.И. Сенин. – М.: Машиностроение, 1988. – 288 с.
4. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков [и др.]; под общ. ред. П.Н. Сердюкова. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.
5. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко [и др.]; под общ. ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
6. Золотарев, В.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справ. / В.В. Золотарев, Г.В. Овечкин; под ред. Ю.Б. Зубарева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.
7. Клюев, Л.Л. Теория электрической связи / Л.Л. Клюев. – Минск: Дизайн ПРО, 1998. – 336 с.
8. Способ оценки защищенности от утечки речевого сигнала: пат. 15588 Респ. Беларусь МПК J L 15/00, H04R 29/00 / В.К. Железняк, Д.С. Рябенко: заявитель Полоц. гос. ун-т. – № а 20100293; заявл. 01.03.2010; опубл. 30.04.2012 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2012. – № 2(85). – С 165 – 166.
9. Прокис, Д. Цифровая связь; пер. с англ. / Д. Прокис; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
10. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1984. – 384 с.
11. Стиффлер, Дж.Дж. Теория синхронной связи / Дж.Дж. Стиффлер; пер. с англ. Б.С. Цыбакова; под ред. Г.М. Габидулина – М.: Связь, 1975. – 488 с.
12. Витерби, Э.Д. Принципы когерентной связи / Э.Д. Витерби; пер. с англ.; под ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, 1966. – 392 с.
13. Савищенко, Н.В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема / Н.В. Савищенко; под ред. Д.Л. Бураченко. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. – 420 с.

Поступила 10.09.2012

METHOD OF ESTIMATION OF SECURITY OF INFORMATION TRANSFORMED INTO THE DIGITAL FORM

V. ZHELEZNYAK, D. RYABENKO

The information transfer through communication networks and information transfer systems is connected with the danger of use of this information by not authorized users. Considerable efforts are spent on maintenance of confidentiality of the transferred information when creating systems of information transfer. Direct and return transformations of electric analogue signals into the digital form are the weakest spots of possible information leakage for digital systems of information transfer, carried out by means of analogue-to-digital and digital-to-analogue converters. In the given work expressions for estimation of the information indicators defining security of digital and analogue signals by uniform criterion are presented. The given expressions will allow to realize the automated measuring system for estimation of security of the information transformed into the digital form, in channels of its leak.

УДК 534; 621.391.16

**СИНТЕЗ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЙ СИСТЕМЫ ОЦЕНКИ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ
МЕТОДОМ ЛЧМ-СИГНАЛА: РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА****К.Я. РАХАНОВ***(Полоцкий государственный университет)*

Представлены результаты сравнительной оценки теоретических и экспериментальных данных, полученных реализованной синтезированной программно-аппаратной системой оценки разборчивости речи. Новые теоретические данные, оценивающие каналы утечки речевой информации по единому критерию, подтверждены экспериментальным методом ЛЧМ-сигнала с высокой точностью. На новом принципе реализован в программно-аппаратной системе метод гармонического сигнала, что позволило наглядно подтвердить жизнеспособность метода ЛЧМ-сигнала. Методическая (теоретическая погрешность) на совпадающих частотах методов ЛЧМ и гармонического сигналов равны.

Обосновано и показано экспериментально, что тонкая структура ЛЧМ-сигнала значительно снижает методическую погрешность в сравнении с методом гармонического сигнала при воздействии влияющих факторов, основным из которых является неравномерность АЧХ.

Введение. Объективная оценка защищенности речевой информации на объекте информатизации является сложной задачей, обусловленной многообразием видов ее физического представления, что предопределяет наличие различных каналов утечки информации. Полнота оценки защищенности объекта информатизации обеспечивается оценкой всех каналов утечки информации с возможностью сравнения их информативности. Сравнение информативности каналов утечки основано на едином научно обоснованном нормативном показателе информационной ценности речевого сигнала – разборчивости речи [1].

Достоверная оценка разборчивости речи в каналах утечки информации обеспечивается корреляционной теорией [1], учитывающей отношение сигнал/шум, полосу речевого сигнала, усредненную спектральную плотность мощности речевого сигнала, спектральную плотность мощности фоновых шумов, частотно-зависимую характеристику затухания контролируемой среды распространения, психофизическую характеристику слуха.

Из существующих методов оценки защищенности информации метод шумового сигнала функционально ограничен, методически не совершенен [2, с. 3]. Метод гармонического сигнала обладает рядом преимуществ, но обладает некоторыми методическими погрешностями, основными из которых является невозможность учета значительной неравномерности АЧХ канала утечки [2, с. 3 – 4].

Анализ этих методов определил направление исследования, заключающееся в обосновании и разработке на новом принципе метода оценки защищенности присущих речевому сигналу каналов утечки информации [3, 4]. Новый метод базируется на преимуществах предложенного широкополосного ЛЧМ-сигнала в надпороговой области при устранении основного его недостатка – порогового эффекта. Частотно-временное представление сигнальной энергии функцией Вигнера позволило учесть тонкую структуру ЛЧМ-сигнала. Дополнение к корреляционной теории разборчивости речи, разработанной для метода гармонического сигнала, позволяет значительно снизить методические (теоретические) погрешности, обусловленные рядом факторов, искажающих акустический сигнал в замкнутом объеме.

В этой связи основным направлением исследований является разработка и внедрение в практику оценки разборчивости речи в каналах утечки информации методом ЛЧМ-сигнала, внедренной во вновь разработанную программно-аппаратную систему (ПАС). Выбранное направление исследований является ключевым, так как решает задачу оценки нормативных показателей в виде числовых значений разборчивости речи с новыми повышенными требованиями и высокой точностью программно-аппаратной системой. Цель работы – сравнительный анализ полученных теоретических и экспериментальных данных синтезированного ПАС, сравнительная оценка методов гармонического и ЛЧМ-сигналов, реализованных в опытном образце ПАС.

Рассматриваемая ПАС оценки разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала осуществляет оценивание интенсивности физических полей за пределами объекта информатизации в точке наблюдения (съема информации) при воздействии дестабилизирующих факторов высокого уровня. По результатам оценивания рассчитываются нормативные показатели разборчивости речи в образующихся каналах утечки речевой информации. Так как величина показателя непосредственно зависит от точности оценивания интенсивности (напряженности) полей рассеивания сигналов и уровня фоновых шумов, то интерес представляет исследование диапазона допустимых значений отношения сигнал/шум и погрешности оценки разборчивости речи.

Методика исследования

Параметрическая зависимость между влияющим фактором (отношением сигнал/шум на входе первичного преобразователя), контролируемыми параметрами (длительностью сигнала, временем накопления, частотой дискретизации) и вычисленным значением словесной разборчивости речи $W_{\text{вых}}$ на выходе измерителя может быть получена на основании исследований имитационной модели как функция многих переменных:

$$W = F_w(X), \quad (1)$$

где X – вектор контролируемых параметров и влияющих факторов.

Для этого в (1), сохраняя многофакторные условия, проводят многофакторные измерения W при различных входных факторах и контролируемых параметрах. По результатам измерений требуется установить F_w и описать ее количественно. Задача установления чувствительности решается методами дисперсионного анализа. Дисперсионный анализ при каждом фиксированном значении вектора X проводится на ограниченном числе (ряде) измерений величины Q . В результате формируется массив измеренных значений:

$$\begin{array}{ccccccc} X_1 & \dots & X_i & \dots & X_N \\ W_{11} & \dots & W_{i1} & \dots & W_{N1} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ W_{1j} & \dots & W_{ij} & \dots & W_{Nj} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ W_{1M} & \dots & W_{iM} & \dots & W_{NM} \end{array}$$

Зависимость W от X устанавливается через попарное сравнение средних арифметических значений i -го ряда между собой по схеме независимых измерений [5].

Алгоритм проведения дисперсионной обработки:

1. Вычислить среднее арифметическое значение для каждого ряда измерений:

$$\bar{W}_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M W_{ij}, \quad (2)$$

где M – число измерений в i -м ряду.

2. Вычислить дисперсии средних арифметических значений для каждого ряда:

$$D_{W_i} = \frac{1}{M(M-1)} \sum_{j=1}^M (W_{ij} - \bar{W}_i)^2.$$

3. Вычислить попарные разности между W_i :

$$\Delta \bar{W}_{i-1,i} = \bar{W}_{i-1} - \bar{W}_i,$$

где $i \in [2...N]$.

4. Вычислить дисперсию попарных разностей:

$$D_{\Delta \bar{W}_{i-1,i}} = D_{\bar{W}_{i-1}} + D_{\bar{W}_i}.$$

5. Найти доверительные интервалы для всех попарных разностей:

$$\varepsilon_{i-1,i} = t(P_d, M) \sqrt{D_{\Delta \bar{W}_{i-1,i}}},$$

где $t(P_d, M)$ – коэффициент Стьюдента; M – количество измерений при фиксированном значении вектора X_i ; P_d – доверительная вероятность.

6. Сравнить попарные разности $\Delta \bar{W}_{i-1,i}$ с соответствующим доверительным интервалом $\varepsilon_{i-1,i}$. Если $\Delta \bar{W}_{i-1,i} \geq \varepsilon_{i-1,i}$, имеет место зависимость W_i от X_i , в противном случае X_i не позволяет установить величину W_i .

7. Вычислить квантильную погрешность ΔW с заданной доверительной вероятностью P_d [6]:

$$\Delta W = t_n \frac{\sigma}{\sqrt{M}},$$

где t_n – нормированная квантиль нормального закона распределения для заданной доверительной вероятности P_d ; σ – среднее квадратичное отклонение значений W .

Так как исследование зависимости словесной разборчивости речи заключается в определении функциональной зависимости W от многих переменных (факторов), то усредненный результат – это искомая функция, а погрешность результата – область определения этой функции. Найденная усредненная оценка $\bar{W}$ выражением (2) имеет меньшую случайную погрешность, чем отдельные значения W_i , по которым она находится. Закон распределения $\bar{W}$ при $M \geq 30$ близок к нормальному при любом законе распределения исходных данных [6]. Таким образом, истинное значение измеряемой величины W принадлежит доверительному интервалу:

$$W - \Delta W \leq W \leq W + \Delta W.$$

Погрешность смещения экспериментальных значений X и W не могут быть разделены между собой. Поэтому общепринято условно разделять, что определение значений X производится без погрешности, а всю погрешность относят к координате W_i . Расстояние экспериментальных точек W_i вокруг некоторой детерминированной средней полосы $W = F_w(X)$ определяет полосу неопределенности (полосу погрешности) [6]. После определения полосы погрешности и окончательного вида искомой усредненной зависимости $W = F_w(X)$ частные значения погрешности представляются как $\Delta_i = W_i - W = f(W)$. В результате получим полосу погрешности для каждой экспериментальной точки.

На рисунках 1 и 2 приведены полосы погрешности, полученные на примере имитационного эксперимента для приемников гармонического и ЛЧМ-сигналов. Имитационный эксперимент выполнялся с помощью многофакторных измерений величины W при изменении отношения сигнал/шум от минус 28 дБ до 24 дБ на входе приемника. В качестве источника помехи использовался генератор белого гауссова шума в полосе 20 кГц, сигнал с которого напрямую подавался на вход приемников, исключая влияние внешних факторов (реверберации, резонансов, внешних шумов). Контролируемыми параметрами приемников установлены длительность сигнала (2 с) и частота дискретизации (20000 Гц).

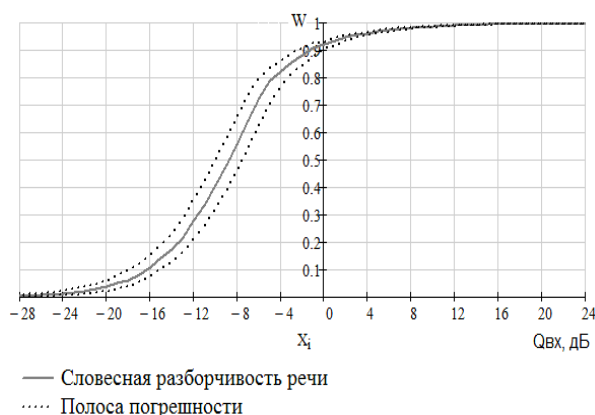


Рис. 1. Полоса погрешности разборчивости речи методом гармонического сигнала

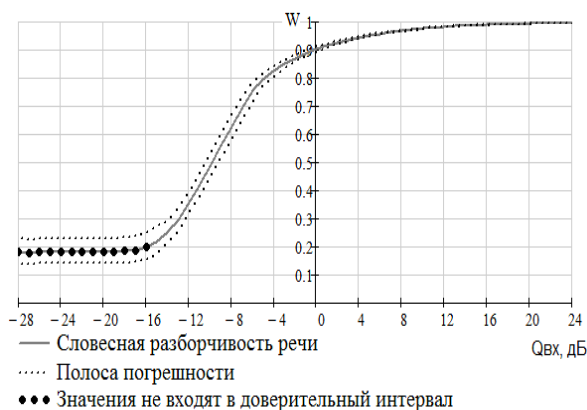


Рис. 2. Полоса погрешности разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала (без снижения порога)

Как видно из рисунка 2, полоса погрешности ЛЧМ-сигнала имеет трапецеидальную форму, что связано с наличием порогового эффекта ЛЧМ-сигнала. Для гармонического сигнала этот эффект не наблюдается (см. рис. 1). Сравнением попарных разностей $\Delta \bar{W}_{i-1,i}$ с доверительным интервалом $\varepsilon_{i-1,i}$ (п. 6) установлены значения словесной разборчивости речи, которые не входят в доверительный интервал. Согласно рисунку 2 при отношении сигнал/шум более чем минус 16 дБ значения словесной разборчивости входят в доверительный интервал, что определяет величину порога обнаружения ЛЧМ-сигнала.

На рисунках 1 и 2 полосам погрешности присущи как аддитивная, так и мультипликативная составляющие, следовательно, абсолютная погрешность $\Delta(W_{\text{ex}})$ представлена выражением:

$$\Delta(W_{\text{ex}}) = \Delta_0 + \gamma_s W_{\text{вых}}, \quad (3)$$

где Δ_0 , $\gamma_s W_{\text{вых}}$ – аддитивная и мультипликативная составляющие абсолютной погрешности.

Относительная погрешность результата измерений, исходя из выражения (3), составляет:

$$\gamma(W_{\text{ex}}) = \frac{\Delta(W_{\text{ex}})}{W_{\text{ex}}} = \frac{\Delta_0}{W_{\text{ex}}} + \gamma_s.$$

На рисунке 3 приведена зависимость относительной погрешности метода гармонического сигнала от величины словесной разборчивости речи. Видно, что для данного имитационного эксперимента величина относительной погрешности не превышает $\pm 1\%$ в начале диапазона и снижается по мере увеличения разборчивости речи. В отличие от гармонического сигнала, зависимость погрешности метода ЛЧМ-сигнала от словесной разборчивости речи (рис. 4) имеет ярко выраженный подъем в начале диапазона, обусловленный наличием порогового эффекта. Значение относительной погрешности выше порога чувствительности не превышает $\pm 0,6$ и спадает по мере увеличения разборчивости речи аналогично методу гармонического сигнала.

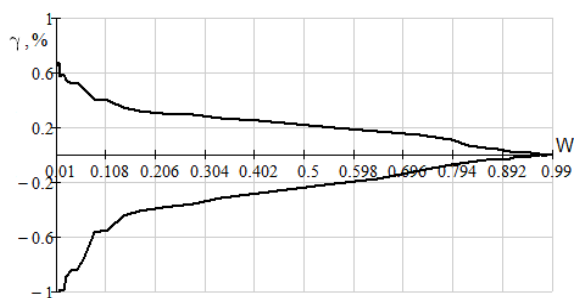


Рис. 3. Относительная погрешность результата расчета разборчивости речи методом гармонического сигнала

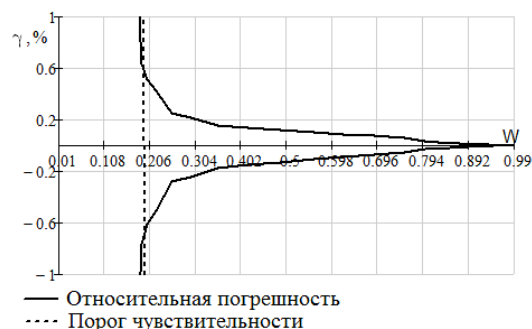


Рис. 4. Относительная погрешность результата расчета разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала (без снижения порога)

Снижение порогового эффекта метода ЛЧМ-сигнала для достоверной оценки нижних значений словесной разборчивости речи решается с помощью синхронного накопления спектральных составляющих ЛЧМ-сигнала, полученных быстрым преобразованием Фурье [2], результатом которого является снижение входного отношения сигнал/шум пропорционально количеству накоплений.

Полученные результаты

Результатом разработки явился опытный образец и комплект конструкторской документации программно-аппаратной системы «ЕРМАК», структурная схема которой представлена на рисунке 5. Принципиальное отличие разработанной ПАС от существующих заключается в использовании как гармонического, так и ЛЧМ-сигнала, тонкая структура которого анализируется частотно-временным представлением сигнальной энергии преобразованием Вигнера.

Программно-аппаратная система включает наряду с аппаратными средствами специальный программный комплекс. Основные функции специального программного комплекса: автоматизированное управление, генерация стимулирующих сигналов, адаптивная цифровая их обработка, вычисление и представление числовых результатов оценки защищенности каналов утечки информации, сравниваемых с нормативным показателем (критерием). Кроме того, программный комплекс обеспечивает замену ряда аппаратных средств (шумомера-анализатора, фильтров коррекции АЧХ). Такая реализация снижает стоимость ПАС, а также расширяет ее возможности в области генерации, анализа и оценки параметров стимулирующих сигналов, увеличивает масштабируемость.

Контроль защищенности речевой информации основан на измерении физических параметров каналов утечки информации с последующим расчетом разборчивости речи. Для расчета разборчивости речи диапазон речевых частот разбивается на двадцать полос равной разборчивости. В каждой полосе последовательно генерируется ЛЧМ-сигнал и подается на излучающее устройство, где сигнал усиливается и излучается через акустическую систему. Распространяясь в среде передачи и взаимодействуя с влияющими факторами (реверберацией, случайными помехами, маскирующими шумами, резонансными явлениями), первичные акустические сигналы вызывают вторичные виброакустические и электромагнитные излучения.

В точках приема регистрирующие устройства (микрофон, радиомикрофон, вибропреобразователь, преобразователи магнитной и электрической составляющих электромагнитного поля, измерительный трансформатор тока) преобразуют соответствующие сигналы в электрические, передают их на входные усилители приемопередающего устройства. Приемопередающим устройством производится предварительное подавление гармоник сети и обработка согласующим фильтром для речевого спектра в аналоговом виде. После чего сигнал передается на аналого-цифровой преобразователь для последующей обработки данных программным компонентом ПЭВМ.

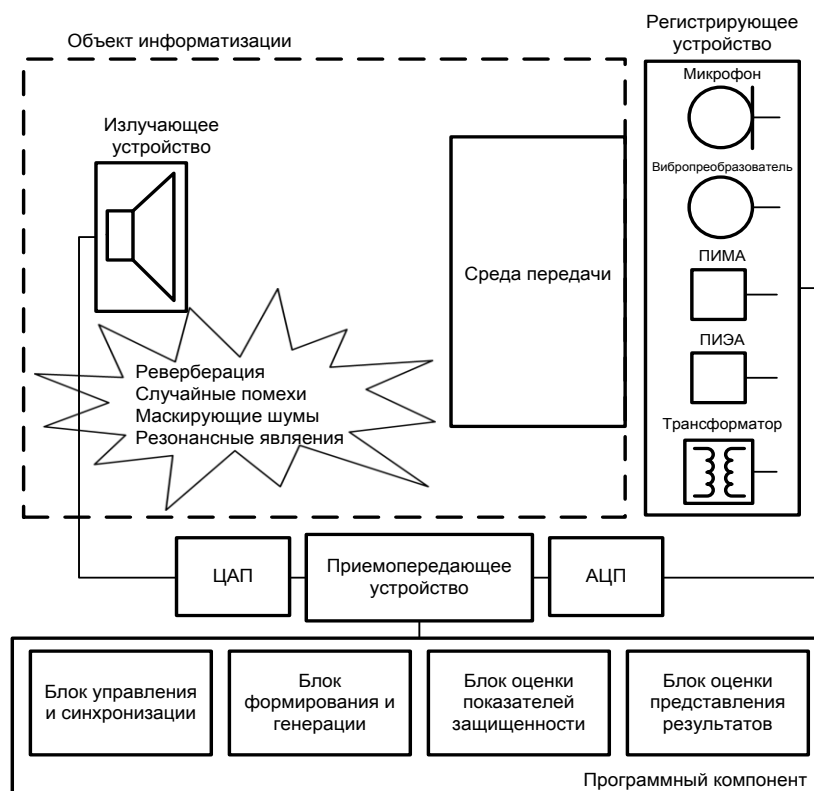


Рис. 5. Структура ПАС оценки разборчивости речи

На ПЭВМ в цифровом виде осуществляется разложение ЛЧМ-сигнала на частотно-временной плоскости и оценивается тонкая структура сигнальной энергии преобразованием Вигнера, вычисляются показатели защищенности и представляются результаты исследования в генерализированной форме. Время вычисления показателей защищенности методом ЛЧМ-сигнала типовым процессором (Intel® Core™ Duo U2400) составляет порядка 365 с, что является приемлемым для практического использования. Однако время расчета может быть снижено до 40 секунд благодаря уменьшению количества частотно-временных составляющих ЛЧМ-сигнала. Внешний вид ПАС «ЕРМАК» представлен на рисунке 6.



Рис. 6. Внешний вид программно-аппаратной системы «ЕРМАК»

Результаты оценки неравномерности АЧХ одного и того же объекта информатизации методом гармонического и ЛЧМ-сигнала представлены на рисунках 7 и 8. Сравнение показало, что оценка мощ-

ностей гармонического и ЛЧМ-сигналов совпадает на средних частотах равной разборчивости (частотах излучения гармонического сигнала). Однако во всей полосе явным преимуществом обладает ЛЧМ-сигнал, так как учитывает тонкую структуру неравномерности АЧХ. Данное свойство ЛЧМ-сигнала незаменимо при оценке защищенности каналов утечки со значительной неравномерностью АЧХ, например, электроакустического канала утечки информации.

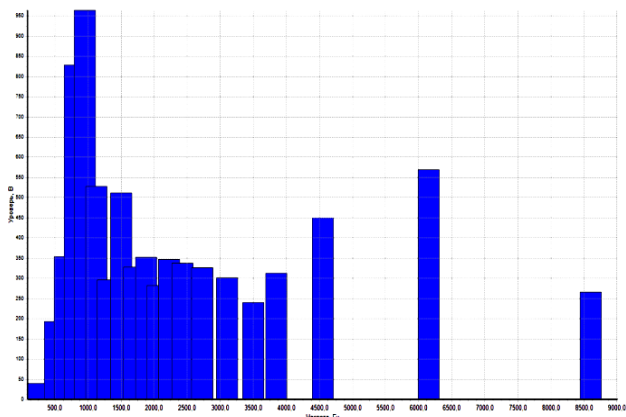


Рис. 7. Неравномерность АЧХ объекта информатизации, оцененная методом гармонического сигнала

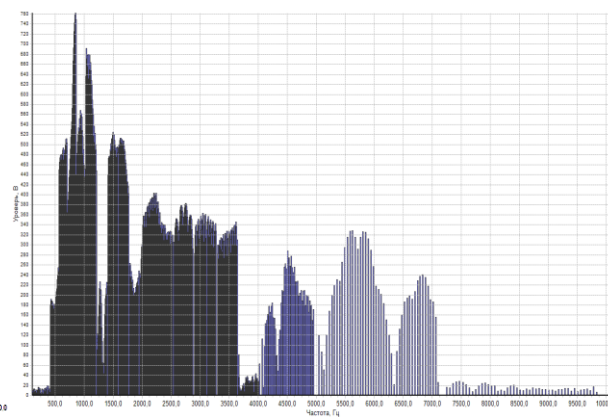


Рис. 8. Неравномерность АЧХ объекта информатизации, оцененная методом ЛЧМ-сигнала

На рисунке 9 показаны результаты экспериментальных полос погрешностей, полученных без накопления, а также с накоплением 10 и 100 раз.

Видно, что без накопления чувствительность ЛЧМ-сигнала только немного заходит в отрицательную область отношения сигнал/шум с уровнем минимальной допустимой словесной разборчивости речи не более 75 %, что несколько отличается от данных, полученных в результате имитационного эксперимента. Данный факт связан с проведением исследований в реальных условиях и обусловлен наличием влияющих факторов (реверберации, резонансов, фоновых, маскирующих шумов). При использовании накоплений в 10 и 100 раз порог чувствительности не смещался по отношению сигнал/шум, но изменил минимальное допустимое значение словесной разборчивости речи до 10 % (при накоплении в 10 раз) и 2 % (при накоплении в 100 раз).

На рисунке 10 представлены зависимости относительной погрешности оценки словесной разборчивости речи. Для всех случаев измерений погрешность не превышала $\pm 3\%$ в области допустимых значений, ограниченной снизу порогом чувствительности.

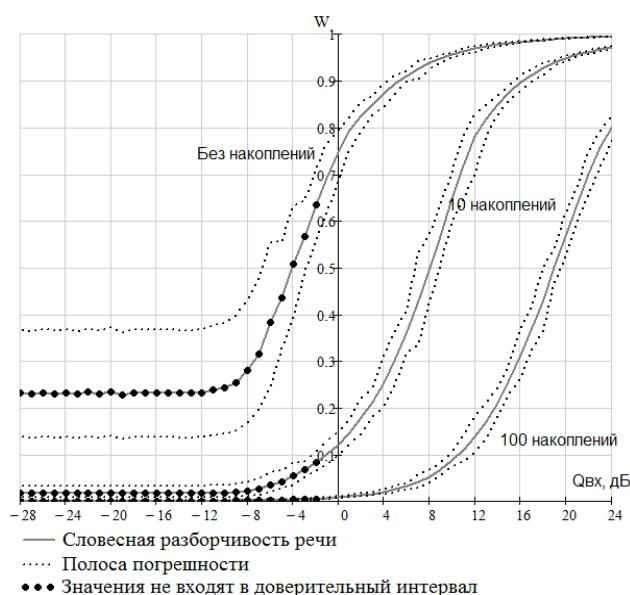


Рис. 9. Полоса погрешности разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала (без накопления, с накоплением 10 и 100 раз)

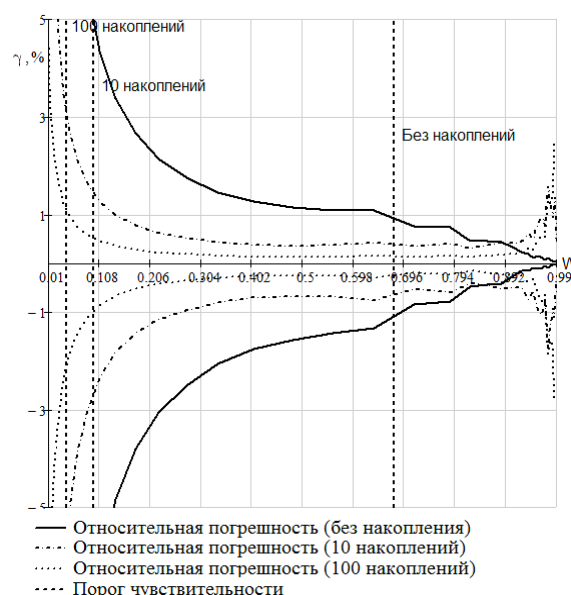


Рис. 10. Относительная погрешность результата расчета разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала (без накопления, с накоплением 10 и 100 раз)

Выводы

Сравнительные экспериментальные исследования обосновывают и подтверждают:

- контроль защищенности объекта информатизации осуществляется по всем каналам утечки речевой информации на базе единого информационного критерия – разборчивости речи;
- метод ЛЧМ-сигнала в отличие от гармонического метода оценки разборчивости речи учитывает в большей мере влияющие факторы (неравномерность АЧХ), что повышает методическую (теоретическую) точность на 50 % для самого неблагоприятного электроакустического канала утечки, обеспечивая полное совпадение результатов оценки разборчивости речи на средних частотах равной разборчивости;
- достижение требуемого порога чувствительности осуществляется путем накопления ЛЧМ-сигнала и может составлять менее чем минус 20 дБ;
- абсолютная погрешность не превышает ± 3 % на диапазоне допустимых значений, начало которого определено порогом чувствительности;
- практическое применение ПАС «ЕРМАК» не требует использования уровня ЛЧМ-сигнала более 84 дБ при исследованиях, что в отличие от метода шумового сигнала не нарушает экологические нормы;
- ПАС «ЕРМАК» обладает высокой производительностью, что позволяет наравне с КИПА «ФИЛИН-А» производить контроль защищенности объекта информатизации в реальном масштабе времени.

Автор выражает благодарность за полезные советы, ценные рекомендации и поддержку руководителю научной работы доктору технических наук, профессору Владимиру Кирилловичу Железняку.

ЛИТЕРАТУРА

1. Железняк, В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб. пособие / В.К. Железняк. – СПб.: ГУАП, 2006. – 188 с.
2. Железняк, В.К. Методы оценки защищенности речевой информации / В.К. Железняк, К.Я. Раханов // Вестн. Полоц. гос. ун-та. Серия С. Фундаментальные науки. – 2011. – № 12. – С. 2 – 8.
3. Способ определения максимальной разборчивости речи: пат. 15204 Респ. Беларусь, МПК G 10L 15/00 / В.К. Железняк, К.Я. Раханов; заявитель Полоц. гос. ун-т. – № а20100004; заявл. 04.01.2010; опубл. 30.12.2011 // Официальный бюл. / Нац. центр интеллектуал. собственности. – 2011. – № 6. – С. 164.
4. Устройство для определения разборчивости речи: пат. 15314 Респ. Беларусь, МПК G 10L 15/00, H 04R 29/00 / В.К. Железняк, К.Я. Раханов; заявитель Полоц. гос. ун-т. – № а20100291; заявл. 01.03.2010; опубл. 28.02.2012 // Официальный бюл. / Нац. центр интеллектуал. собственности. – 2012. – № 1. – С. 162.
5. Анцыферов, С.С. Общая теория измерений: учеб. пособие / С.С. Анцыферов, Б.И. Голубь; под ред. Н.Н. Евтихеева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с.
6. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.

Поступила 14.09.2012

**SYNTHESIS OF SOFTWARE AND HARDWARE SYSTEMS SPEECH ESTIMATION BY LFM -SIGNAL:
EXPERIMENTAL RESULTS**

K. RAKHANOV

Results of comparative evaluation of theoretical and experimental data are presented, which are obtained by a realized synthesised software and hardware-based system of speech legibility evaluation. New theoretical data evaluating speech information leakage channels according to a uniform criterion are proven experimentally by LFM-signal method with high accuracy. A method of harmonic signal is realized on a new principle in software and hardware-based system, which allowed to visually confirm the viability of. Methodical (theoretical) inaccuracy on the same frequency of LFM-signal method and method of harmonic signal are equal. It is proven experimentally that the fine structure of LFM signal reduces methodical inaccuracy in comparison with the method of harmonic signal under the influence of some factors, the basic of which is irregularity of ARC.

УДК 004.932

ОБНАРУЖЕНИЕ ПЛАМЕНИ НА ДИНАМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА И ТЕКСТУРНОЙ СЕГМЕНТАЦИИ

*канд. техн. наук, доц. Р.П. БОГУШ, Н.В. БРОВКО
(Полоцкий государственный университет)*

Рассматривается алгоритм детектирования открытого пламени на видеопоследовательностях, включающий три основных этапа: обучение и тестирование классификатора; выделение областей-кандидатов на основе цветовой фильтрации, вейвлет-анализа временных изменений границ области и пространственных изменений яркости; классификация областей с использованием статистических текстурных и цветовых признаков. На этапах обучения и классификации используется метод k ближайших соседей. Для выявления областей-кандидатов на видеоизображениях выполняется цветовая фильтрация в пространстве RGB и пространственно-временной анализ с применением вейвлет-преобразования. Классификация областей-кандидатов осуществляется с использованием текстурных признаков, полученных на основе нормированной матрицы вхождений, и цветовых признаков, вычисленных по нормализованным гистограммам составляющих H и S из HSV цветового пространства. Представлены результаты практических исследований алгоритма.

Введение. Современные интеллектуальные системы видеонаблюдения позволяют решать достаточно широкий спектр прикладных задач: обнаружение и сопровождение движущихся объектов, распознавание лица человека, распознавание номера автомобиля, поиск в архиве и т.д. [1; 2]. Несмотря на это области применения таких систем непрерывно расширяются. В последнее время наблюдается значительный интерес к широкому использованию систем видеонаблюдения для повышения противопожарной безопасности на открытых пространствах [3 – 5].

Известно, что пламя является одним из основных факторов пожара, который можно зафиксировать камерой видеонаблюдения. В этом случае основу видеодетектора обнаружения пламени составляет алгоритм сегментации пламени на видеопоследовательностях. Известно, что на динамической сцене могут также присутствовать объекты, цветовые и яркостные характеристики которых близки к характеристикам пламени, например, солнце, источники искусственного освещения, блики. Поэтому при разработке эффективных алгоритмов детектирования пламени на видеопоследовательностях, обладающих высокой вероятностью правильного обнаружения и имеющих низкий уровень ложных тревог, необходимо учитывать как статические, так и динамические свойства открытого пламени, а также использовать современные приемы и методы цифровой обработки изображений и распознавания образов.

В связи с актуальностью и высокой сложностью решения задачи автоматического обнаружения пламени на динамических изображениях предложен широкий спектр методов и алгоритмов, обладающих различными качественными характеристиками [6 – 9]. Однако, несмотря на важность поставленной задачи, в настоящее время существует необходимость в разработке новых алгоритмов детектирования открытого пламени на видеопоследовательностях для интеллектуальных систем видеонаблюдения.

1. Алгоритм детектирования открытого пламени на динамических изображениях

В рассматриваемом алгоритме можно выделить три основных этапа: обучение и тестирование классификатора, выделение областей-кандидатов на основе цветовой фильтрации и пространственно-временного анализа, классификация областей с использованием статистических текстурных и цветовых признаков.

1.1. Текстульная сегментация. Текстура, наряду с цветом, является важным признаком, применяемым для сегментации изображений на области интереса, и описывает пространственное распределение цветов или значений интенсивности на изображении [10]. Изображение области пламени является стохастическим, следовательно, для его текстурного описания может быть использован статистический подход, при котором текстура является количественной характеристикой распределения значений интенсивности в области изображения.

Вычисление текстурных признаков осуществляется на основе матрицы вхождений P_d^0 , в которой индексы строк и столбцов образуют множество G допустимых на полутоновом изображении $\{I(x, y); 0 \leq x \leq N_x - 1, 0 \leq y \leq N_y - 1\}$ значений интенсивности пикселей:

$$P_d^0(i, j) = \{((r, s), (t, v)) : I(r, s) = i, I(t, v) = j\},$$

где $(r, s), (t, v) \in N_x \times N_y$; $(t, v) = (r + d, s + d)$; d – выбранное расстояние между двумя соседними пикселями в направлении θ .

Построение нормированной матрицы вхождений N_d^0 осуществляется делением каждого ее элемента на величину $R = (N_x - 1) \cdot N_y$.

Известно, что отношение соседства пикселей может быть рассмотрено для 8 направлений. Однако из-за симметрии получаемых матриц вхождений при вычислении текстурных характеристик достаточно рассматривать только 4 направления: 0, 45°, 90°, 135° (рис. 1).

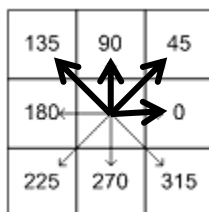


Рис. 1. Отношение соседства пикселей

В качестве характерных признаков пламени использовались следующие текстурные признаки:

- энергия: $En = \sum_i \sum_j (N_d^0(i, j))^2$;

- энтропия: $E = -\sum_i \sum_j N_d^0(i, j) \log_2 N_d^0(i, j)$;

- контраст: $C = \sum_i \sum_j (i - j)^2 N_d^0(i, j)$;

- однородность: $H = \sum_i \sum_j \frac{N_d^0(i, j)}{1 + |i - j|}$;

- корреляция: $Cor = \frac{\sum_i \sum_j (i - \mu_i)(j - \mu_j) N_d^0(i, j)}{\sigma_i \sigma_j}$,

где $\mu_i = \sum_i \sum_j i \cdot N_d^0(i, j)$, $\mu_j = \sum_i \sum_j j \cdot N_d^0(i, j)$ и $\sigma_i = \sum_i \sum_j N_d^0(i, j)(i - \mu_i)$, $\sigma_j = \sum_i \sum_j N_d^0(i, j)(j - \mu_j)$.

В отличие от [8], вычисление текстурных признаков производилось для полутонового изображения после применения локального двоичного разбиения (local binary partition, LBP) [11]. Достоинствами текстурных признаков, формируемых на основе LBP оператора, является их инвариантность к повороту и изменениям освещенности [10]. LBP методика предполагает сравнение значений интенсивности каждого пикселя и восьми его соседей, принимая значение центрального пикселя в качестве пороговой величины. Пиксели, интенсивность которых имеет значение, большее, чем интенсивность центрального пикселя, или равное ему, принимают значения «1», те, интенсивность которых меньше центрального, принимают значения «0». В результате формируется восьмиразрядный бинарный код, который описывает окрестность пикселя. На рисунке 2 представлен пример применения оператора LBP к полутоновому изображению пламени.

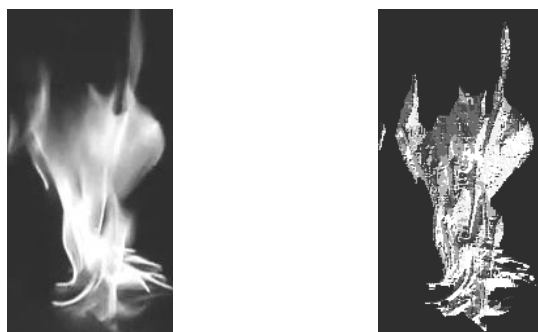


Рис. 2. Результат применения LBP оператора к полутоновому изображению пламени

1.2. Обучение и тестирование классификатора. Всего для этапа обучения использованы 100 изображений. Примеры изображений из обучающей выборки представлены на рисунке 3. В качестве характерных признаков пламени использовались энергия, энтропия, контраст, однородность и корреляция, вычисленные по матрице вхождений в 4 направлениях, и 20 цветовых признаков, вычисленных по нормализованным гистограммам составляющих H и S из HSV цветового пространства с использованием выражения [8]:

$$h(r_k) = \frac{n_k}{N},$$

где n_k – число точек изображения, имеющих значение из интервала r_k ; k – индекс интервала; N – число точек изображения.

На следующей итерации алгоритма оценивается качество обучения на основе тестовой выборки изображений. Для этого использовалось 50 позитивных и 50 негативных примеров изображения пламени. Тестовая и обучающая выборка не перекрываются. В алгоритме стадии обучения и тестирования выполняются один раз с целью настройки классификатора.

На этапе классификации применяется метод k ближайших соседей, суть которого заключается в отнесении неизвестного вектора признаков к тому классу, к отдельным эталонным образцам которых этот вектор наиболее близок.

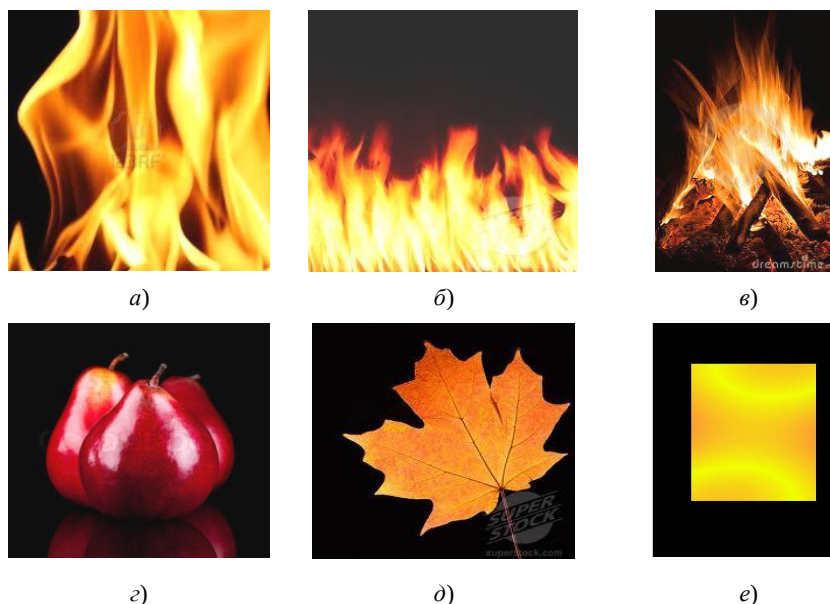


Рис. 3. Примеры изображений из обучающей выборки:
а, б, в – позитивные примеры; з, д, е – негативные примеры

1.3. Цветовая сегментация области пламени на видеоряде. Существующие методы сегментации пламени можно разделить на априорные, параметрические и непараметрические.

В *априорных методах* в качестве цветовой модели пламени используют явно заданный набор правил в выбранном цветовом пространстве. Для генерации такого набора на тестовой выборке изображений выполняется интерактивная сегментация области, принадлежащей пламени, и формируются статистические распределения для пикселей изображения в выбранном цветовом пространстве. На основе полученных данных вводятся условия, по которым определяется принадлежность пикселя изображения к области пламени. Преимуществами априорных методов сегментации пламени являются простота реализации и высокая скорость работы, к недостаткам относится высокая вероятность пропуска.

Параметрические методы цветовой сегментации пламени на изображении предполагают моделирование распределения цвета пламени с помощью смеси нормальных распределений. К преимуществам параметрических методов относят компактность модели и способность обобщать и интерполировать недостающие данные. Основными недостатками являются следующие: качество сегментации сильно зависит от выбора количества элементов смеси; скорость сходимости алгоритма на этапе оценки параметров смеси зависит от выбора начальных условий.

В *непараметрических методах* на основе тренировочной выборки изображений с интерактивно размеченными областями пламени формируется вероятностная карта (вероятностная модель распределения цветов пламени), которая отображает принадлежность цвета обрабатываемого пикселя цвету области пламени. Основное преимущество непараметрических методов – полученная цветовая модель не зависит от формы распределения цвета пламени. Однако реализация этих методов требует больших обучающих наборов, а хранение таблицы частот требует значительного объема памяти.

В связи с тем, что цветовая фильтрация используется при выделении областей-кандидатов и является итерацией одного из этапов комплексного алгоритма детектирования пламени, исходя из представленного выше анализа очевидно, что наиболее приемлемыми являются априорные методы сегментации пламени в цветовом пространстве RGB, так как при этом обеспечивается высокая скорость работы.

1.4. Вейвлет-анализ во временной и пространственной областях. Вейвлет-анализ базируется на алгоритме, представленном в [7]. При этом на первой итерации анализируются временные изменения полученных на предыдущем этапе областей. Для этого R компонента пикселя области поступает на вход двухступенчатой системы фильтров, и далее оценивается количество переходов через ноль высокочастотной составляющей каждого этапа вейвлет-преобразования. Используется высокочастотный фильтр с коэффициентами $\{-0,25; 0,5; -0,25\}$ и низкочастотный фильтр с коэффициентами $\{0,25; 0,5; 0,25\}$. Если количество переходов для одного из сигналов больше порогового значения, принимается решение о принадлежности пикселя области пламени.

Анализ пространственной яркости области пламени показывает, что центр пламени ярко-белого цвета, а при приближении к границе области начинают преобладать желтый, оранжевый и красный цвета, т.е. области изображения, соответствующие пламени, обладают пространственной изменчивостью яркости, что не характерно для объектов, чей цвет принадлежит красно-желтому диапазону. Поэтому для оценки такой характеристики могут быть применены частотные методы анализа сигналов. Среди широкого спектра существующих преобразований (Фурье, Уолша – Адамара, Хаара и др.) для данной задачи наиболее широко используется метод на основе вейвлет-преобразования видеоизображения [7; 12].

Пространственный вейвлет-анализ выполняется на основе следующего выражения [7]:

$$w = \frac{1}{N} \sum_{x,y} (|W^{lh}(x,y)|^2 + |W^{hl}(x,y)|^2 + |W^{hh}(x,y)|^2),$$

где $W^{lh}(x,y)$, $W^{hl}(x,y)$, $W^{hh}(x,y)$ – коэффициенты пространственного вейвлет-преобразования; N – число пикселей, принадлежащих области-кандидату.

Если параметр w превышает пороговое значение, обрабатываемый фрагмент изображения может быть отнесен к фрагменту пламени. Далее применяются операции морфологического открытия и закрытия, чтобы удалить шум и восстановить форму областей, затем осуществляется фильтрация областей по размеру. Области, периметр которых равен или больше $1/8$ периметра кадра, относят к областям-кандидатам.

1.5. Классификация областей-кандидатов. Классификация найденных областей-кандидатов осуществляется также на основе 20 текстурных признаков: энергия, энтропия, контраст, однородность и корреляция, вычисленных в 4 направлениях, и 20 цветовых признаков, вычисленных по нормализованным гистограммам составляющих H и S из HSV цветового пространства с использованием метода k ближайших соседей. На рисунке 4 представлен кадр видеопоследовательности, на котором показаны области-кандидаты (номера областей 1...8) и результат классификации (номер области 7).

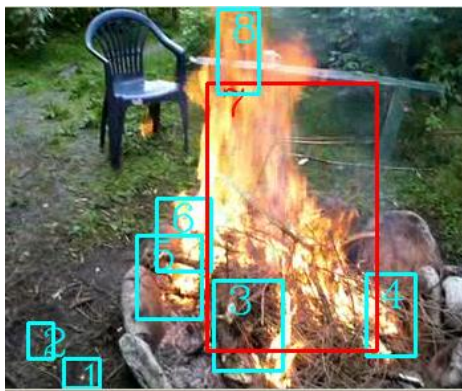


Рис. 4. Пример работы классификатора

2. Результаты исследований. Предлагаемый алгоритм реализован программно с использованием Visual C++ и библиотеки алгоритмов компьютерного зрения и обработки изображений OpenCV. Тестирование осуществлялось на ЭВМ с основными характеристиками: AMD Athlon (tm) II X2 245, 2,91 ГГц, ОЗУ 2,00 ГБ.

Для экспериментов применялись видеопоследовательности, полученные в реальных условиях, которые размещены на сайтах <http://signal.ee.bilkent.edu.tr/VisiFire/Demo/SampleClips.html>, <http://www.openvisor.org>, <http://cvpr.kmu.ac.kr>.

Как видно из рисунка 5, ряд видеопоследовательностей содержат пламя на сложном динамическом фоне (рис. 5, а – в), а также использовались видеопоследовательности, включающие объекты, цвет и яркостные характеристики которых достаточно близки к характеристикам пламени. На рисунке 5, д приведен кадр видеоряда, на котором отображается светящийся в ночное время неоновый рекламный щит желто-красными объектами, а на рис. 5, е представлен кадр используемого видеоряда, который содержит движущиеся машины с включенными фарами в ночное время. Результаты экспериментов показаны в таблице 1.

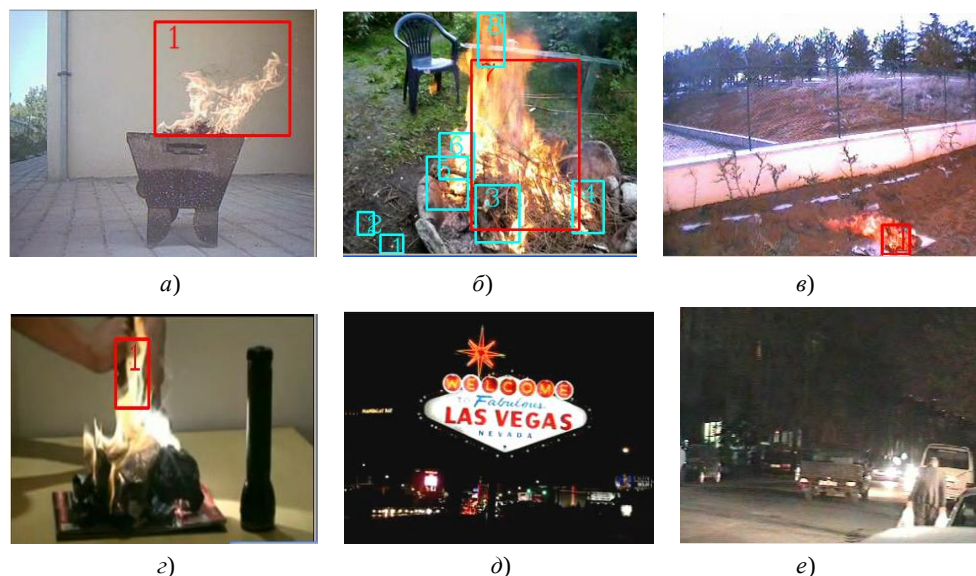


Рис. 5. Кадры исследуемых видеопоследовательностей с разрешением 320×240

Результаты исследований характеристик алгоритма детектирования пламени

Видеоряд (см. рис. 5)	Время обработки (мс)	Пламя присутствовало/найдено (номер кадра)	Число кадров с ложным обнаружением/общее число кадров
а)	63	1/125	0/439
б)	71	1/21	0/100
в)	56	1/223	0/1201
г)	45	1/123	0/411
д)	48	-/-	0/530
е)	42	-/-	0/160

Анализ таблицы показывает, что рассмотренный алгоритм обладает удовлетворительными качественными характеристиками и может использоваться в видеосистемах противопожарной безопасности, которые используются, в том числе, и на открытых пространствах.

Закключение

На основе пространственно-временного анализа и текстурной сегментации предложен алгоритм обнаружения пламени на динамических изображениях. Алгоритм предполагает выявление областей-кандидатов, относящихся к пламени на видеоизображении, с использованием цветовой фильтрации в пространстве RGB и пространственно-временного анализа с применением двух этапов вейвлет-преобразования.

Классификация областей-кандидатов осуществляется с использованием текстурных и цветовых признаков. В качестве текстурных признаков пламени использовались энергия, энтропия, контраст, однородность и корреляция, вычисленные по матрице вхождений в 4 направлениях для полутонного изображения после применения локального двоичного разбиения.

Цветовые признаки получены по нормализованным гистограммам составляющих H и S из HSV цветового пространства.

Проведенные эксперименты подтвердили возможность использования алгоритма в интеллектуальных системах видеонаблюдения для решения задачи раннего обнаружения пожаров на открытых пространствах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ngan, K. Video Segmentation and Its Applications / K. Ngan, H. Li // Springer. – 2011. – 164 p.
2. Птицин, Н. Интеллект в IP-камере: горизонты возможностей / Н. Птицин [Электронный ресурс]. – 2011. – Режим доступа: <http://synesis.ru/ru/surveillance/articles/embedded-ai>. – Дата доступа: 20.06.2011.
3. Çelik, T. Fire and smoke detection without sensors: Image processing based approach / T. Çelik, H. Özkaramanli, H. Demirel // In 15th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2007), Poznan, Poland, September 3 – 7, 2007. – p. 1794 – 1798.
4. Video-based Smoke Detection: Possibilities, Techniques, and Challenges / Z. Xiong [et al.] // in A Technical Working Conference (SUPDET 2007), Orlando, Florida, March 5 – 8, 2007.
5. Разработка аппаратно-программного видеотеплового комплекса дистанционного обнаружения пожаров / Л.В. Катковский [и др.] // Технологии безопасности. – 2012. – № 1(22). – С. 43 – 45.
6. Phillips III, W. Flame Recognition in Video / W. Phillips III, M. Shan, N. da V. Lobo // Pattern Recognition Letter. – 2002. – Vol. 23(1 – 3). – P. 319 – 327.
7. Computer vision based method for real-time fire and flame detection / B.U. Töreyn [et al.] // Pattern Recognition Letters. – 2006. – Vol. 27. – P. 49 – 58.
8. Chenebert, A. A Non-temporal Texture Driven Approach to Real-time Fire Detection / A. Chenebert, T. Breckon, A. Gaszczak // Proc. of the 18th IEEE Int. Conf. on Image Processing, Brussels, 11 – 14 September 2011. – P. 1741 – 1744.
9. Early fire and smoke detection based on colour features and motion analysis / P. Morerio [et al.] // IEEE International Conference on Image Processing (ICIP2012), September 30th 2012, Orlando, FL, USA. – P. 459 – 471.
10. Шапиро, Л. Компьютерное зрение / Л. Шапиро, Дж. Стокман; пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006.
11. Ojala, T. A Comparative Study of Texture Measures with Classification Based on Feature Distributions / T. Ojala, M. Pietikäinen, D. Harwood // Pattern Recognition. – 1996. – Vol. 29. – P. 51 – 59.
12. Wavelet-based multi-modal fire detection / S. Verstockt [et al.] // Proceedings of the 19th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2011), Barcelona, Spain, August 29 – September 2, 2011. – P. 903 – 907.

Поступила 12.09.2012

FLAME DETECTION IN VIDEO BASED ON WAVELET ANALYSIS AND TEXTURE SEGMENTATION

R. BOGUSH, N. BROVKO

Flame detection algorithm in video sequences is considered. Our algorithm composed of three basic steps: training and testing a classifier; select based on color filtering and wavelet analysis in temporal and spatial domains; candidate areas classification using statistical texture and color characteristics. For objects classification k-nearest neighbor algorithm is used. Real video surveillance sequences were used for flame detection with utilization our algorithm. A set of experimental results are presented in the paper.

УДК 519.6

РАЗЛОЖЕНИЕ АРИФМЕТИЧЕСКОЙ ОПЕРАЦИИ «ДЕЛЕНИЕ» В РЯД ПОБИТОВЫХ СДВИГОВ

О.В. СУХОРИКОВ

(Полоцкий государственный университет)

Для упрощения реализации арифметической операции «деление» при проектировании арифметико-логического устройства (АЛУ) разработан метод разложения этой операции в ряд побитовых сдвигов. Показаны преимущества предложенного метода, достигнутые использованием двух ключевых операций «сдвиг» и «суммирование», – высокая скорость расчёта, задаваемая точность результата, надёжность и устойчивость. Побитовый сдвиг вправо (влево) не требует применения логических элементов (И, ИЛИ, НЕ), а значит, является одной из самых простых и быстрых процедур. Простота внедрения метода в процесс проектирования достигается использованием «сдвига» в связке с базовой операцией большинства АЛУ – «суммированием».

Принципиальная схема АЛУ, вплоть до отдельно взятого компонента, строится на элементарных базисных элементах (И, ИЛИ, НЕ), подчиняется бинарной логике, а значит, принцип работы схемы базируется исключительно на булевой алгебре.

Одна из самых простых операций при проектировании схемы – реализация побитового сдвига. При сдвиге каждого бита в разрядной сетке первоначального числа на n разрядов влево исходное значение умножается на 2^n , а вправо – делится на 2^n . Иными словами, побитовый сдвиг – это реализация арифметической операции «умножение» («деление») первоначального значения на 2^n , где n – число разрядов сдвига.

Пример

Пусть задано первоначальное число $5_{10} = 0101_2$. Тогда побитовый сдвиг на один разряд влево ($01010_2 = 10_{10}$) соответствует умножению $5 \cdot 2^1$. А побитовый сдвиг на один разряд вправо ($0010,1_2 = 2,5_{10}$) соответствует делению $\frac{5}{2^1}$.

Для реализации операции побитового сдвига при проектировании принципиальной схемы абсолютно не требуется применения логических элементов (рис. 1), достаточно ввести дополнительный разряд(ы) на выходе (разряд $B0$) и сместить биты разрядной сетки входного значения относительно соответствующей разрядной сетки выходного значения на число добавленных разрядов. Схема на рисунке 1 реализует умножение входного четырехразрядного числа ($A0 - A3$) на число 2. Результатом операции является пятиразрядное число ($B0 - B4$).

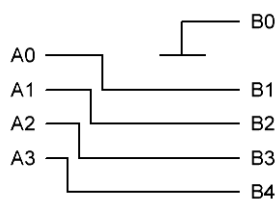


Рис. 1. Умножение четырехразрядного числа на число 2

Реализация арифметической операции «умножение» $x \cdot y$, где $x \in R$, $y \in R \setminus \{0, 2^n\}$, $n \in N$, также не вызывает затруднений. Достаточно разложить умножение на две отдельных операции: сдвиг и суммирование.

Допустим, необходимо умножить входное четырехразрядное число x на число 3. Для этого достаточно произвести побитовый сдвиг x на один разряд влево, что соответствует умножению на 2, и прибавить значение x : $x \cdot 3 = x + 2 \cdot x$. На выходе получим шестиразрядное число. На первое слагаемое ($S1$) сумматора (SM) посылается x , на второе слагаемое ($S2$) – $2x$. Принципиальная схема представлена на рисунке 2.

Таким образом, сдвиг и суммирование при реализации арифметической операции «умножение» есть разложение умножения в сумму сдвигов (ряд сдвигов).

В предыдущем примере произведение $x \cdot 3$ представлено суммой двух сдвигов $x \cdot 1$ и $x \cdot 2$ ($x \cdot 3 = x \cdot 1 + x \cdot 2$). То есть сформирован ряд сдвигов $x \cdot 3 = \sum_{k=1}^2 k \cdot x$.

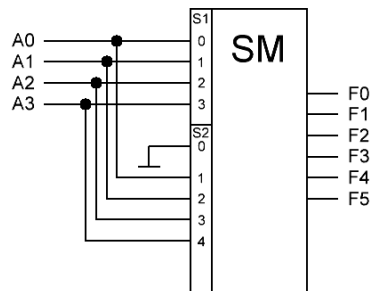


Рис 2. Реализация умножения
четырёхразрядного числа x на число 3

Пример

Умножение произвольного числа x на 7 можно представить как $x \cdot 7 = x + 2x + 4x = \sum_{k=0}^2 2^k x$.

Реализовать арифметическую операцию «деление» $\frac{x}{y}$, где $x \in R$, $y \in R \setminus \{0, 2^n\}$, $n \in N$, уже не так просто. Безусловно, существует целый ряд способов, однако даже если взять за основу один из классических алгоритмов деления двоичных чисел:

- алгоритм деления в прямых кодах с восстановлением (без восстановления) остатка [1, с. 38];
- алгоритм деления в дополнительных кодах [1, с. 40];
- реализация операции средствами базового набора компонентов становится крайне трудоемким процессом.

Поэтому основная задача заключается в получении более простого (по отношению к существующим) метода реализации арифметической операции «деление» при обязательном условии высокой скорости вычисления.

Принимая в расчет все поставленные требования, а также учитывая, что с помощью побитового сдвига вправо можно вычислить частное $\frac{x}{y}$ при $x \in R$, $y \in \{2^n\}$, $n \in N$, обратимся к вышеописанному методу разложения умножения в ряд побитовых сдвигов влево и, рассуждая аналогично, разложим деление в ряд побитовых сдвигов вправо.

Рассмотрим случай, когда делитель известен, а делимое $x \in R$. Для примера возьмем частное $\frac{x}{3}$. Тогда

$$\frac{x}{3} = \frac{x}{2} + k, \quad (1)$$

где k есть разность результата первого сдвига $\left(\frac{x}{2}\right)$ из искомого отношения $\left(\frac{x}{3}\right)$:

$$k = \frac{x}{3} - \frac{x}{2} = -\frac{x}{6}.$$

Уравнение (1) примет следующий вид:

$$\frac{x}{3} = \frac{x}{2} - \frac{x}{6}. \quad (2)$$

Выразим $\frac{x}{6}$ через следующий сдвиг вправо, разделив исходное значение x на четыре:

$$\frac{x}{6} = \frac{x}{4} + k_1.$$

Отсюда

$$k_1 = -\frac{x}{12}; \quad \frac{x}{6} = \frac{x}{4} - \frac{x}{12}.$$

Тогда уравнение (2) примет следующий вид:

$$\frac{x}{3} = \frac{x}{2} - \frac{x}{4} + \frac{x}{12}. \quad (3)$$

Представим $\frac{x}{12}$ как разность $\frac{x}{8} - \frac{x}{24}$.

Тогда уравнение (3) принимает вид:

$$\frac{x}{2} - \frac{x}{4} + \frac{x}{8} - \frac{x}{24} \approx \frac{x}{3}. \quad (4)$$

Выполняя эту процедуру бесконечное число раз, получаем разложение частного $\frac{x}{3}$ в геометрический знакпеременный ряд:

$$\frac{x}{3} = \sum_{n=1}^{\infty} \left((-1)^{n+1} \cdot x \cdot \left(\frac{1}{2} \right)^n \right) \frac{x}{12}. \quad (5)$$

Ряд сходится, то есть абсолютная величина следующего члена ряда меньше абсолютной величины предыдущего. Поэтому разность абсолютных величин соседних членов ряда всегда положительна. Это крайне важно с точки зрения оценки конечного алгоритма (скорость вычисления, простота реализации), так как постоянный контроль знака, имеющий место в иных алгоритмах [1] двоичного деления, не только понижает скорость вычисления, но также доставляет значительные неудобства в реализации самих методов.

Как правило, микросхемы ограничены единовременным числом возможных разрядов обрабатываемых данных. Пусть делимое x – шестизначное двоичное значение с фиксированной запятой (бит 0), тогда $x_{max} = 11111,1_2$.

Значит, для заданного шестизначного значения x целесообразно применить лишь пять сдвигов вправо. При пятом сдвиге исходное значение будет равным $00000,1_2$, при шестом и далее уже $00000,0_2$, то есть дальнейшие сдвиги не влияют на общий результат.

В итоге ряд обработки шестизначного значения с фиксированной запятой – бит 0, с точностью до одного знака после запятой (в двоичной системе) примет следующий вид:

$$\frac{x}{2} - \frac{x}{4} + \frac{x}{8} - \frac{x}{16} + \frac{x}{32} \approx \frac{x}{3}.$$

Отметим важную деталь: в конце каждого уравнения (2), (3), (4) при формировании очередного сдвига $\left(\frac{x}{2}, \frac{x}{4}, \frac{x}{8} \right)$ соответственно присутствует еще по одному значению $\left(\frac{x}{6}, \frac{x}{12}, \frac{x}{24} \right)$ – это погрешности. Так как ряд сходится, погрешность с каждым очередным сдвигом вправо будет убывать, а точность вычисления, соответственно, расти и выражаться в количестве дополнительных знаков после запятой (в двоичной системе счисления).

Поэтому при необходимости более точного результата достаточно добавить нужное число разрядов в дробную часть значения. Это увеличит число сдвигов и тем самым увеличит число элементов ряда, уменьшая влияние погрешности на конечный результат.

Зная делитель, всегда можно разложить операцию «деление» в ряд соответствующих сдвигов разрядной сетки делимого. Этот ряд можно получить аналогично ряду (6) для частного $\frac{x}{3}$.

Пример. Пусть делимое задано пятиразрядным двоичным значением x с фиксированной запятой (бит – 0), делитель равен 5. Требуется найти частное $\left(\frac{x}{5} \right)$ с точностью до четырех знаков после запятой.

$$\frac{x}{2} + k_1 = \frac{x}{5}, \text{ где } k_1 = \frac{x}{5} - \frac{x}{2} = \frac{2x - 5x}{10} = -\frac{3x}{10}.$$

Тогда

$$\frac{x}{5} = \frac{x}{2} - \frac{3x}{10}.$$

Здесь последнее слагаемое $\frac{3x}{10}$ – текущая погрешность.

Разложим $\frac{3x}{10} = \frac{x}{4} + k_2$:

$$k_2 = \frac{12x - 10x}{40} = \frac{x}{20}, \quad \frac{3x}{10} = \frac{x}{4} + \frac{x}{20}.$$

Тогда $\frac{x}{5} = \frac{x}{2} - \frac{x}{4} - \frac{x}{20}$, где $\frac{x}{20}$ – погрешность (уменьшилась).

Разложим $\frac{x}{20}$ на $\frac{x}{8} + k_3 = \frac{x}{20}$:

$$k_3 = \frac{8x - 20x}{160} = -\frac{3x}{40}, \quad \frac{x}{8} - \frac{3x}{40} = \frac{x}{20}.$$

Ряд примет следующий вид:

$$\frac{x}{2} - \frac{x}{4} - \frac{x}{8} + \frac{3x}{40} = \frac{x}{5}, \quad \text{где } \frac{3x}{40} \text{ – погрешность (уменьшилась).}$$

Продолжая череду сдвигов, получим ряд, ограниченный семью сдвигами (до $\frac{x}{128}$). Оптимальное количество необходимых сдвигов равно пяти разрядам входного x **плюс** три дополнительных разряда дробной части (точность вычисления) **минус** один:

$$\frac{x}{2} - \frac{x}{4} - \frac{x}{8} + \frac{x}{16} + \frac{x}{32} - \frac{x}{64} - \frac{x}{128} \approx \frac{x}{5}.$$

Относительная погрешность ряда равна $\frac{7x}{640}$. Абсолютная погрешность будет зависеть уже от самого x . При произведении дальнейших расчетов в двоичной системе погрешность не повлияет на результат, так как будет всегда меньше значения последнего элемента ряда.

Так же как и при делении на три, здесь прослеживается зависимость в чередовании знаков от делителя, отличающаяся лишь периодом.

Пример. Пусть x равен 1011_2 . Тогда эталон для проверки результата будет иметь следующее двоичное значение (двойная точность):

$$\frac{11,5_{10}}{5_{10}} = 2,3_{10} = 0010,01001100_2.$$

Решение. Для начала заполним таблицу 1, переведем элементы ряда со знаком минус в дополнительный код.

Таблица 1

Сдвиг	Значение	Доп. код
x	1011,1000	
$x/2$	0101,1100	
$x/4$	0010,1110	1101,0010
$x/8$	0001,0111	1110,1001
$x/16$	0000,1011	
$x/32$	0000,0101	
$x/64$	0000,0010	1111,1110
$x/128$	0000,0001	1111,1111

Просуммируем:

$$\begin{array}{rcl}
 & 0101,1100 & (x/2) \\
 + & \underline{1101,0010} & (x/4) \\
 & 0010,1110 & \\
 + & \underline{1110,1001} & (x/8) \\
 & 0001,0111 & \\
 + & \underline{0000,1011} & (x/16) \\
 & 0010,0010 & \\
 + & \underline{0000,0101} & (x/32) \\
 & 0010,0111 & \\
 + & \underline{1111,1110} & (x/64) \\
 & 0010,0101 & \\
 + & \underline{1111,1111} & (x/128) \\
 & 0010,0100 &
 \end{array}$$

Полученный ответ $(0010,0100_2)$ абсолютно точно повторяет эталон $(0010,01001100_2)$ вплоть до четырех знаков после запятой (с точностью, заявленной в условии задачи).

Такой тесной связи делителя и делимого, как в классических реализациях деления, уже не прослеживается. Деление состоит лишь из ряда сдвиговых операций, результаты которых суммируются. Делитель влияет только на чередование знаков членов ряда, от самой операции деления полностью абстрагирован. Число разрядов делимого плюс число дополнительных разрядов дробной части (точность вычисления) указывает на оптимальное количество итераций сдвигов, однако данной информацией можно пренебречь и продолжить ряд сдвигов с заведомо большим количеством элементов, чем необходимо. На окончательный результат это не повлияет. То есть если оптимальное количество сдвигов равняется пяти, а было произведено сто сдвигов, результат не изменится.

Выходит, что операцию деления различных чисел можно представить рядами, состоящими из одних и тех же членов $\left(\frac{x}{2} \pm \frac{x}{4} \pm \frac{x}{8} \pm \frac{x}{16} \dots\right)$, где каждый отдельный знак члена будет регулироваться делителем. А так как при выборе знака очередного члена ряда прослеживается некоторая систематичность («эффект волны»), можно предположить, что знание значения делителя и вывод по этому значению ряда будет лишь частным случаем общей формы любого деления любых двух действительных чисел (конечно, при условии, что делитель не равен нулю).

Попробуем выразить общую форму для деления действительных чисел.

Пусть делимое будет x , а делитель y . Тогда путем первого сдвига $\frac{x}{2}$ деление x на y можно трактовать следующим образом: $\frac{x}{y} = \frac{x}{2} + k_1$, где $k_1 = \frac{x}{y} - \frac{x}{2} = \frac{2x - yx}{2y}$.

Очевидно, что знак k_1 зависит не от всего полученного выражения, а лишь от множителя $(2 - y)$: если $y > 2$, k_1 – отрицательное число; если $y < 2$, k_1 – число положительное; если $y = 2$, $k_1 = 0$, необходимое число членов в ряде, представляющем деление, уже достигнуто. Дальнейшее продолжение ряда не имеет смысла.

Все последующие сдвиги $\frac{x}{2^n}$ будут выражаться как разность погрешностей $(k_n - k_{(n-1)})$. Значит, очередной сдвиг будет отрицательным при $ay \geq b$ и положительным при $ay < b$, где b равно общему знаменателю ряда – последнему элементу последовательности $\{2^n\}, n \in N$.

Например, для ряда $\frac{x}{2} + \frac{x}{4} - \frac{x}{8}$, $b = 8$.

Параметр a будет равным коэффициенту при переменной x .

Например, для ряда $\frac{x}{2} + \frac{x}{4} - \frac{x}{8}$, $\frac{4+2-1}{8} = \frac{5}{8}$ $a = 5$. Выражение ay в данном случае можно записать следующим образом: $ay = 2(2y + y) - y = 5y$.

Обобщенная формула разложения операции «деление» в ряд сдвигов примет вид:

$$\frac{x}{y} = \sum_{n=1}^{\infty} \left(p_{(n-1)} \cdot x \cdot \left(\frac{1}{2} \right)^n \right), \text{ где } \begin{cases} m_1 = y, p_0 = 1; \\ m_n = 2m_{(n-1)} + p_{(n-1)}y; \\ p_n = 1 \text{ при } m_n < 2^n; \\ p_n = (-1) \text{ при } m_n \geq 2^n, \end{cases} \quad (6)$$

Формула трактуется следующим образом: параллельно циклическому делению x на два y , наоборот, умножается на два плюс еще один y , если очередной член ряда положительный; либо минус y , если очередной член отрицательный. Полученный параметр y сверяется с текущим значением сдвига x , равным 2^n . Если y больше либо равен 2^n , то следующий член основного ряда отрицательный, если меньше – положительный.

Продemonстрируем сказанное выше на *примере*.

Первое условие всех классических алгоритмов двоичного деления гласит, что делитель не должен быть больше делимого, иначе произойдет переполнение разрядной сетки. Чтобы обойти эту проблему, нужно видоизменить делимое или делитель и привести разрядные сетки к общему виду.

Проигнорируем это ограничение и попробуем разделить 101_2 на 1001_2 с точностью до четырех знаков после запятой. Для большей наглядности все предварительные расчеты выполним в таблице 2.

Таблица 2

n	Сдвиг $x/2^n$	Значение	Дополнительный код	Равенство u и 2^n	Расчет y	Значение	(2^n)
–	x	101,0000			y	001001	–
1	$x/2$	010,1000		$>$	y	001001	0000010
2	$x/4$	001,0100	110,1100	$>$	$2y - y = y$	001001	0000100
3	$x/8$	000,1010	111,0110	$>$	$2y - y = y$	001001	0001000
4	$x/16$	000,0101	111,1011	$<$	$2y - y = y$	001001	0010000
5	$x/32$	000,0010		$<$	$2y + y = 3y$	011011	0100000
6	$x/64$	000,0001		$<$	$6y + y = 7y$	111111	1000000

Получили следующий ряд:

$$\frac{x}{2} - \frac{x}{4} - \frac{x}{8} - \frac{x}{16} + \frac{x}{32} + \frac{x}{64} \approx \frac{x}{9}.$$

Суммируем:

$$\begin{array}{r}
 010,1000 \quad (x/2) \\
 + \quad 110,1100 \quad (x/4) \\
 \hline
 001,0100 \\
 + \quad 111,0110 \quad (x/8) \\
 \hline
 000,1010 \\
 + \quad 111,1011 \quad (x/16) \\
 \hline
 000,0101 \\
 + \quad 000,0010 \quad (x/32) \\
 \hline
 000,0111 \\
 + \quad 000,0001 \quad (x/64) \\
 \hline
 000,1000
 \end{array}$$

Проверяем: $\frac{5_{10}}{9_{10}} \approx 0,556_{10} = 0,1000_2.$

Был получен быстрый и абсолютно точный ответ.

В качестве дополнения в таблице 3 приведены некоторые ряды, полученные из обобщенной формулы разложения (6) для первых 16 сдвигов.

Таблица 3

y	$\frac{x}{2^1}$	$\frac{x}{2^2}$	$\frac{x}{2^3}$	$\frac{x}{2^4}$	$\frac{x}{2^5}$	$\frac{x}{2^6}$	$\frac{x}{2^7}$	$\frac{x}{2^8}$	$\frac{x}{2^9}$	$\frac{x}{2^{10}}$	$\frac{x}{2^{11}}$	$\frac{x}{2^{12}}$	$\frac{x}{2^{13}}$	$\frac{x}{2^{14}}$	$\frac{x}{2^{15}}$	$\frac{x}{2^{16}}$
3	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–
5	+	–	–	+	+	–	–	+	+	–	–	+	+	–	–	+
6	+	–	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+
7	+	–	–	+	–	–	+	–	–	+	–	–	+	–	–	+
9	+	–	–	–	+	+	+	–	–	–	+	+	+	–	–	–
10	+	–	–	–	+	+	–	–	+	+	–	–	+	+	–	–
11	+	–	–	–	+	–	+	+	+	–	+	–	–	–	+	–
12	+	–	–	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–	+	–
13	+	–	–	–	+	–	–	+	+	+	–	+	+	–	–	–
14	+	–	–	–	+	–	–	+	–	–	+	–	–	+	–	–

Таким образом, получен быстрый, простой в применении, компактный (в отличие от имеющихся аналогов) метод реализации арифметической операции «деление» путем разложения последней в ряд побитовых сдвигов.

Связь делителя и делимого стала условной, так как деление сведено к ряду сдвиговых операций, результаты которых суммируются. Делитель влияет лишь на чередование знаков членов ряда, от самой операции деления абстрагирован. Любые изменения значения делимого не влияют на основной каркас ряда. Количество возможных итераций сдвигов не ограничено. Разрядность делимого плюс количество разрядов дробной части конечного результата (заявленная точность) минус один – формула оптимального количества итераций сдвигов.

Достигнута высокая точность результата. Каждый добавочный разряд в дробной части конечного результата увеличивает минимальное количество необходимых сдвигов, тем самым увеличивая ряд, что ведет к уменьшению погрешности.

Знак конечного результата деления целесообразно проверять лишь после получения самого результата деления. Поэтому в методе используются абсолютные величины делителя и делимого.

ЛИТЕРАТУРА

1. Луцик, Ю.А. Арифметические и логические основы вычислительной техники: учеб. пособие для студ. спец. «Вычислительные машины, системы и сети» всех форм обуч. / Ю.А. Луцик, И.В. Лукьянов. – Минск: БГУИР, Минск, 2004. – 120 с.

Поступила 28.08.2012

DECOMPOSITION OF ARITHMETIC OPERATIONS “DIVISION” IN THE RANGE OF BITWISE SHIFTS

O. SUKHORUKOV

To simplify the implementation of an arithmetic operation “division” when designing an arithmetic logical device (ALD) there was developed a method of decomposition of this operation into a range of bitwise shifts. High speed of calculation, the given accuracy of the result, reliability and stability – these are the advantages of the proposed by the author method, achieved by the use of two key operations “shift” and “summation”. Bitwise shift the right (left) does not require the use of logical elements (AND, OR, NOT), and thus is one of the most simple and fast procedures. Ease of implementation of the method in the design process is achieved by using a “shift” in conjunction with the basic operation of the majority ALD – “summation”.

УДК 621.397.7:004.056.57

ФОРМИРОВАНИЕ МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВИДЕОСИГНАЛА ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ

д-р техн. наук, проф. В.К. ЖЕЛЕЗНЯК, А.В. БАРКОВ

(Полоцкий государственный университет)

Предложен способ формирования маскирующей помехи для защиты видеосигнала от утечки по техническим каналам. Видеосигнал обладает рядом характерных особенностей, которые надо учитывать при решении задачи защиты от утечки по техническим каналам. Целью является защита сигналов видеoinформации от утечки по техническим каналам. Задача решается созданием активной маскирующей помехи, которая подается в канал утечки. Предложенный способ маскирования учитывает такие особенности видеосигнала, как его синхронность, обусловленная наличием синхросигналов, статические и динамические видеокадры. Показана возможность синхронного накопления видеoinформации при наличии данных синхронизации. Проведено накопление статического изображения, которое значительно улучшает отношение сигнал/шум. Обоснована необходимость создания синхронной помехи для маскирования статических видеокадров. Предложен способ формирования маскирующих видеокадров.

Введение. Возможность передачи видеoinформации является характерной чертой современных систем и сетей связи. Передача изображений в цифровой форме позволяет существенно повысить качество и объем видеoinформации, получаемой пользователями проводных и беспроводных сетей. Спектр приложений передачи видео чрезвычайно широк. Это не только ставшие востребованными в последнее время системы охранного телевидения, видеонаблюдения, дистанционного мониторинга, видеоконференций, но и многочисленные системы, обеспечивающие предоставление развлекательных сетевых сервисов.

Маскирование видеoinформации требует учета специфики ее структуры. Маскирование видеоданных характеризуется тем, что видеосигнал обладает особенностями: видеоданные синхронны, широкая полоса частот, зависимость сложности обнаружения и выделения от свойств самого видеоизображения. Видеоизображение на экране монитора может быть статическим (неподвижным) и динамическим (подвижным). Статическое изображение при наличии данных о синхронизации может быть накоплено, что улучшает отношение сигнал/шум.

Одним из методов защиты видеoinформации является маскирование видеосигналов активными, т.е. преднамеренными шумами. Очевидно, что маскирующие шумы должны обладать определенными свойствами, учитывающими особенности маскируемой информации.

Цель данной работы – формирование маскирующей помехи видеосигнала. Задача – разработать и предложить способ формирования маскирующей помехи с учетом особенностей видеoinформации.

Поставленная задача решается формированием активной маскирующей помехи. Активными помехами называются радиосигналы, создаваемые специальными радиопередатчиками и предназначенные для ухудшения или исключения нормальной работы радиоэлектронных средств противника. Активные маскирующие помехи создают на входе приемника подавляемого радиоэлектронного средства фон, который затрудняет обнаружение полезных сигналов, их распознавание и определение параметров. Как правило, маскирующие помехи линейно суммируются с сигналом на входе приемника и поэтому называются аддитивными. В задаче защиты видеoinформации помехи подаются в канал утечки и суммируются с видеосигналом.

Предложен способ формирования маскирующей помехи, состоящей из маскирующих видеокадров для статической видеoinформации, которая учитывает особенности синхронности.

Синхронное накопление сигнала. Ряд сигналов (например, видео, цифровой) являются синхронными. При наличии информации о периоде сигнала есть возможность его синхронного накопления и улучшения отношения сигнал/шум [1, с. 70 – 78].

Накопление заключается в суммировании выборочных значений (импульсов) наблюдаемого колебания, которое в общем случае представляет смесь сигнала и шума [2, с. 157]. При обработке (синхронном накоплении) статических видеокадров их амплитуды складываются синхронно по линейному закону, т.е. при накоплении N кадров амплитуда видеосигнала увеличивается в n раз. При несинхронном накоплении шумов, не сформированных в шумовой видеокадр, их амплитуда складывается по среднеквадратичному закону, т.е. при аналогичном времени, соответствующем накоплению n видеокадров, амплитуда шумового маскирующего сигнала увеличится в $\sqrt{n}$ раз.

Время накопления видеокадра (T , с), находящегося в статике (неподвижное изображение), равно количеству накопленных кадров, то есть:

$$T = nt_{\text{кадр}}, \quad (1)$$

где n – количество накопленных кадров; $t_{\text{кадр}}$ – длительность одного кадра видеосигнала, с.

Выигрыш, определяемый отношением сигнала накопленных синхронных статических кадров к сигналу накопленных несинхронных шумов $n/\sqrt{n} = \sqrt{n}$. К примеру, если за 1 секунду накапливается 25 кадров, выигрыш отношения сигнал/шум равен 5.

Покажем синхронное накопление на примере зашумленного изображения. Производим накопление зашумленных изображений и нормируем итоговое изображение.

В показанном примере сигнал помехи представляет собой динамически изменяющийся белый шум, который был различен для каждого из 50 изображений. Рисунок 2 представляет один из таких кадров.



Рис. 1. Исходное изображение



Рис. 2. Зашумленное изображение

После накопления 50 кадров (рис. 3) статического изображения с динамическим шумом получаем более четкое изображение. Стоит отметить, что 50 кадров при частоте видеосъемки 25 кадров в секунду – это всего лишь 2 секунды видеосигнала – позволяют улучшить отношение сигнал/шум и выделить элементы исходного изображения. Рисунок 4 иллюстрирует синхронно накопленные 300 изображений в динамическом шуме.



Рис. 3. Изображение после 50 синхронных накоплений



Рис. 4. Изображение после 300 синхронных накоплений

Аналогично статическая картина наблюдается на экранах компьютеров. Только придание статических свойств видеосигнала маскирующей помехе исключает выделение сигнала видеокadra из шумов.

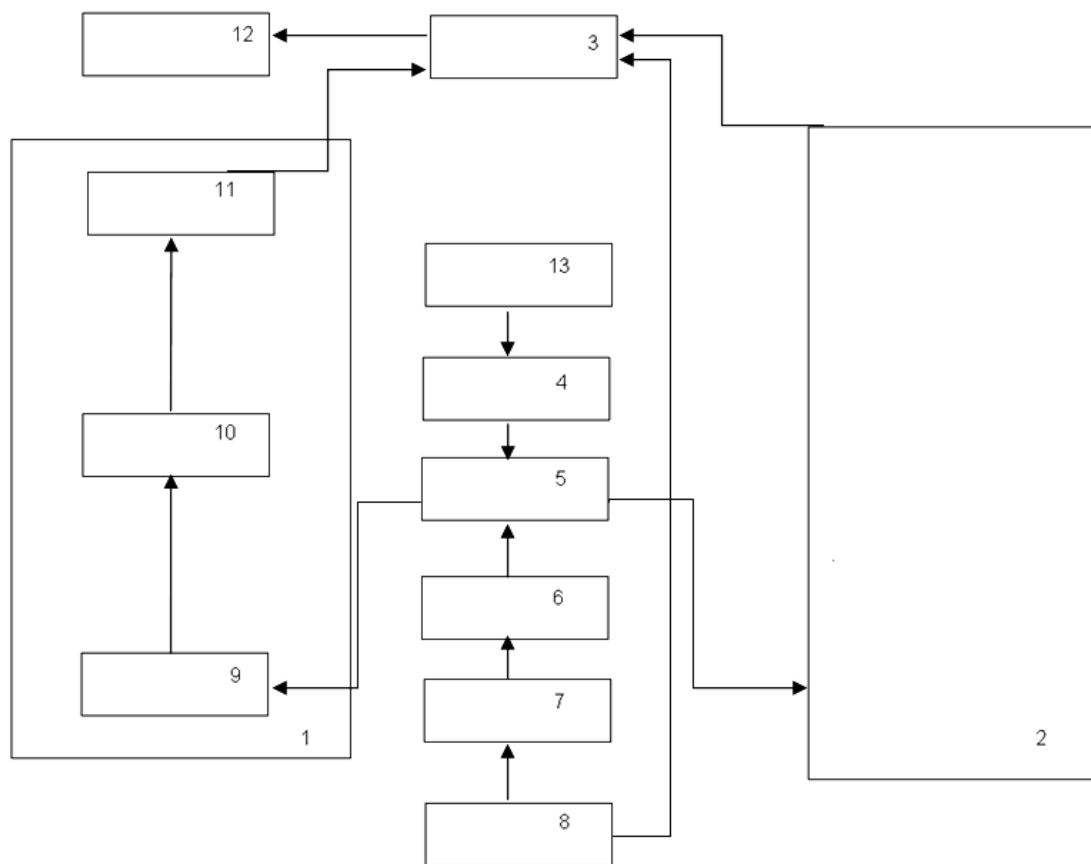
Формирование статической маскирующей помехи. Качественное маскирование видеосигналов активными помехами требует создания широкополосных шумовых сигналов, используемых, например, в качестве генераторов маскирующих помех, адаптируемых к свойствам маскируемых сигналов. Маски-

рующие активные помехи должны с максимальной эффективностью затруднять обнаружение сигналов при минимальных энергетических ресурсах [3, с. 14 – 18], чтобы не нарушать требования по электромагнитной совместимости. Видеосигналы являются синхронными. Это позволяет их накапливать. Маскирующие их шумы таким свойством не обладают [4, с. 55 – 58].

Известен ряд генераторов шума, из которых, например, «Гном-3» – генератор шума, стационарный для защиты помещений и объектов электронно-вычислительной техники от утечки конфиденциальной информации за счет побочных электромагнитных излучений компьютеров и другой оргтехники [5]. Приведенный генератор и аналогичные ему не учитывают синхронность данных и не дают возможность формирования синхронных с маскируемым сигналом статических маскирующих помех для достижения положительного технического эффекта.

Возникла задача сформировать требования к маскирующим шумам, которые, так же как и видеосигнал, должны обладать свойством синхронности.

Схема возможной реализации предложенного способа представлена на рисунке 5.



сти 4 получает сигнал аппаратного генератора шумового сигнала 13, который по своим характеристикам должен обеспечивать качество шума в соответствии с нормативными требованиями.

Опишем работу формирователя маскирующей помехи видеосигнала.

Сигнал хаотической импульсной последовательности от формирователя хаотической импульсной последовательности 4 поступает на вход формирователя шумового RGB видеокadra 5.

Формирователь ХИП включает ограничитель уровня (компаратор), установленный на заданный уровень срабатывания. При переходе снизу-вверх шумового сигнала и превышении его заданного положительного уровня компаратор на выходе выдает прямоугольный импульс, длительность которого равна времени превышения заданного уровня шумовым сигналом. Аналогичный компаратор срабатывает при переходе заданного отрицательного уровня сверху-вниз. Средняя длительность импульсов ХИП регулируется величиной установленного уровня компаратора.

Преимущество импульсов ХИП заключается в следующем: расширяется полоса маскирующего сигнала, так как сформированные импульсы ХИП заполняют полосу минимум в три раза шире аналогового шумового сигнала.

От генератора синхросмеси 6 поступает сигнал синхросмеси, в результате чего на выходах формирователя шумового RGB видеокadra присутствует полный виде шумовой сигнал, который поступает на входы формирователей накопленного шумового видеокadra 1 и 2. Шумовой RGB видеокادر обладает теми же параметрами синхронизации, что и маскируемый сигнал.

Работа генератора синхросмеси 6 синхронизируется генератором синхронизации 7, генерирующим кадровую частоту видеосигнала f_k , Гц, и частоту управления переключением синхронного переключателя 3 f_n , Гц:

$$f_n = \frac{f_k}{n}, \quad (2)$$

где n – количество кадров.

Генератор синхронизации 7 может работать в автономном режиме либо в режиме внешнего запуска от внешнего синхронизатора 8. Внешним синхронизатором может быть сигнал от генератора кадровой частоты маскируемого видеоустройства. Генератор синхронизации одновременно выдает сигнал частоты $\frac{f_k}{n}$ на

управляемый вход синхронного переключателя 3. Подаваемый от формирователя шумового RGB видеокadra сигнал подается на синхронный накопитель шумовых RGB видеокadres. Накопленные шумовые видеосигналы в синхронном накопителе шумовых RGB видеокadres 9 нормируются по амплитуде, фиксируются запоминающим устройством накопленных шумовых видеокadres и воспроизводятся устройством 11. Сигнал устройства 11 представляет собой маскирующую помеху. Синхронный переключатель 3 поочередно выбирает один из двух каналов, в котором сформирована помеха, воспроизведение устройством 11 сигнала помехи в канале утечки обеспечивает маскирование.

Цель синхронного накопления и запоминания – создать статический, неподвижный на экране виде шумовой кадр, предназначенный для маскирования сигнального статического (неподвижного на экране) видеосигнального кадра. При маскировании статического видеокadra динамическим (подвижным) хаотическим виде шумовым кадром не обеспечивается надежное маскирование.

При перехвате излучения статического видеокadra его накапливают. Синхронное накопление обеспечивает линейное увеличение амплитуды виде шумового сигнала, то есть

$$U_{\text{ши}} = n \cdot U_{\text{ки}}, \quad (3)$$

где $U_{\text{ши}}$ – амплитуда сигнала накопленных виде шумовых n кадров, В; $U_{\text{ки}}$ – амплитуда сигнала одного виде шумового кадра, В.

При накоплении подвижных хаотических виде шумовых кадров увеличение амплитуды виде шумового кадра $U_{\text{ши}} = \sqrt{n} \cdot U_{\text{ки}}$.

Таким образом, при накоплении n кадров маскирование ухудшается в η раз:

$$\eta = \frac{\sqrt{n} U_{\text{кидин}}}{n U_{\text{кистат}}} = \frac{U_{\text{кидин}}}{\sqrt{n} U_{\text{кистат}}} = \eta \frac{U_{\text{кидин}}}{U_{\text{кистат}}}, \quad (4)$$

где $\eta = \frac{1}{\sqrt{n}}$.

Формирование маскирующей помехи видеосигнала для затруднения обработки зашумленных видеокadres, сигналов звукового сопровождения и цифровых последовательностей формируем из шумовых сигналов хаотической импульсной последовательности. Это обеспечивает маскирование статиче-

ских видеокадров, расширяет полосу маскирующей помехи. При обработке (синхронном накоплении) статических видеокадров их амплитуды складываются синхронно по линейному закону, т.е. при накоплении N кадров амплитуда видеосигнала увеличивается в n раз. При несинхронном накоплении шумов, не сформированных в шумовой видеокадр, их амплитуда складывается по среднеквадратичному закону, т.е. при аналогичном времени, соответствующем накоплению n видеокадров, амплитуда шумового маскирующего сигнала увеличится в $\sqrt{n}$ раз.

Для обеспечения адаптивности маскирующего кадра свойствам видеокадра необходимо маскирующей помехе придать свойства синхронности, аналогичной видеосигналу: во-первых, генерацией сигналов синхросмеси (строчных, кадровых импульсов); во-вторых, синхросмесь шумового сигнала формируют синхронно с синхросмесью видеосигнала. Это реализуют генерацией импульсов синхронизации сигналов синхросмеси. В предложенном формирователе маскирующей помехи видеосигнала свойства маскирующей помехи и свойства сигнала становятся адаптивными.

Закключение. Формирование маскирующей помехи видеосигнала обеспечивает защиту видеоинформации от утечки по техническим каналам. Сформированная активная помеха подается в канал утечки информации и складывается с маскируемым видеосигналом.

Предложен способ формирования маскирующего RGB видеокадра, которые накапливаются и подаются в канал утечки.

Формирование маскирующей помехи видеосигнала предложенным способом учитывает особенности видеосигнала и обеспечивает лучшее качество маскирования с учетом этих особенностей:

1) формирование шумового RGB видеокадра является синхронным с маскируемым сигналом, что обеспечивается синхронизацией от внешнего синхронизатора или работой генератора синхронизации в автономном режиме по заданным параметрам;

2) накопление и воспроизведение шумового сигнала в канале утечки производится в статическом режиме, то есть шумовой видеосигнал, так же как и маскируемый, накапливаются в равной мере, что позволяет затруднить выделение видеосигнала путем синхронного накопления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Харкевич, А.А. Борьба с помехами / А.А. Харкевич. – 2-е изд., испр. – М.: Наука; Гл. ред. физмат. лит., 1965. – 275 с.
2. Денисенко, А.Н. Статистическая теория радиотехнических систем / А.Н. Денисенко. – М.: АРИ, 2007. – 200 с.
3. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко [и др.]; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
4. Железняк, В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб пособие / В.К. Железняк. – СПб.: ГУАП, 2006. – 155 с.
5. «Гном-3» – генератор шума, стационарный [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.infosec.ru/shop/guard_info/pemin/gnom3.

Поступила 16.07.2012

FORMATION OF DISGUISED INTERFERENCE PROTECTION FROM VIDEO LEAKS THROUGH TECHNICAL CHANNELS

V. ZHELEZNYAK, A. BARKOV

We propose a method of forming a masking noise to protect the signal from leaking through technical channels. Video has a number of unique features to consider when solving the problem of leakage protection through technical channels. The aim is to protect the video signal leakage through technical channels. The problem is solved creating active masking noise that fed on the leak. The proposed method takes into account the masking features such as its timing signal due to the presence clock, static and dynamic video frames. The possibility of simultaneous storage of video in the presence of data synchronization is shown. Accumulation of static images, which significantly improves the signal to noise ratio is conducted. The necessity of creating a synchronous static noise to mask the video frames is shown. We propose a method of forming a masking motion.

МАТЕМАТИКА

УДК 519.71, 612.82

SEMANTIC RETRIEVAL AND CLASSIFICATION
OF WEB PAGES USING FRAMES AND NEURAL NETWORKSA. LINKEVICH
(Polotsk State University)

Vectors of Hilbert space are used to represent (hyper) texts. Instead of a basis of the space, a frame is constructed so as to represent particular semantic units that could be relevant for a given specific domain. It is suggested to use Kohonen's neural networks for unsupervised classification of texts. A special emphasis is put on handling information saved in the WWW.

1. Introduction

It is a growing tendency that knowledge is saved on the Internet. However this information is computer-retrievable but hardly accessible without human interpretation. It is therefore of great importance to design computer systems able not only to provide a user with information from the Internet, but also to extract and employ the knowledge represented in the WWW.

Currently, retrieval of information saved on the Internet is accomplished with search engines that performs spidering the Web. High coverage of Web pages over the WWW as a whole is the main goal of general-purpose Web search engines, i.e. the aim is to find as many distinct Web pages as possible. In contrast, domain-specific search engines pursue the objective to find Web pages of a particular kind or on a particular topic.

Retrieval of specified information is also required for the automated creation of Web-based knowledge bases. In order to automatically populate such a knowledge base with information available on the WWW, it is necessary to accomplish semantic retrieval and classification of Web pages. There is also a variety of other applications of trainable text classifiers such as browsing assistants, information filtering systems, etc.

The problem of text (document) classification can generally be posed as follows (for an introduction into the subject see, e.g. [1; 2]). Given a set of classes $C = c_1, \dots, c_L$ and a document d consisting of words $w_1, \dots, w_n$, it is required to assign the document to a certain class $c^* \in C$ that is most probable. To this end, some features are used as the ground of classification. In principle, one can admit any function of the document and the class, $f_i(d, c)$, to be a feature.

The classification of Web pages mainly rests on the so-called *bag-of-words* or *unigram* document representation when each word in the document is regarded as a separate feature, the classifier ignores the sequence of words in the document and relies on statistics about single words [1]. Most of learning algorithms rely on the *multi-variate Bernoulli* model which uses a Boolean variable to encode the presense of a particular word in the document. The *multinomial* model deals with integer word counts, words are treated as "events", and the document is viewed as a collection of these events. The second method outperforms the first one on several data sets [2].

There are a number of supervised learning algorithms used for text classification, to wit: naive Bayes, k-nearest neighbor, support vector machines, boosting, rule learning algorithms, maximum entropy. (For an introduction into a general framework of learning algorithms for classification see, e.g. [1; 3].) However, not a single technique consistently outperforms the others throughout the variety of particular domains.

The aim of this paper is twofold. The first objective we pursue is to show (in Section 3) that semantic retrieval and classification of texts can be treated with the help of frames outlined in the next section. The general idea of analysis of the meaning of information in terms of some semantic factors represented in Hilbert space by vectors of a frame has been put forward in [4], while here we focus on ways of semantic treatment of texts with special emphasis on handling Web pages. Further, in Section 4, we pose the problem of exploring an unknown Web server as a task of the unsupervised classification that can be accomplished with the help of Kohonen's neural networks.

2. Frames

A natural approach to semantic treatment of a text would be to make a kind of analysis of its meaning in terms of some semantic factors (units, elements, or something the like). To this end, it could be relevant to represent (encode) words, phrases, sentences, texts as well as the above semantic factors by vectors of some Hilbert space H called the *semantic space* [4]. However, it is hardly possible to form such a set of semantic factors in which all the elements are independent of one another. Accordingly, vectors assigned to represent such

semantic factors will appear linearly dependent, and they cannot constitute a basis of the space H . A possible way out is to employ a more general construction, *frame*, instead of *basis*. (More precisely, we use generalized frames as they are defined in [5 – 7]).

A *frame* in Hilbert space H is a set of vectors $|h_a\rangle \in H, a \in A$ such that the *metric operator*

$$G = \int_A d\mu_a |h_a\rangle\langle h_a|$$

with a Borel measure μ_a is invertible, i.e. there exists an operator T such that $TG = I$. Symbolically, $T = G^{-1}$. Vectors of a frame $|h_a\rangle \in H, a \in A$ and vectors of the *reciprocal (dual) frame* $|h^a\rangle \in H, a \in A$, where

$$|h_a\rangle = T|h^a\rangle, \quad \forall a \in A,$$

jointly provide *resolution of unity*:

$$I = \int_A d\mu_a |h_a\rangle\langle h^a| = \int_a d\mu_a |h^a\rangle\langle h_a|. \quad (1)$$

The two forms of the latter decomposition (1) enable one to introduce the two kinds of the transform of vectors. So, if we expand a vector $|u\rangle \in H$ over the reciprocal frame $|h^a\rangle \in H, a \in A$ so that

$$|u\rangle = \int_A d\mu_a u_a |h^a\rangle$$

then the components $u_a = \langle h_a | u \rangle$ are expressed through the vectors of the original frame $|h_a\rangle \in H, a \in A$. This transformation performs *analysis* of the vector $|u\rangle$ in terms of the frame vectors so that the inner product $u_a = \langle h_a | u \rangle$ separates from the vector $|u\rangle$ such a "detail" that is described by the frame vector $|h_a\rangle$. Namely, the quantity $|u_a|^2$ measures how much of the element $|h_a\rangle$ is contained in the vector $|u\rangle$ [5; 8]. Similarly, *synthesis*, or reconstruction, of vectors represents the inverse map $u_a, a \in A \mapsto |u\rangle$.

Obviously, the second kind of the transform is to take the representation

$$|u\rangle = \int_A d\mu_a u^a |h_a\rangle.$$

Then the coefficients are $u^a = \langle h^a | u \rangle$.

The prevailing case is when the label variable a can take on only discrete values from some set A and vectors $|h_a\rangle$ are determined by their coordinates $h_{ai} = \langle e_i | h_a \rangle$ with respect to a countable orthonormal basis $|e_i\rangle, i = 1, 2, \dots$. Then the problem of construction of frames is posed as follows. *Given* components $h_{ai}, a \in A, i = 1, 2, \dots$ of vectors $|h_a\rangle \in H, a \in A$ it is *required* to calculate components $h_i^a, a \in A, i = 1, 2, \dots$ of vectors $|h^a\rangle \in H, a \in A$ so as to provide the resolution of unity. An *algorithm* of direct computing these h_i^a consists of the following steps: (1) compute matrix elements of the metric operator G_{jk} ; (2) find matrix elements T_{ij} of the operator T ; (3) find components h_i^a .

3. Using Frames for Semantic Retrieval and Classification of Web Pages

For *semantic retrieval* of information pertaining to a given specific subject, we employ a set of some *semantic units* $\sigma_a, a \in A$ that represent all relevant particular meanings of information in all feasible forms and manners. For humans, any semantic unit can be explained, e.g., with the help of definitions and example sentences. For computer systems, special ontologies are produced.

Each semantic unit σ_a is associated with a vector $|\sigma_a\rangle \in H$ of a Hilbert space H called the *semantic space*. One can compose vector $|\sigma_a\rangle$ so as

$$|\sigma_a\rangle = p \tilde{w}_1 |a\rangle, \dots, p \tilde{w}_M |a\rangle^T,$$

where $p \tilde{w}_i |a\rangle$ is the probability for word $\tilde{w}_i$ to occur in a "typical" text corresponding to the unit σ_a , and $\tilde{w}_1, \dots, \tilde{w}_M$ are words from a special vocabulary $\tilde{W}$. (More precisely, $p \tilde{w}_i |a\rangle$ is not a probability, but its

estimate determined by the average frequency of appearance of the word in appropriate texts. Generally, by word $\tilde{w}_i$ one can imply a proper word of any language and any word group that has a certain particular meaning.)

Any document d is represented in the same way by a vector $|d\rangle \in H$.

Generally, the vectors $|\sigma_a\rangle \in H, a \in A$ can occur linearly dependent. Accordingly, they can not be taken as basis vector of the space. However, under proper conditions we can treat them as elements of a frame and construct the reciprocal frame $|\sigma_a\rangle \in H, a \in A$, which allows to accomplish analysis and synthesis of meanings.

Namely, one can expand vector $|d\rangle \in H$ over the reciprocal frame so as

$$|d\rangle = \int_A d\mu \ a \ s_a \ d \ |\sigma_a\rangle.$$

Here the coefficient $s_a \ d$ measures how much of the semantic unit σ_a is represented in the document d , and this quantity will be referred to as the (semantic) *capacity* of the (semantic) unit σ_a in the document d .

The task of a particular semantic retrieval of information is specified by indicating desired values for the semantic capacities as follows: find the set $D_a = \{d \in D : s_a \ d \in S_a, \forall a \in A\}$ of all documents d from a repository D such that their semantic capacities $s_a \ d$ take values from given prescribed sets S_a .

For ordinary text documents, the ground of classification is the content of the document (e.g., the set of words it contains). In contrast, the WWW provides diverse sources of information: (1) the full text of pages, (2) the text in titles and headings, (3) the text associated with the hyperlinks, (4) the text in neighboring pages, (5) the file organization provided by URLs. Accordingly, different kinds of classifiers can be designed. However, not a means appears able to cope with Web pages with sufficient accuracy [2], and combining different approaches could be promising. Obverse that the vector associated in our approach with a document can incorporate data obtained from any source of information about the contents of the document (words in the main body of a hypertext, words in its title, heading, hyperlinks, keywords, abstract, annotations, etc.). In particular, the power of the method increases by combining it with annotating the contents of Web pages supported by SHOE and XML.

A peculiarity of information structured in the Web is that “hyperlinks encode a considerable amount of latent human judgement” [9]. So, the creator of a Web page p , by including a hyperlink to a page q , has a certain *authority* on q , whereas a *hub* page points to multiple relevant authorities. It seems perfectly reasonable to associate each of authorities with a vector included in a frame of the semantic space. Then the user is provided with facilities to search for Web pages that are close, to a certain prescribed degree, to particular chosen authorities.

4. Unsupervised Learning for Agents Exploring Web Servers

Let us suppose that a user encounters a Web server and wonders what kind of information the server can provide. The straightforward wandering along hyperlink paths and browsing all the hypertexts can appear too time consuming, exhausting and does not ensure reaching satisfactorily complete and reliable conclusions. How to classify Web pages when there is ignorance what kinds of information can be represented on them? In this section this issue of efficient exploring an unknown Web server is addressed and treated as the task of unsupervised classification of hypertexts saved on the server.

We consider employment of Kohonen’s self-organizing topology-preserving neural networks that are based on the cluster analysis and deal with sequences of statistical samples as follows (see [10] and references therein).

Every input signal $x \ t \in R^M, t=1,2,\dots$ is fed to all neurons. Each neuron is characterized by a reference (or “codebook”) vector $r_i \ t \in R^M$ connected with its states. The input is compared with all $r_i \ t$ and the best-matching neuron m , the “winner”, is determined so that $d[x \ t, r_m \ t] = \min_{i=1,\dots,N} d[x \ t, r_i \ t]$ where $d \cdot, \cdot$ is some metric. Further, some neighborhood of neurons $N_m \ t$ is determined around the winner. The states of the neurons from the neighborhood $N_m \ t$ are updated so as to decrease the distance between $x \ t$ and $r_i \ t$. The Kohonen’s network is specified by the iterated map

$$r_i \ t+1 = r_i \ t + \alpha \ t \cdot [x \ t - r_i \ t], \quad \forall i \in N_m \ t,$$

where $\alpha \ t$ is monotonically decreased during the learning. All the other neurons are left intact, i.e. $r_i \ t+1 = r_i \ t, \forall i \notin N_m \ t$.

The learning process produces an ordered map of inputs to states of the network such that the reference vectors $r_i \ t$ approximate the probability density function of the entering signals $p \ x$ in the sense of a

minimal residual error. In particular, if the distribution $p(x)$ is clustered then the reference vectors r_i, t describe these clusters.

If the network is used for classification of some patterns (samples) then each class is normally represented by several reference vectors. Moreover, the borders between the classes turn out to be optimized so as to minimize the errors of misclassification. As a result, the majority of the reference vectors appear placed at the class borders where probability distributions of adjacent classes can intersect one another. In contrast, the number of the reference vectors within a class depends crucially on the variance of samples in the class so that a very dense class can be represented by a single vector, whereas a class with a large variance requires more vectors to settle inside the domain in order to accurately delineate the border.

Heterogeneous vectors can also be handled. So, one part could constitute the pattern (signal) by itself, while the second part would furnish some additional, e.g., symbolic, information pertaining to the signal.

Based on our above consideration, one can suggest a procedure of text classification that includes the following steps. (1) Each document $d \in D$ is represented by a vector $|d\rangle = d_1, d_2, \dots, d_n^T \in H$ composed of, e. g., estimates of the probability distribution function $p(\tilde{w}_i | d)$ for word $\tilde{w}_i \in \tilde{W}$ to appear in the document d , i. e. $d_i = p(\tilde{w}_i | d)$. (2) The components of each of these vectors $|d\rangle$ are put into a machine for the unsupervised classification (like the Kohonen's neural network) as the input signal $x_t, t=1, 2, \dots$. (3) Operation of the classifier results in clusters of documents that are close to one another in the sense of the metric incorporated in the classifier. (4) The vector corresponding to the center of a cluster can naturally be included in a frame of the space H .

Conclusions

In this paper we addressed some issues of semantic treatment of (hyper) texts that appears of great concern as the WWW becomes the information source of paramount importance. Our results might be useful for development of Web spiders and search engines, Web-based knowledge bases, interface assistants and so on. To implement such systems, one needs a special vocabulary similar to computer ontologies (such as CYC), while to combine them with AI systems based on the ontologies, just the same vocabularies should be shared. Yet another approach to joining different systems is to produce particular appropriate ontologies and/or vocabularies and converters (translators) between them. In this connection, it may occur beneficial to employ the so-called "Regularized" English-Like Language (RELL) [4] which enables one to convey the meaning of information including situations when there is no ontology. RELL can also appear fruitful to handle the grammatical organization of texts, which is, generally speaking, essential to cope with their semantic treatment because the representation of a document as a bag of words is a highly impoverished vision of texts.

In a sense, we made in this paper two steps: the first one deals with the supervised classification of texts, while the second pertains to the unsupervised learning. From another point of view, the first task amounts, in essence, to analysis of information in terms of predefined semantic factors (meanings), while the second issue constitutes, in fact, categorization of information and elaboration of meanings. What is worth apparently doing further is to try to join and integrate these two stages.

REFERENCES

1. Mitchell, T. Machine Learning (Wiley, New York, 1997).
2. Craven M., DiPasquo D., Freitag D., McCallum A., Mitchell T., Nigam K., Slattery S. In: Proc. of the Fifteenth National Conf. on Artificial Intelligence (AAAI-98), 1998. – P. 509 – 516 (AAAI Press, Madison, WI); Artificial Intelligence, 2000.
3. Duda R.O., Hart P.E. Pattern Classification and Scene Analysis (Wiley, New York, 1973).
4. Linkevich A.D. Nonlinear Phenomena in Complex Systems, 2000, 3, 253.
5. Kaiser G. A Friendly Guide to Wavelets (Birkhauser, Boston, 1994).
6. Linkevich A.D. Nonlinear Phenomena in Complex Systems, 2000, 3, 135.
7. Linkevich A.D. Mathematical Methods and Models for Investigation of Neurodynamical Mechanisms of Cognitive Processes (IEC/PSU, Minsk/Novopolotsk, 2001).
8. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets (SIAM, Philadelphia, 1992).
9. Kleinberg J. Proc of the Ninth ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms, San Francisco, 1998, P. 25 – 27.
10. Kangas J.A., Kohonen T.K., Laaksonen J.T. IEEE Trans. Neural Networks, 1990, 1, 93.

Received 28.06.2012

УДК 519.245

СГЛАЖИВАНИЕ ГИСТОГРАММ ДИСКРЕТНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

А.Н. ЛЫСЮК, канд. техн. наук, доц. С.С. ДЕРЕЧЕННИК
(Брестский государственный технический университет)

Рассмотрена задача формирования эмпирического распределения для соотношения двух дискретных величин с переменным знаменателем. Перечислены основные проблемы, возникающие при использовании классических методик. Показан фрактальный эффект, присутствующий на итоговой гистограмме, указаны причины его возникновения. Сформулирован теоретический алгоритм решения этой проблемы, предложена версия его реализации для вычислительной машины. Основная идея предлагаемого подхода заключается в генерировании методом Монте-Карло множества значений, по которым строится итоговая гистограмма, устраняющая все перечисленные недостатки классических методик. Важным фактором является то, что генерирование значений осуществляется в рамках некоторого диапазона, границы которого рассчитываются на первом шаге алгоритма. В результате экспериментального сравнения классической и предлагаемой методики показано преимущество последней. В качестве дополнения предложен способ оценивания параметров получаемых эмпирических распределений, основанный на статистике интервальных данных.

Введение. В настоящее время в Брестском государственном техническом университете проводится ряд исследований, направленных на совершенствование методики расчета учебной нагрузки кафедр и эффективное перераспределение трудового (преподавательского) ресурса [1]. Так как главным фактором, влияющим на объем учебной нагрузки, является количество обучающихся студентов, возникает частная задача прогнозирования данного показателя, который из-за наличия событий отчисления/восстановления, является случайной величиной.

При исследовании процессов отчисления/восстановления в качестве анализируемой величины было принято соотношение y_i количества отчисленных/восстановленных студентов на академическом потоке к общему количеству студентов:

$$y_i = \frac{m_i}{n_i}, \quad i = 1, 2, \dots, L, \quad (1)$$

где m_i – количество отчисленных/восстановленных студентов; n_i – общее количество студентов; L – общее количество анализируемых академических потоков.

Однако в процессе исследования возникла следующая проблема: в связи с тем, что академические потоки на различных специальностях и курсах неоднородны по численному составу, то для анализа данных неприменимы классические методы математической статистики [2]. На рисунке 1 показан результат применения общепринятой методологии, основанной на построении гистограмм.

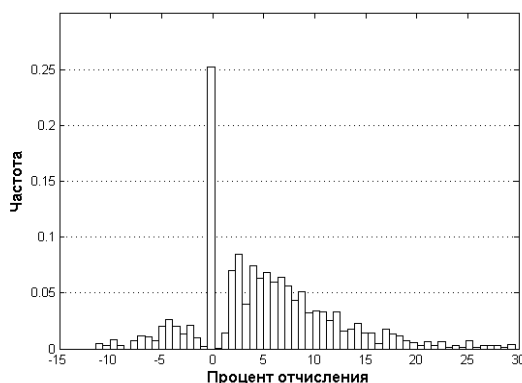


Рис. 1. Гистограмма процента отчислений

По данной гистограмме сложно делать предположения относительно истинной природы искомого распределения. Так, видно, что для нулевого значения соответствующая частота максимальна, тогда как для значений, находящихся рядом с нулевым, частота имеет локальные минимумы. Это обусловлено наличием фрактального эффекта у подобных распределений, как показано далее.

Использование методов непараметрической статистики, в частности ядерного сглаживания [3], также не позволяет избавиться от указанного эффекта, поскольку данный подход не учитывает конкретных значений n_i . Следует отметить, что данная проблема может возникнуть не только в социальных сферах, но и в производственных задачах, что свидетельствует о ее актуальности. Для решения данной задачи необходим принципиально новый подход, который и представлен в данной работе.

Постановка задачи

Объект – некоторая неделимая сущность, которая может находиться в определенном состоянии. В приведенном выше примере понятию объект соответствует отдельный студент, который может быть отчисленным, восстановленным либо ни тем, ни другим (нейтральным).

Группа – набор из числа n_i объектов, для которого известно количество m_i «особых» (не нейтральных) объектов в рамках рассматриваемой группы.

Композиция групп – совокупность из нескольких групп для которой: $n_{cp} = \sum n_i$, $m_{cp} = \sum m_i$, где индексы i соответствуют группам, входящим в рассматриваемую композицию.

Исходная выборка – выборка, состоящая из значений y_i , рассчитанных по формуле (1).

Итоговая выборка – выборка, на основании которой производится анализ: строятся гистограммы, делаются предположения и т.д. Для классической методологии исходная и итоговая выборки тождественны.

Сформулируем основное свойство, которому должна удовлетворять итоговая выборка.

Свойство масштабирования – эмпирическое распределение, полученное из итоговой выборки, которое должно быть применимо не только для отдельных групп, но и для их композиции. В частности, это означает, что выборочное среднее итоговой выборки должно быть равным

$$\bar{y} = \sum_{i=1}^L m_i / \sum_{i=1}^L n_i. \quad (2)$$

Таким образом, исходная задача заключается в нахождении итоговой выборки для имеющегося набора групп, представленных целыми по своей природе значениями m_i и n_i . Причем в общем случае $n_i \neq n_j$ при $i \neq j$, что отличает данную задачу от задач, для которых может быть найдено дискретное распределение, а именно:

1) в исходной выборке отсутствует информация о размерах групп n_i , для которых рассчитывается соотношение y_i , тем самым теряется существенная для анализа информация;

2) исходная выборка не удовлетворяет свойству масштабирования. Поясним этот момент на примере двух групп, для которых $n_1 = 6$, $m_1 = 2$, $n_2 = 4$, $m_2 = 2$ соответственно. Из (1) получаем $y_1 = 1/3$ и $y_2 = 1/2$, откуда выборочное среднее значение будет равным $(1/3 + 1/2)/2 = 5/12$, что не будет соответствовать ожидаемому значению $(m_1 + m_2)/(n_1 + n_2) = 2/5$;

3) данное распределение не может быть сведено к дискретному по двум причинам. Первая причина показана на рисунке 2, на котором изображен типичный фрактал дискретного распределения соотношения двух дискретных величин (ДВ), где значения n_i и m_i берутся равномерно на интервале от 0 до 100. В частности, как и в случае решаемой выше задачи с анализом отчисления, видны пики в значениях 0 и 1, так как им соответствует максимальное количество возможных рациональных дробей. Данный эффект будем называть *фрактальным*.

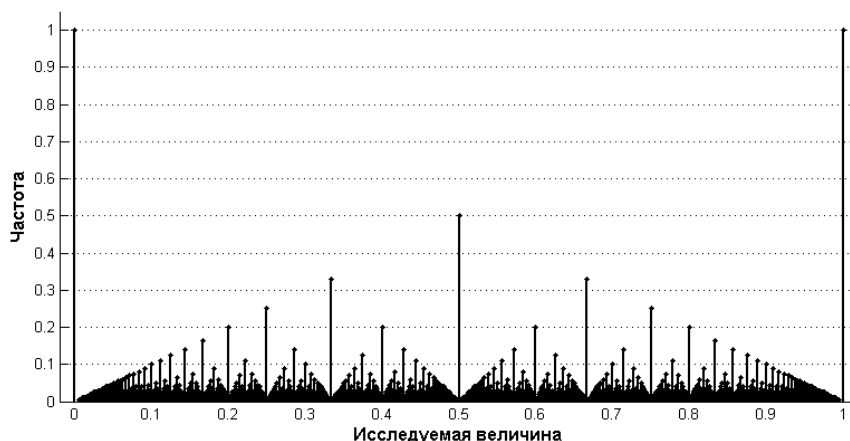


Рис. 2. Фрактальное дискретное распределение соотношения двух дискретных величин

Вторая причина заключается в том, что при попытке использования полученных дискретных значений y_i для вычисления m_i мы неизбежно будем сталкиваться с дробными величинами, которые необходимо округлять;

4) при построении гистограммы будут наблюдаться локальные пики, связанные, как уже упоминалось выше, с фрактальным эффектом (см. рис. 1 и 2).

Таким образом, итоговая выборка должна:

- удовлетворять свойству масштабирования;
- отражать информацию о величине n_i ;
- устранять фрактальный эффект;
- сводиться к исходной выборке в случае одинаковых значений n_i .

Последнее требование фактически сводит классический вариант решения задачи в частный случай, что, на наш взгляд, является еще одним достоинством предлагаемой методики.

Математическая модель и методика формирования итоговой выборки

Предлагаемая методика основывается на предположении о непрерывности исходного закона распределения $g(y)$ исследуемой величины y . В этом случае значениям n_i и m_i соответствует не отдельное дискретное значение y_i , а некоторый интервал, границы которого определяются по следующей формуле:

$$y_i \in \left(\frac{m_i - 0,5}{n_i}; \frac{m_i + 0,5}{n_i} \right). \quad (3)$$

В основе этой формулы лежит простое выражение $m_i = [n_i \cdot y_i]$, где квадратные скобки соответствуют операции округления до ближайшего целого. Очевидно, что данному выражению удовлетворяет не одно, а множество значений y_i из интервала, определяемого по формуле (3).

Для построения $g(y)$, воспользуемся его представлением в виде композиции нескольких распределений:

$$g(y) = \sum_{i=1}^L C_i g_i(y), \quad (4)$$

где C_i – вещественные коэффициенты.

В качестве $g_i(y)$ используем равномерные распределения с границами, определяемыми из (3). На выбор данного типа распределения повлияли следующие теоретические предпосылки:

- равномерное распределение будет приводить к устранению фрактального эффекта, показанного на рисунке 2;
- при неизвестном распределении нельзя заранее утверждать, какое из значений y является более вероятным, а какое – менее вероятным, тем самым равносильны все допущения;
- математическое ожидание y_i должно быть равным m_i/n_i (см. свойство масштабируемости), что справедливо в случае равномерного распределения;
- как известно, ошибка округления подчиняется равномерному распределению [4].

Для определения значений C_i запишем свойство масштабируемости в следующем виде:

$$E g(y) = \frac{\sum_{i=1}^L m_i}{\sum_{i=1}^L n_i} = \frac{\sum_{i=1}^L E g_i(y) \cdot n_i}{\sum_{i=1}^L n_i}, \quad (5)$$

где $E \square$ – математическое ожидание случайной величины.

Из данного уравнения на основании свойства суммирования математических ожиданий [4] получаем следующие значения коэффициентов C_i :

$$C_i = n_i / \sum_{i=1}^L n_i. \quad (6)$$

Сформулируем общий алгоритм нахождения итогового распределения:

шаг 1: из исходного набора групп, представленных своими значениями n_i и m_i , по (3) вычисляются интервалы равномерного распределения $g_i(y)$;

шаг 2: по (6) рассчитываются значения коэффициентов C_i ;

шаг 3: на основании (4) производится объединение полученных на шаге 1 функций равномерного распределения.

Рассмотрим далее, каким образом на основании непрерывного распределения $g(y)$ построить итоговую выборку. Для этого необходимо разыграть случайную величину y на соответствующем распределении по методу Монте-Карло. Как известно, для композитного распределения метод разыгрывания может быть применен к каждой составляющей с последующим объединением полученных результатов [5]. Таким образом, каждый интервал с равномерным распределением будет представлен своим набором ДВ. Согласно (4), количество ДВ для соответствующего интервала должно быть пропорционально значению C_i . Как видно из (6), данному условию удовлетворяют следующие значения: n_i , $2n_i$, $3n_i$ и т.д.

Отметим, что итоговую выборку можно получить из исходного набора групп без предварительного построения непрерывного распределения, а соответствующий алгоритм примет следующий вид:

шаг 1': из исходных наборов групп по (3) вычисляются интервалы равномерного распределения величины y ;

шаг 2': на каждом из полученных интервалов $k \cdot n_i$ раз ($k \in N$) осуществляется разыгрывание случайной величины y ;

шаг 3': полученные на шаге 2' результаты розыгрыша для всех i объединяются в одну общую выборку, которая и является итоговой.

Сформированная таким образом выборка может быть использована в дальнейшем для построения гистограммы, проверки гипотез, нахождения среднего значения, дисперсии и т.д.

Процесс формирования выборки и построения ее гистограммы представлен на рисунках 3, а и 3, б, где рассматриваются три группы, для которых интервалы равномерного распределения отмечены на рисунке 3, а темным фоном. В каждом из интервалов проводится разыгрывание случайной величины (результаты розыгрышей показаны черными штрихами). Полученные значения объединяются в одну выборку (рис. 3, б), для которой показана возможная гистограмма.

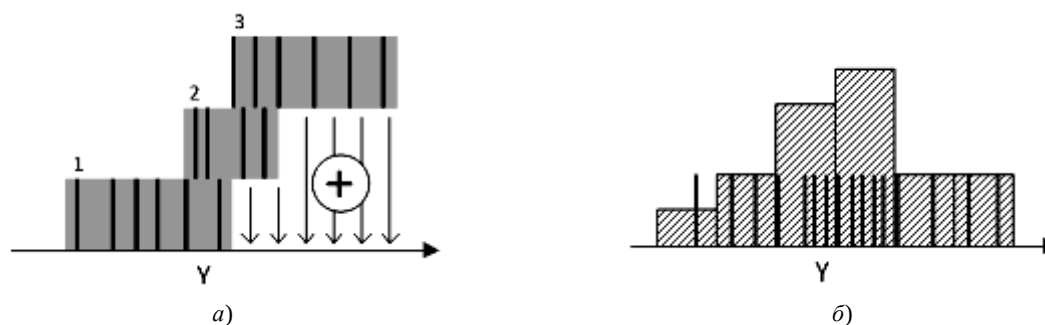


Рис. 3. Процесс формирования выборки и построения ее гистограммы:
а – иллюстрация методики формирования выборки; б – итоговая гистограмма

Объем итоговой выборки определяется следующим образом:

$$S = k \sum_{i=1}^L n_i, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (7)$$

где значение константы k определяется на втором шаге алгоритма.

Очевидно, что объем итоговой выборки будет гораздо больше объема исходной выборки. В связи с этим может возникнуть ошибочное мнение о том, что в данной задаче используются известные методы «размножения выборки», такие как метод «складного ножа» или «бутстреп-метод» [6], которые на основании одной выборки формируют целый класс похожих выборок. К сожалению, данные методы на практике оказываются бессмысленными, так как не дают исследователю никакой дополнительной информации [7].

В предложенной методике увеличение размера выборки вызвано попыткой смоделировать теоретически построенную модель, в которой учитывается дополнительная информация об интервалах и размерах групп. Поэтому ее сложно отнести к классу методов «размножения выборки». Как будет показано далее, с помощью данного подхода удастся достичь лучших по сравнению с классическими методиками результатов.

Сравнение методик

Проведем сравнение классической методики построения эмпирического распределения с предложенной методикой. В качестве исследуемого набора групп сгенерируем согласно таблице, представленной ниже, две последовательности, в первую из которых войдут значения n_i , а во вторую – m_i . После генерации соответствующих выборок построим их гистограммы с увеличенным количеством интервалов. Гистограммы приведены на рисунке 4, где также показана линия известного теоретического распределе-

ния. Даже визуально заметно преимущество предлагаемого подхода: полученное эмпирическое распределение во втором случае лучше согласуется с теоретическим распределением, чем в первом.

Наименование параметра	Значение параметра
Количество групп (L)	200
Минимальный размер группы ($\min\{n_i\}$)	40
Максимальный размер группы ($\max\{n_i\}$)	100
Распределение размера групп	Экспоненциальное с математическим ожиданием, равным 10
Теоретическое распределение y	Нормальное с математическим ожиданием, равным 0,1, и среднеквадратическим отклонением, равным 0,02

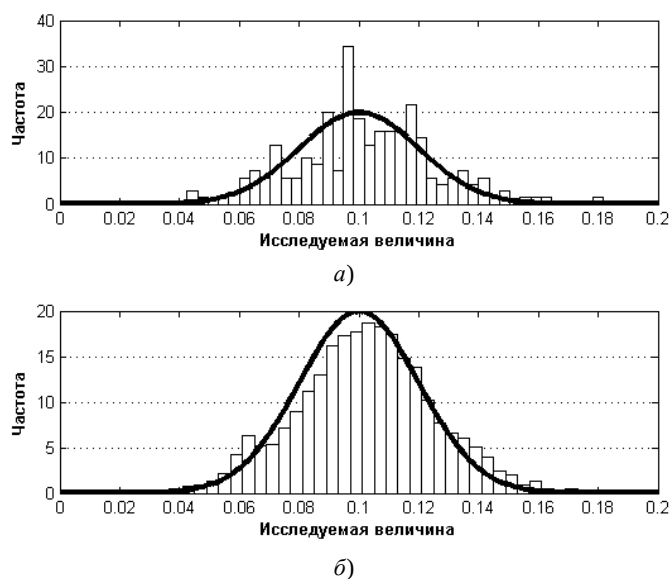


Рис. 4. Сравнение двух методик:
классической (а) и предлагаемой (б)

Дадим точечную оценку математического ожидания: для первого случая она составит 0,1025; для второго – 0,1024. Полученные значения весьма далеки от значения 0,1, заявленного нами при генерации выборок (см. таблицу). Интервальное оценивание также не дает удовлетворительного результата: $0,1025 \pm 0,0001$ при уровне доверия 0,95. Следовательно, можно сделать вывод, что операция округления приводит к искажению исходного теоретического распределения, поэтому очевидно необходимы другие подходы к оцениванию параметров распределения.

В качестве основы для оценивания воспользуемся сравнительно новым направлением в области математической статистики – статистикой интервальных данных.

Оценивание параметров распределения

Статистика интервальных данных отличается от классической статистики тем, что оперирует не числами, а интервалами [8]. Такая парадигма основана на представлении о неточности измерений, погрешностей в округлениях и др. Так, очевидно, что в результате округления получаются не истинные значения, а приближенные (формула (2)), которые и формируют результирующую выборку.

$$y_i = x_i + \varepsilon_i, \quad i = 1, 2, \dots, L, \quad (8)$$

где x_i – истинное значение некоторой величины; y_i – соответствующее приближенное значение; ε_i – погрешность оценки.

Статистика $R_n \rightarrow R_1: f(y)$, рассчитанная для приближенных значений, в общем случае отличается от статистики $R_n \rightarrow R_1: f(x)$, рассчитанной для истинных значений. Тем самым ставится задача оценивания $f(x)$ по $f(y)$, для чего в статистике интервальных данных вводится базовое понятие – *нотна*.

Нотной называют максимальную разницу между $f(y)$ и $f(x)$:

$$N_{f, y} = \sup |f(y) - f(x)| = \sup \left| \sum_{1 \leq i \leq n} \frac{\partial f}{\partial x_i} \varepsilon_i + O(\Delta^2) \right|. \quad (9)$$

Средний квадрат ошибки для некоторой статистики равен

$$\max M f(y) - a^2 = \frac{\sigma^2}{n} + N_f^2 y + o\left(\Delta^2 + \frac{1}{n}\right). \quad (10)$$

В отличие от классических формул, при возрастании объема выборки средний квадрат ошибки не будет стремиться к нулю, откуда следует два важных вывода:

- 1) статистика является смещенной оценкой и для нахождения доверительного интервала необходимо учитывать значение нотны;
- 2) нет необходимости в безграничном увеличении размеров выборки с целью нахождения лучшей оценки.

Рассмотрим пример оценивания математического ожидания на основе выборочного среднего.

Оценкой математического ожидания является выборочная средняя, которая записывается в виде

$$f_y = \frac{\sum_{i=1}^S y_i}{S}, \quad (11)$$

где S – общий объем итоговой выборки, вычисляемый по (7).

Из (9) находим значение нотны для выборочного среднего:

$$N_f y = \frac{\sum_{i=1}^L n_i \cdot \left(\frac{0,5}{n_i}\right)}{S} = \frac{0,5L}{S}. \quad (12)$$

Выражение в скобках представляет собой математическое ожидание ошибки округления ε_i для соответствующего интервала. Таким образом, значение нотны определятся размерами исходной и итоговой выборок. Интервальная оценка математического ожидания в данном случае будет следующей:

$$\left(f_y - A_\gamma - \frac{0,5L}{S}; f_y + A_\gamma + \frac{0,5L}{S} \right), \quad (13)$$

где $A(\gamma)$ – границы с доверительной вероятностью γ , определяемые из распределения Стьюдента или нормального распределения.

Как правило, $0,5L/S \gg A(\gamma)$, поэтому в практических задачах для оценки математического ожидания можно пользоваться следующей формулой:

$$\left(f_y - \frac{0,5L}{S}; f_y + \frac{0,5L}{S} \right). \quad (14)$$

Для приводимого выше примера значение нотны будет равным 0,0098. Следовательно, интервальная оценка математического ожидания будет равна $(0,1024 \pm 0,0098)$, что согласуется с теоретическим распределением. Как показывают результаты 1000-кратного численного моделирования, выборочное среднее изменяется в рамках интервала $(0,0957; 0,1047)$, значит, реальное значение нотны в два раза меньше рассчитанного по (14). Причиной этого явилась специфика распределения размеров отдельных групп, что требует проведения дополнительных исследований.

Отметим, что данный подход может быть с успехом использован для оценивания других статистик: дисперсии, моды, коэффициента вариации и т.д.

Заключение

В данной работе была предложена новая методика решения задачи анализа соотношения двух ДВ. Данная задача является достаточно распространенной на практике и, к сожалению, способы ее решения зачастую приводят к негативным результатам, к которым можно отнести: отсутствие масштабируемости (невозможности обобщить результат для композиции групп) и наличие фрактального эффекта, который приводит гистограммы к виду «гребенки».

В качестве решения предлагается математическая модель в виде непрерывного распределения величины соотношения. Данное распределение представляет собой композицию равномерных распределений с определяемыми границами. Такая композиция полностью устраняет фрактальный эффект. Коэффициенты, участвующие при формировании итогового распределения, позволяют использовать его не только для групп, но и для композиций групп, что соответствует свойству масштабируемости.

Предложен алгоритм формирования итоговой выборки, основанный на использовании метода Монте-Карло. Для работы данного алгоритма требуются только наборы исходных ДВ, а также генератор случайных чисел. Дополнительно предложен способ оценивания статистик по итоговой выборке, теоретической основой для которого служит статистика интервальных данных.

В ходе сравнительного анализа классической и предложенной методик была продемонстрирована несостоятельность первой из них. В результате использования данной методики для анализа отчисления студентов была получена гистограмма, представленная на рисунке 5.

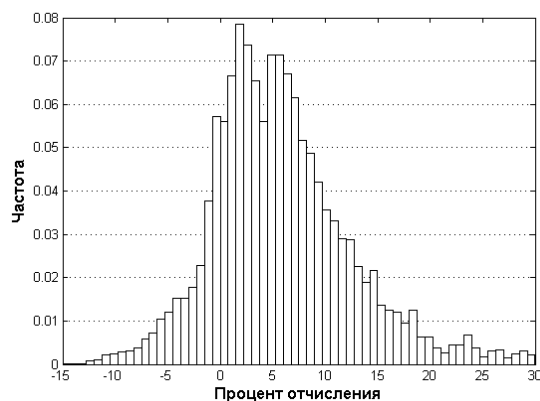


Рис. 5. Бимодальное распределение отчисления студентов

На данной гистограмме отчетливо видно бимодальное распределение, которое соответствует теоретическим предпосылкам. Кроме того, выборочное среднее, равное 0,0577, соответствует средней отчислимости по вузу. Среди недостатков предлагаемой методики стоит отметить значительное увеличение размера выборки и, как следствие, вычислительной сложности. Самый простой способ преодоления данного недостатка заключается в случайном отборе нескольких значений из итоговой выборки. Другой недостаток заключается в необходимости реализовывать соответствующее программное обеспечение для работы с такими данными, так как ни в одном из стандартных математических пакетов таких функций не предусмотрено.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизация расчета объема учебной работы кафедр / С.С. Дереченник [и др.] // Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств: сб. материалов V междунар. науч.-техн. конф., Новополоцк, 29 – 30 мая 2008 г.: в 3-х т. – Новополоцк: ПГУ, 2008. – Т. III. – С. 287 – 289.
2. Управление качеством продукции. Инструменты и методы менеджмента качества / С.В. Пономарев [и др.]; под общ. ред. С.В. Пономарева – М.: РИА «Стандарты и качество», 2005. – 248 с.
3. Bowman, A.W. Applied Smoothing Techniques for Data Analysis / A.W. Bowman, A. Azzalini. – New York: Oxford University Press, 1997. – 193 p.
4. Гмурман, В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие для вузов / В.Е. Гмурман. – 9-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2003. – 479 с.
5. Ермаков, С.М. Метод Монте-Карло и смежные вопросы / С.М. Ермаков. – 2-е изд. – М.: Наука, 1975. – 471 с.
6. Эфрон, Б. Нетрадиционные методы многомерного статистического анализа / Б. Эфрон. – М.: Финансы и статистика, 1988. – 263 с.
7. Орлов, А.И. О реальных возможностях бутстреп как статистического метода / А.И. Орлов // Заводская лаборатория. – 1987. – Т. 53, № 10. – С. 82 – 85.
8. Орлов, А.И. Прикладная статистика: учебник / А.И. Орлов – М.: Изд-во «Экзамен», 2004. – 656 с.

Поступила 16.07.2012

SMOOTHING HISTOGRAM OF DISCRETE DISTRIBUTIONS WITH MONTE CARLO METHOD

A. LYSIUK, S. DERECHENNIK

We have considered the task of forming the empirical distribution for the two discrete variables ratio with a varying denominator. The main problems that arise when using classical methods were listed. Fractal effect, which is present at the final histogram, has been shown, and we explained the reasons for its occurrence. We have formulated a theoretical algorithm of this problem, and we have also offered its version for computers. The main idea of the approach is generate a set of values using the Monte Carlo method. These values are used to construct the final histogram. The resulting histogram eliminates all the classical methods' disadvantages. Experimental comparison has showed that the proposed method is better than the classical method. In addition, we have proposed a method to estimate the parameters of the final empirical distributions. This method is based on the statistics for data having interval.

ФИЗИКА

УДК 537.533; 621.384

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЯДА В СКРЕЩЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ И МАГНИТНОМ ПОЛЯХ: ОСНОВНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ И ПРОСТЕЙШИЕ АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

канд. техн. наук, доц. В.Т. БАРЧЕНКО, Е.А. ПЕТРОВА
(Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»);
канд. физ.-мат. наук, доц. В.Г. ЗАЛЕСКИЙ
(Полоцкий государственный университет)

Представлены результаты моделирования основных характеристик газовых разрядов в скрещенных электрическом и магнитном полях с катодным и анодным падением потенциала. Рассмотрена картина физических явлений как на электродах, так и в межэлектродном пространстве. Описаны инженерные аналитические модели, обладающие физической прозрачностью, которые несмотря на свою простоту достаточно хорошо описывают экспериментальные данные.

Введение. Получение высококачественных тонкоплёночных слоёв различных материалов является одной из актуальных задач технологии изготовления различных элементов микроэлектронной техники [1]. Метод получения плёнок ионным распылением обладает целым рядом достоинств, что обуславливает необходимость разработки теории магнетронных распылительных систем (МРС), в частности разработки теории процессов в скрещенных электрическом и магнитном полях.

Магнетронные системы относятся к системам распыления диодного типа, в которых распыление материала происходит за счёт бомбардировки поверхности мишени ионами рабочего газа (например, аргона), образующимися в плазме аномального тлеющего разряда. Высокая скорость распыления, характерная для этих систем, достигается увеличением плотности ионного тока за счёт локализации плазмы у распыляемой поверхности мишени с помощью сильного поперечного магнитного поля [2].

Принцип действия МРС заключается в следующем: при подаче постоянного напряжения между мишенью (отрицательный потенциал) и анодом (положительный потенциал) возникает неоднородное электрическое поле и возбуждается аномальный тлеющий разряд. Эмитированные с поверхности катода под действием ионной бомбардировки электроны захватываются магнитным полем и совершают сложное циклоидальное движение по замкнутым траекториям у поверхности мишени. Тем самым электроны оказываются как бы в ловушке, созданной магнитным полем, возвращающим электроны на катод, и поверхностью мишени, отталкивающей электроны.

Электроны циркулируют в этой ловушке до тех пор, пока не произойдёт несколько ионизирующих столкновений с атомами рабочего газа, в результате которых электрон потеряет энергию, полученную от электрического поля. Таким образом, большая часть энергии электрона, прежде чем он попадёт на анод, расходуется на ионизацию и возбуждение, что должно приводить к возрастанию концентрации положительных ионов вблизи анода. Также наличие магнитной ловушки исключает нагрев подложки высокоэнергетичными вторичными электронами.

Основными рабочими характеристиками магнетронных систем являются: напряжение на электродах, ток разряда, плотность тока ионов и удельная мощность на катоде-мишени, величина индукции и структура магнитного поля, род и рабочее давление плазмообразующего вещества.

Магнетронные системы относятся к низковольтным системам распыления. Напряжение питания, как правило, не превышает 1000 В. Рабочее напряжение на катоде-мишени, составляет 300...700 В. На мишень обычно подаётся отрицательный потенциал, а анод имеет нулевой потенциал (для более полного улавливания вторичных электронов можно подать на анод небольшое смещение – 40...50 В).

Напряжение на разряде зависит от многих факторов: тока разряда, давления рабочего газа, индукции магнитного поля, конфигурации магнетронной системы, мощности источника питания и т.п. Плотность тока на мишени достаточно высока. Так, для системы с плоским катодом она может достигать 200 мА/см² (в центре зоны распыления плотность тока может быть значительно выше). Значения удельной мощности в магнетронных системах достигают 100 Вт/см². Предельная мощность определяется условиями охлаждения мишени и теплопроводностью распыляемого материала. Магнетронная распылительная система может работать в диапазоне давлений от 0,01 до 1 Па и выше. Индукция магнитного поля у поверхности мишени составляет 0,03...0,1 Т.

При расчётах магнетронных систем обычно пренебрегают ионным током в тёмном катодном пространстве, что, как правило, аргументируется малостью концентрации ионов [3].

В данной работе критически анализируется приведенное выше утверждение.

В работе не рассматривается тонкая структура темного катодного пространства, что вероятно, может внести некоторую погрешность. Также погрешность могут вносить не учитываемые в моделях некоторые виды столкновений.

Модели разрядов в скрещенных электрическом и магнитном полях

Свойства конкретной газоразрядной системы в сильной степени зависят от области, в которой имеет место наибольшее падение напряжения. По этому признаку можно выделить следующие модели разряда: разряд с анодным падением потенциала и разряд с катодным падением потенциала [4].

Каждая из моделей имеет свои характерные особенности, во многом определяющие возможность и эффективность их применения в технике. Кроме того, существует также модель разряда, в которой присутствуют слои как прикатодного, так и прианодного объёмного заряда, сочетающие в себе элементы двух предыдущих моделей.

Модель разряда Пеннинга

Для анализа данной формы разряда наиболее удобно рассмотреть систему с цилиндрическим анодом и катодами, показанную на рисунке.

Магнитное поле направлено вдоль оси разряда. В прианодной области ток течёт поперёк магнитного поля, поэтому разряд Пеннинга характеризуется высоким напряжением горения (порядка нескольких киловольт). Диапазон давлений газа составляет $10^{-6} \dots 10^{-3}$ мм рт. ст. Ток разряда – до 1 А. В широком диапазоне давлений газа анодный ток разряда при заданном значении индукции магнитного поля пропорционален давлению. С другой стороны, при фиксированном давлении с ростом индукции магнитного поля анодный ток разряда сначала растёт, а затем остаётся неизменным [5].

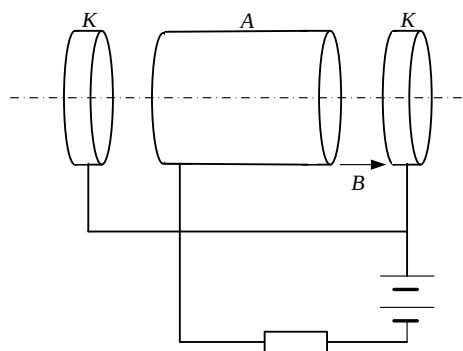
Вышеперечисленные свойства позволяют определить некоторые возможности применения пеннинговского разряда:

- низкие давления газа и большие потенциалы в разряде Пеннинга приводят к сильному ускорению ионов, что позволяет применять разряд в качестве источника ионов;
- линейная зависимость тока разряда от давления газа обуславливает применение такого типа разрядов для измерения давления;
- разряд можно применить как эффективный ионный насос (так как ионы можно выводить из разряда).

Исследование механизмов формирования данного разряда при низких давлениях проводилось достаточно полно, в связи с чем имеется возможность довольно точно представить физическую картину происходящих в нём процессов [4].

Важнейшей частью разряда является область прианодного падения потенциала (анодный слой), так как в ней происходит большая часть актов ионизации, необходимых для поддержания разряда. В этом слое существует сильное радиальное электрическое поле, в котором электроны, дрейфующие в азимутальном направлении в скрещенных электрическом и магнитном полях, в результате редких столкновений с атомами сравнительно медленно движутся к аноду, ионизируя при столкновениях атомы. В прианодном слое падает почти всё напряжение разряда. Ионы движутся из слоя почти радиально к оси разряда (имея довольно большую кривизну траектории), при этом они приобретают энергию порядка единиц килоэлектронвольт. Выйдя из слоя, ионы начинают совершать колебания внутри анодной полости, отражаясь от потенциального барьера, которым является для них слой. Область вне слоя находится практически под потенциалом катодов, и величина напряжённости электрического поля здесь очень мала. Ионы, сталкиваясь с атомами, ионизуют их и создают плазму во всём объёме. В осевом направлении ионы движутся с тепловой скоростью (соответствующей комнатной температуре); попадая на катод, ионы выбивают вторичные электроны. Часть ионов нейтрализуется на катодах, часть – отражается.

Выбитые из катодов вторичные электроны осциллируют вдоль осевого направления, отражаясь от сравнительно небольших (порядка 100 В) падений потенциала, и в конце концов попадают на катоды. Эти электроны не могут попасть на анод, так как в объёме разряда вне анодного слоя радиальное электрическое поле отсутствует. Лишь небольшая доля ($\sim 5 \dots 10$ %) этих электронов попадает в анодный слой из-за наличия радиального поля у концов анода. Таким образом, электрический ток на аноде замыкается электронами, а на катодах – как путём нейтрализации ионов, так и при выбивании вторичных



Цилиндрическая разрядная система

электронов. Что касается потерь заряженных частиц, то они исчезают только на электродах. Если же анод имеет форму узкого кольца, то должна иметь место амбиполярная диффузия частиц к стенкам газоразрядной трубки.

Плотность анодного тока определяется концентрацией электронов в прианодном слое и их подвижностью в поперечном магнитном поле. Эксперименты [5] показали, что при давлениях ниже 10^{-3} мм рт. ст. подвижность имеет столкновительный характер, при больших давлениях необходимо прибегать к механизму аномальной утечки зарядов, обусловленной коллективными процессами (колебаниями в самосогласованном поле) в плазме при больших концентрациях заряженных частиц.

При малых давлениях несложно аналитически получить выражение для вольтамперной характеристики. В данных конкретных условиях можно считать, что плотность объёмного заряда ρ постоянна на всей протяжённости анодного слоя, тогда из уравнения Пуассона можно получить соотношение:

$$\rho = A \frac{E^2}{U_0}, \quad (1)$$

где U_0 – падение потенциала в слое; E – напряженность электрического поля.

Скорость дрейфа электронов в направлении электрического поля

$$V_{er} = C \frac{E}{B^2} v_{eg}, \quad (2)$$

где B – индукция магнитного поля; v_{eg} – частота столкновений электронов с атомами.

Если пренебречь вкладом ионов в объёмный заряд, для плотности анодного тока j_a можно записать:

$$j_a = D \frac{E^3}{U_0 B^2} v_{eg}. \quad (3)$$

Здесь постоянные A , C и D определяются используемой системой единиц.

В полученных выражениях частота столкновений пропорциональна давлению газа, следовательно, при изменении давления анодный ток должен меняться прямо пропорционально p , если не изменяется средняя напряжённость электрического поля в слое или если не изменяется средняя толщина слоя.

При движении электронов к аноду они также дрейфуют в азимутальном направлении со скоростью

$$V_{e\theta} = \frac{E}{B},$$

на несколько порядков превышающей скорость радиального дрейфа ($V_{\theta} = 3,5 \cdot 10^6$ см/с, $V_r = 3 \cdot 10^4$ см/с, при $i = 10^3$ мА). При этом соответствующий азимутальный ток

$$J_{\theta} = \frac{V_{\theta}}{V_r} J_a$$

не зависит от давления и гораздо больше анодного J_a , что подтверждается экспериментом [5].

В прианодном слое должна происходить интенсивная ионизация газа электронным ударом. Оценка подтверждает этот вывод: электрон движется в слое радиально со скоростью V_r , проходит его за время d/V_r и совершает $v_i d/V_r$ ионизаций (v_i – частота ионизации).

В центральной части разряда ионы колеблются радиально и могут создавать в центре разряда за счёт ионизации газа относительно большую концентрацию плазмы ($n_e = 10^{10}$ см $^{-3}$). Медленные ионы из этой плазмы уходят на катоды за счёт своей тепловой энергии, замыкая часть общего тока разряда. При увеличении давления концентрация вторичной плазмы возрастает, при дальнейшем росте давления анодный слой объёмного заряда перестаёт существовать, так как ионы вторичной плазмы нейтрализуют отрицательный объёмный заряд, при этом меняется механизм разряда.

Модель разряда с катодным слоем объёмного заряда

Некоторые технические применения разряда с катодным слоем объёмного заряда описаны во введении, там же описываются некоторые физические процессы, происходящие в разрядном промежутке. Этому виду разряда посвящено большое количество публикаций, что связано с его широким применением в технике [2; 4; 6]. Однако нельзя сказать, что существует однозначное описание физической картины явлений в данном разряде. Часто закономерности, характерные для разряда Пеннинга, переносятся и на разряд с прикатодным слоем объёмного заряда. Однако некоторые простые оценки для данного разряда противоречат теории разряда Пеннинга.

Рассмотрим модель разряда, считая, что основное падение разрядного напряжения сосредоточено в пределах катодного слоя пространственного заряда, иногда называемого темным катодным пространством (ТКП). Характеристики ТКП будут определять вид вольтамперной характеристики разряда. При моделировании будем предполагать, что поля являются однородными; преобладающий механизм выхода электронов из катода-мишени – вторичная ионно-электронная эмиссия; преобладающие столкновения: электронов с атомами – ионизация электронным ударом, ионов с атомами – резонансная перезарядка.

При написании уравнений будем использовать квазиодномерное приближение.

Для описания потоков электронов и ионов в ТКП можно использовать следующие соотношения:

$$E(x) = -\frac{d}{dx}U(x), \quad \frac{d}{dx}E(x) = \rho(x)/\epsilon_0, \quad \rho(x) = e(n_i(x) - n_e(x)), \quad \frac{d^2}{dx^2}U(x) = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_0},$$

$$j_i(x) + j_e(x) = j(x),$$

$$\vec{j}_e(x) = e\vec{V}_e(x)n_e(x), \quad (4)$$

$$\vec{j}_i(x) = e\vec{V}_i(x)n_i(x), \quad (5)$$

где $U(x)$ – потенциал в сечении x ; ϵ_0 – диэлектрическая постоянная вакуума; e – заряд электрона; $n_e, n_i, j_e, j_i, V_e, V_i$ – концентрации электронов, ионов, плотности тока электронов и ионов, скорости электронов и ионов в сечении x соответственно; j – суммарная плотность тока в сечении x .

В записанных уравнениях фигурируют средние скорости электронов и ионов. При наличии разброса скоростей (4) и (5) нужно будет записать в виде

$$j_e(x) = en_e(x) \int_0^\infty V f_e(V_e, x) dV_e,$$

$$j_i(x) = -en_i(x) \int_0^\infty V f_i(V_i, x) dV_i,$$

где $f_e(V_e, x), f_i(V_i)$ – функции распределения по скоростям для электронов и ионов соответственно.

Граничные условия можно представить следующим образом:

$$U(0) = U_k, \quad U(d_k) = 0, \quad \left. \frac{dU}{dx} \right|_{x=0} = 0, \quad (6)$$

$$j_e(0) = \gamma j_i(0), \quad (7)$$

где U_k – потенциал катода-мишени; γ – коэффициент вторичной ионно-электронной эмиссии (второй коэффициент Таунсенда).

Система координат выбрана следующим образом: $x = 0$ – катод, ось x направлена в сторону анода параллельно электрическому полю напряженностью E , перпендикулярно плоскости электрода (плоско-параллельная система электродов) и магнитному полю B , направленному вдоль оси z .

Вольтамперная характеристика области катодного падения напряжения (ТКП)

Анализ режимов работы ионно-плазменных устройств распыления показывает, что в большинстве случаев электроны проходят ТКП в прямопролетном режиме (без столкновений), а ионы – в режиме нескольких перезарядок, что соответствует так называемому режиму «сильного поля».

Для этого режима уравнение Пуассона будет иметь вид

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2} = \frac{1}{\epsilon_0}(n_e - n_i) = \frac{1}{\epsilon_0} \left(\frac{j_{e(x)}}{\sqrt{2\frac{e}{m_e}U(x)}} - \frac{j_{i(x)}}{b_n \sqrt{\frac{dU}{dx}}} \right), \quad (8)$$

где b_n – коэффициент подвижности ионов при определяющем влиянии процесса перезарядки; m_e – масса электрона.

Значение b_n можно оценить из соотношения

$$b_n = \frac{2}{3} \sqrt{2 \frac{e}{m_i n_a \sigma_n}},$$

где m_i – масса иона; n_a – концентрация атомов в слое; σ_n – сечение перезарядки.

Уравнение (8) в аналитических функциях не интегрируется. Однако можно предположить, что плотность пространственного заряда электронов существенно меньше, чем ионный объемный заряд. Указанное предположение основывается на том, что корень из массы иона в $43A^{0.5}$ раз больше корня из массы электрона (A – атомная масса иона), а плотность электронного тока в ТКП не превышает значения γ , которое в рассматриваемом случае не превышает 0,1.

С учетом сказанного, пренебрегая электронным объемным зарядом, уравнение (8) можно проинтегрировать, тогда для вольтамперной характеристики можно записать следующее выражение:

$$j = (1 + \gamma) \frac{10\sqrt{5}}{9\sqrt{3}} \frac{\epsilon_0}{d_{мкп}^{2.5}} b_n U_0^{1.5}, \quad (9)$$

где j – плотность разрядного тока; $d_{мкп}$ – ширина области темного катодного пространства; U_0 – разность потенциалов на слое.

Ширина тёмного катодного пространства

В технологических ионно-плазменных системах обычно индукция магнитного поля не превышает 0,1 Тл. При этих условиях плазма является замагниченной только по электронной компоненте, а ионы магнитного поля практически «не чувствуют».

Анализ экспериментальных данных показывает, что протяженность области ТКП сравнима с ларморовским радиусом электрона, что позволяет при оценочных расчетах не учитывать влияние магнитного поля на траектории электронов в области ТКП.

Если считать, что всё напряжение разряда приложено к области ТКП, и допустить применимость приближения фон Энгеля о линейности распределения напряжённости электрического поля, ширина тёмного катодного пространства может быть определена так, как это сделано в [8]:

$$d_{мкп} = \sqrt[5]{\frac{e}{m_i} \lambda_0 (4\epsilon_0)^2 (1 + \gamma)^2 \frac{U_c^3}{j^2 p}},$$

где λ_0 – длина свободного пробега иона относительно процесса перезарядки при единичном давлении; m_i – масса иона или атома.

Как видно из приведённого выше соотношения, ширина ТКП, кроме внешних характеристик разряда, зависит также от характеристик разрядного промежутка и материала катода (посредством второго коэффициента Таусенда γ). Однако в первом приближении можно рассчитать искомую ширину исходя из общих соображений.

Длина свободного пробега иона при давлении p может быть определена из соотношения

$$\lambda_i = \frac{1}{n_a \sigma_n} = \frac{kT_i}{\sigma_n},$$

где kT_i – средняя кинетическая энергия атомов рабочего газа. Сечение резонансной перезарядки можно оценить по следующей формуле:

$$\sigma_n = 6 \cdot 10^{-19} (1 - 0,06 \ln T_i)^2.$$

Протяженность слоя можно также оценить из выражения (9). Вместе с тем часто оказывается, что для оценки ширины слоя неплохие результаты дает оценка $d_{мкп}$, полученная в вакуумном приближении:

$$d_{мкп} = \sqrt{\frac{4\epsilon_0 \sqrt{2e/m_i} U_0}{9j_i}}.$$

Распределение электрического поля в ТКП

Сравнительно просто распределение электрического поля в ТКП можно получить, если в первом приближении не учитывать влияние магнитного поля и ионизирующие столкновения.

В одномерной постановке полная плотность электрического тока j , состоящего из тока электронов и тока ионов, сохраняется [3; 7]:

$$\frac{d}{dx} j = 0.$$

Плотности токов связаны с концентрацией и скоростями зарядов, и для данного одномерного случая их можно переписать в виде:

$$j_e(x) = -en_e(x)V_e(x),$$

$$j_i(x) = en_i(x)V_i(x).$$

При бесстолкновительном движении заряженных частиц их полная энергия, состоящая из кинетической и потенциальной, сохраняется:

$$\frac{m_e V_e^2}{2} + eU(x) = C_e, \quad (10)$$

$$\frac{m_i V_i^2}{2} + eU(x) = C_i. \quad (11)$$

Итак, пусть катод находится в точке $x = 0$ и поддерживается при потенциале U_k : $U(0) = U_k$. Потенциал на плазменной границе ТКП принимаем нулевым. Пусть поток заряженных частиц является моноэнергетическим и все электроны, вышедшие из катода, обладают нулевой энергией. Аналогично можно считать, что все моноэнергетические ионы, появляющиеся на границе ТКП, также обладают нулевой энергией. Из соотношений (10) и (11) находим $C_e = eU_k$ и $C_i = 0$. Следовательно, для скоростей заряженных частиц справедливы следующие представления [1]:

$$V_e(x) = \left[\frac{2e(U(x) - U_k)}{m_e} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ и } V_i(x) = \left[\frac{2eU(x)}{m_i} \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Таким образом, для плотности объемного заряда можно записать выражение:

$$\rho(x) = j_i(x) \left(\frac{m_i}{2eU(x)} \right)^{\frac{1}{2}} - j_e(x) \left(\frac{m_e}{2e(U_k - U(x))} \right)^{\frac{1}{2}}.$$

Ввиду отсутствия объемного размножения зарядов в слое, плотности тока ионов и электронов будут оставаться постоянными на всей протяженности слоя и будут равны соответственно плотностям тока на катоде:

$$j_i = \frac{1}{1+\gamma} j \text{ и } j_e = \frac{\gamma}{1+\gamma} j.$$

Уравнение Пуассона для электрического потенциала записывается в следующем виде [1]:

$$\frac{d^2}{dx^2} U(x) = -\frac{j}{(1+\gamma)\epsilon_0} \left[\left(\frac{m_i}{2eU(x)} \right)^{\frac{1}{2}} - \gamma \left(\frac{m_e}{2e(U_k - U(x))} \right)^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (12)$$

Уравнение (12) решается с граничными условиями (6), (7) и нулевым потенциалом на границе ТКП и позволяет найти первый интеграл в аналитических функциях:

$$\left(\frac{dU}{dx} \right)^2 = \frac{4j}{\epsilon_0(1+\gamma)} \left\{ \sqrt{\frac{m_i U(x)}{2e}} + \gamma \sqrt{\frac{m_e}{2e}} \left[\sqrt{U_k - U(x)} - \sqrt{U_k} \right] \right\}.$$

Полученное уравнение решается численно, и в результате получается практически квадратичное распределение потенциала, что подтверждает применимость приближения фон Энгеля для данной системы. Хотя и без вычислений видно, что второе слагаемое в правой части меньше в $(43\sqrt{A}/\gamma)$ раз.

Катодное падение напряжения

До настоящего времени мы не задавались вопросом о том, как оценить численное значение падения напряжения на ТКП. При строгом подходе к решению поставленной задачи необходимо принимать во внимание степень самостоятельности разряда в целом, а также энергетические затраты на выполнение этого условия. При точной постановке рассматриваемая задача весьма не тривиальна, так как в условиях низких давлений, строго говоря, ионы, приходящие на катод, могут генерироваться как в положительном столбе, так и в слое катодного падения напряжения. При этом соотношение между количеством ионов, поступающих на катод из плазмы и генерируемых в слое, будет зависеть при прочих равных условиях от тока разряда (через изменение значения $d_{\text{мкн}}$).

Наиболее просто значение U_k можно оценить в приближении сильного поля [8]. Условие самостоятельности тлеющего разряда в основном промежутке в принятой модели запишется следующим образом:

$$N_i(1 + \delta_i)\xi_2 = \gamma_{эф}^{-1},$$

где N_i – число ионов, образующихся в разряде в расчете на один электрон, выходящий из катода; δ_i – отношение числа ионов, инжектируемых в разрядный промежуток из вспомогательных источников, к числу ионов, генерируемых в нем; ξ_2 – доля ионов, попадающих на катод из разрядного промежутка:

$$N_i = \xi_1 \left[\frac{eU_p}{W_0} + \delta_e \frac{e(U_p + U_{en})}{W_0'} \right],$$

где e – заряд электрона; U_p – падение напряжения в основном разрядном промежутке; W_0 – средние затраты энергии на один акт ионизации электронным ударом при начальной энергии быстрого электрона eU_p ; W_0' – то же при начальной энергии быстрого электрона; $e(U_p + U_{en})$, eU_{en} – энергия электронов, входящих из вспомогательного разрядного промежутка в основной; ξ_1 – доля энергии, расходуемая быстрыми катодными электронами при столкновениях до их ухода из основного разрядного промежутка.

Из выражений, определяющих условия самостоятельности разряда, можно найти величину падения напряжения U_p в основном разрядном промежутке:

$$U_p = \frac{W_0}{e} \left[\frac{1}{\lambda_{эф}\xi_1\xi_2(1 + \delta_i)} - \delta_e \frac{eU_{en}}{W_0'} \right] \left(1 + \delta_e \frac{W_0}{W_0'} \right)^{-1}.$$

Полученное выражение для падения напряжения на разрядном промежутке фактически мало отличается от катодного падения напряжения, так как U_k в тлеющем разряде при низких давлениях не опускается ниже 200... 300 В, а в плазме локализуется разность потенциалов не более 20...30 В.

Закключение. Рассмотренные аналитические модели физических явлений как на электродах, так и в межэлектродном пространстве, несмотря на свою простоту, достаточно хорошо описывают экспериментальные данные и могут быть использованы для оценок ряда параметров разрядов в скрещенных полях. Тот факт, что при анализе не учитывались ионизирующие столкновения и влияние магнитного поля, должен вносить известную погрешность в полученные результаты. Модели, учитывающие указанные факторы, требуют отдельного рассмотрения. В рамках представленных моделей можно вполне принять линейность распределения электрического поля в пределах тёмного катодного пространства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Данилин, Б.С. Применение низкотемпературной плазмы для нанесения тонких пленок / Б.С. Данилин. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 264 с.
2. Кузьмичев, А.И. Магнетронные распылительные системы / А.И. Кузьмичев. – Киев: Аверс, 2008. – Кн. 1: Введение в физику и технику магнетронного распыления. – 244 с.
3. Данилин, Б.С. Получение тонких пленок методом ионного покрытия / Б.С. Данилин, В.И. Мазутенко // Зарубежная электроника. – 1978. – Вып. 2. – С. 3 – 57.
4. Грановский, В.Л. Электрический ток в газе. Установившийся ток / В.Л. Грановский; под ред. Л.А. Сена и В.Е. Голанта. – М.: Наука, 1971. – 543 с.
5. Shuurman, W. Investigation of a low pressure Penning discharge / W. Shuurman // Physica. – 1967. – V. 36, № 1. – P. 136 – 141.
6. Крейндел, Ю.Е. Плазменные источники электронов / Ю.Е. Крейндел. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.
7. Абрамов, И.С. Математическое моделирование приборов и устройств плазменной электроники / И.С. Абрамов, В.Т. Барченко. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999. – 72 с.
8. Барченко, В.Т. Ионно-плазменные технологии в электронном производстве / В.Т. Барченко, Ю.А. Быстров, Е.А. Колгин. – СПб.: Энергоатомиздат. – С-Петербург, 2001. – 332 с.

Поступила 10.07.2012

MODELLING CHARACTERISTICS OF THE GAS DISCHARGE IN CROSSED ELECTRICAL AND MAGNETIC FIELD: MAIN PHYSICAL PROCESSES AND BASIC ENGINEERING MODELS

V. BARCHENKO, E. PETROVA, V. ZALESSKI

The results of simulation of the basic gas discharge characteristics in crossed electric and magnetic fields with the cathode and anode potential drop are represented. Picture of the physical phenomena at the electrodes and electrode space are considered. Physical transparency engineering analysis models, which, despite their simplicity, present the experimental data fairly well, are described.

УДК 621.37.037

СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА «ТЕПЛОВОГО ШУМА»

А.О. БЕЗДЕЛЬ, канд. техн. наук, доц. В.Ф. ЯНУШКЕВИЧ
(Полоцкий государственный университет)

Представлены результаты теоретического анализа сверхразрешения источников излучения с помощью антенных решеток с использованием метода «теплового шума». Применены методы цифровой обработки, обеспечивающие эффективные характеристики подавления помех и высокие качества обработки радиолокационных сигналов. Приведены результаты исследований для одного и двух источников излучения. Проанализированы функции углового разрешения объектов. Даны рекомендации по уменьшению вычислительной сложности алгоритмов обработки. Модифицирован метод «теплового шума». Результаты исследований могут быть использованы в радиопеленгации и радиолокации.

Введение. Одной из важнейших задач радиолокационной станции (РЛС) как информационно-измерительной системы является измерение угловых координат источника излучения полезного сигнала, которое основано на определении направления прихода электромагнитных волн, излученных или отраженных целью.

Актуальность исследования обусловлена тем, что к современным РЛС предъявляют жесткие ограничения по массе, габаритным размерам и энергопотреблению, которые исключают применение мощных передающих устройств и ограничивают размеры полотна антенной решетки (АР). Наложение на малогабаритные РЛС данных ограничений, а также исключительная сложность электромагнитной обстановки приводят к новой, требующей детального исследования задаче синтеза на базе «малоэлементной» антенны алгоритмов цифровой обработки, обеспечивающих эффективные характеристики подавления различного рода помех и высокое качество обработки радиолокационных сигналов.

Теоретический анализ. Идея метода опирается на свойства адаптивной АР, критерием эффективности которой является величина отношения мощности сигнала к средней суммарной мощности внешней помехи и собственного шума на выходе (ОСШ). Допустим, что полезный сигнал, принимаемый АР, задается вектором S , а корреляционная матрица (КМ) помеховых сигналов описывается некоторой матрицей M . Без ограничения общности можно предположить, что амплитуда волны полезного сигнала и средняя мощность собственного шума в одном элементе АР равны единице. Тогда величина ОСШ на выходе равна

$$\eta = \frac{W^H S S^H W}{W^H M W}, \quad (1)$$

где W – весовой вектор обработки принимаемых сигналов.

Решение этой задачи хорошо известно [1 – 8].

Оптимальный весовой вектор адаптивной АР равен

$$W = M^{-1} S. \quad (2)$$

Адаптивная АР подавляет помеховые сигналы. Вместе с помеховыми сигналами подавляется и часть собственного шума. Это можно объяснить следующим образом. Собственный шум однороден в N -мерном сигнальном пространстве и его КМ равна $\sigma^2 E$. Любое направление в этом пространстве содержит долю шума.

Пусть внешний источник возбуждает в АР сигнальный вектор S . Некоторая доля шума, приходящая на этот вектор, добавляется к сигналу. Теперь, если АР подавляет вектор сигнала S , она неизбежно подавляет и эту часть собственного шума. В результате собственный шум становится неоднородным в N -мерном пространстве. Это значит, что собственный шум на выходе адаптивной АР несет информацию об угловых положениях источников. Метод «теплового шума» основан на анализе свойств собственного шума адаптивной АР.

Допустим, что в пространстве имеется некоторое количество помеховых источников, и АР, оценив КМ, использует для обработки сигналов весовой вектор (2). Вычислим величину мощности собственного шума P_0 на выходе системы. В результате получим, что

$$P_0 = W^H (\sigma^2 E) W = \sigma^2 [S^H \quad \varphi \quad M^{-2} S \quad \varphi]. \quad (3)$$

В качестве функции, которая обеспечивает угловое разрешение в методе «теплого шума», рассматривается величина, обратная мощности собственного шума P_0 , т.е.

$$\eta_2 \varphi = \frac{1}{S^H \varphi M^{-2} S \varphi}. \quad (4)$$

1. Допустим, что в пространстве имеется один источник. Этот пример полезно рассмотреть, хотя в случае одного источника вопрос об угловом разрешении не имеет смысла. В данном случае КМ принимает вид

$$M = \sigma_1^2 S \varphi_1 S^H \varphi_1 + \sigma^2 E. \quad (5)$$

На рисунке 1 изображена функция (4). Расчеты выполнялись для линейной эквидистантой АР с числом элементов $N = 16$ и полуволновым расстоянием между элементами. Предполагалось, что плоская волна от источника приходит по направлению нормали к АР, т.е. $\varphi_1 = 0$. Средняя мощность полезного сигнала и собственного шума в каждом элементе принимались соответственно $\sigma_1^2 = 1$, $\sigma^2 = 1$.

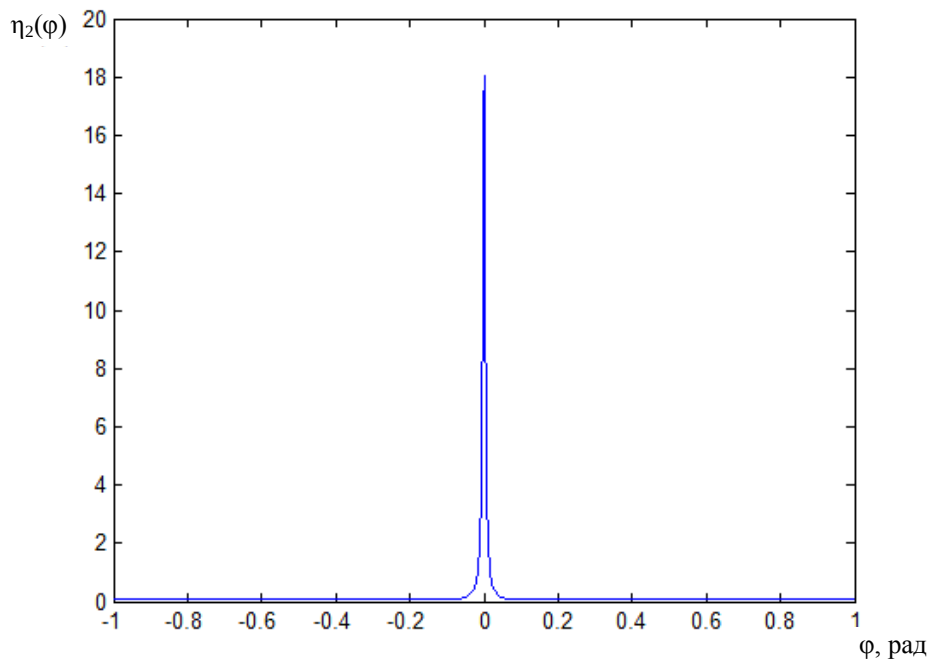


Рис. 1. Зависимость $\eta_2 \varphi = \psi \varphi$ при наличии одного источника

2. Допустим теперь, что в пространстве имеется два источника. Тогда КМ принятых сигналов принимает вид

$$M = \sigma_1^2 S \varphi_1 S^H \varphi_1 + \sigma_2^2 S \varphi_2 S^H \varphi_2 + \sigma^2 E. \quad (6)$$

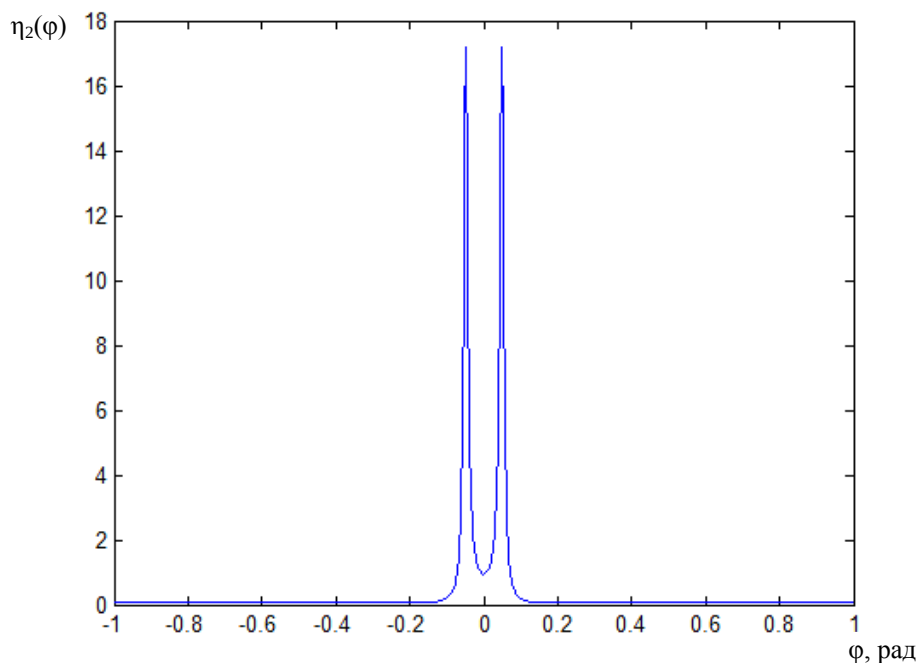
Предполагаем, что оба источника имеют одинаковые средние мощности в каждом элементе АР.

Полагаем, что отношение мощности сигнала одного источника к мощности собственного шума в каждом элементе равно единице, т.е. $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2 = 1$.

Углы прихода волн полагаем равными: $\varphi_1 = \pi/64$ и $\varphi_2 = -\pi/64$.

Как и прежде, предположим, что измерение углов прихода волн выполняется с помощью линейной эквидистантой АР из 16 элементов ($N=16$) и полуволновым межэлементным расстоянием ($d/\lambda = 0,5$). Зависимость $\eta_2 \varphi = \psi \varphi$ приведена на рисунке 2.

Из рисунка 1 максимум функции точно совпадает с направлением прихода волны источника излучения. На рисунке 2 видим два максимума, которые совпадают с направлениями прихода волн от двух источников, хотя источники находятся на расстоянии меньшем, чем ширина главного луча. Данный метод позволяет превысить релейевский предел разрешения.

Рис. 2. Зависимость $\eta_2 \varphi = \psi \varphi$ при наличии двух источников

В ходе анализа метода были найдены пути уменьшения вычислительной сложности данного алгоритма. Для уменьшения вычислительной сложности алгоритма можно воспользоваться симметричностью КМ, представленной на рисунке 3.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	1	0.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617	-0.2457	-0.5472	-0.8358	-1.1046	-1.3473
2	0.9763	1	1.9763	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617	-0.2457	-0.5472	-0.8358	-1.1046	-1.3473
3	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617	-0.2457	-0.5472	-0.8358
4	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617	-0.2457	-0.5472
5	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617	-0.2457
6	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676	0.0617
7	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648	0.3676
8	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463	0.6648
9	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053	0.9463
10	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359	1.2053
11	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324	1.4359
12	-0.2457	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903	1.6324
13	-0.5472	-0.2457	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059	1.7903
14	-0.8358	-0.5472	-0.2457	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763	1.9059
15	-1.1046	-0.8358	-0.5472	-0.2457	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1	1.9763
16	-1.3473	-1.1046	-0.8358	-0.5472	-0.2457	0.0617	0.3676	0.6648	0.9463	1.2053	1.4359	1.6324	1.7903	1.9059	1.9763	1

Рис. 3. Пример корреляционной матрицы

При вычислении КМ размерностью N необходимо вычислить N^2 элементов. При использовании же симметричности нам необходимо $2N-1$ вычислений. Также можно использовать симметричность этой матрицы при вычислении обратной КМ, которая также симметрична (рис. 4).

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	1	0.8549	-0.1400	-0.1315	-0.1200	-0.1056	-0.0887	-0.0697	-0.0491	-0.0273	-0.0049	0.0177	0.0398	0.0610	0.0808	0.0986
2	0.8549	1	0.8626	-0.1316	-0.1227	-0.1109	-0.0964	-0.0797	-0.0610	-0.0410	-0.0199	0.0016	0.0230	0.0439	0.0638	0.0822
3	-0.1400	-0.1316	1	0.8714	-0.1225	-0.1135	-0.1018	-0.0877	-0.0716	-0.0537	-0.0346	-0.0146	0.0057	0.0258	0.0454	0.0638
4	-0.1315	-0.1227	0.8714	1	0.8807	-0.1134	-0.1048	-0.0937	-0.0804	-0.0651	-0.0484	-0.0305	-0.0118	0.0071	0.0258	0.0439
5	-0.1200	-0.1109	-0.1225	0.8807	1	0.8893	-0.1053	-0.0974	-0.0873	-0.0750	-0.0610	-0.0456	-0.0291	-0.0118	0.0057	0.0230
6	-0.1056	-0.0964	-0.1018	-0.1048	0.8893	1	0.8967	-0.0989	-0.0921	-0.0832	-0.0722	-0.0596	-0.0456	-0.0305	-0.0146	0.0016
7	-0.0887	-0.0797	-0.0877	-0.0937	0.8967	0.8967	1	0.9020	-0.0948	-0.0893	-0.0818	-0.0722	-0.0610	-0.0484	-0.0346	-0.0199
8	-0.0697	-0.0610	-0.0716	-0.0804	-0.0921	-0.0989	0.9020	1	0.9048	-0.0934	-0.0893	-0.0832	-0.0750	-0.0651	-0.0537	-0.0410
9	-0.0491	-0.0410	-0.0537	-0.0651	-0.0750	-0.0832	-0.0893	0.9048	1	0.9048	-0.0948	-0.0921	-0.0873	-0.0804	-0.0716	-0.0610
10	-0.0273	-0.0199	-0.0346	-0.0484	-0.0610	-0.0722	-0.0818	-0.0893	0.9048	1	0.9020	-0.0989	-0.0974	-0.0937	-0.0877	-0.0797
11	0.0177	0.0016	0.0146	0.0258	0.0305	0.0456	0.0596	-0.0722	-0.0832	-0.0921	1	0.9867	-0.1053	-0.1048	-0.1018	-0.0964
12	0.0398	0.0230	0.0057	-0.0118	-0.0291	-0.0456	-0.0610	-0.0750	-0.0873	-0.0974	0.9867	1	0.8893	-0.1134	-0.1135	-0.1109
13	0.0610	0.0439	0.0258	0.0071	-0.0118	-0.0305	-0.0484	-0.0651	-0.0804	-0.0937	-0.1048	-0.1053	1	0.8807	-0.1225	-0.1227
14	0.0808	0.0638	0.0454	0.0258	0.0057	-0.0146	-0.0346	-0.0537	-0.0716	-0.0877	-0.1018	-0.1135	-0.1225	1	0.8714	-0.1316
15	0.0986	0.0822	0.0638	0.0439	0.0230	0.0016	-0.0199	-0.0410	-0.0610	-0.0797	-0.0964	-0.1109	-0.1227	-0.1316	1	0.8626
16	0.1141	0.0986	0.0808	0.0610	0.0398	0.0177	-0.0049	-0.0273	-0.0491	-0.0697	-0.0887	-0.1056	-0.1200	-0.1315	-0.1400	1

Рис. 4. Пример обратной корреляционной матрицы

Квадрат обратной матрицы также симметричен, что требует проведения меньшего количества вычислений. Её симметричность можно использовать при вычислении разрешающей функции для метода «теплого шума», что позволит уменьшить количество вычислений в 2 раза.

Для увеличения быстродействия можно предложить модификацию, в которой антенная решетка разделяется на две подрешетки. Корреляционная матрица размерностью N разделяется на две КМ размерностью $N/2$, что позволяет уменьшить количество её элементов до $N^2/2$, а также уменьшить количество вычислений в 2 раза. Вместе с тем применение данной модификации приводит к незначительному ухудшению разрешающей способности (рис. 5). Однако если сравнить их при одинаковой вычислительной сложности, то модифицированный метод обладает лучшими разрешающими свойствами, чем оригинальный, что видно из рисунка 6.

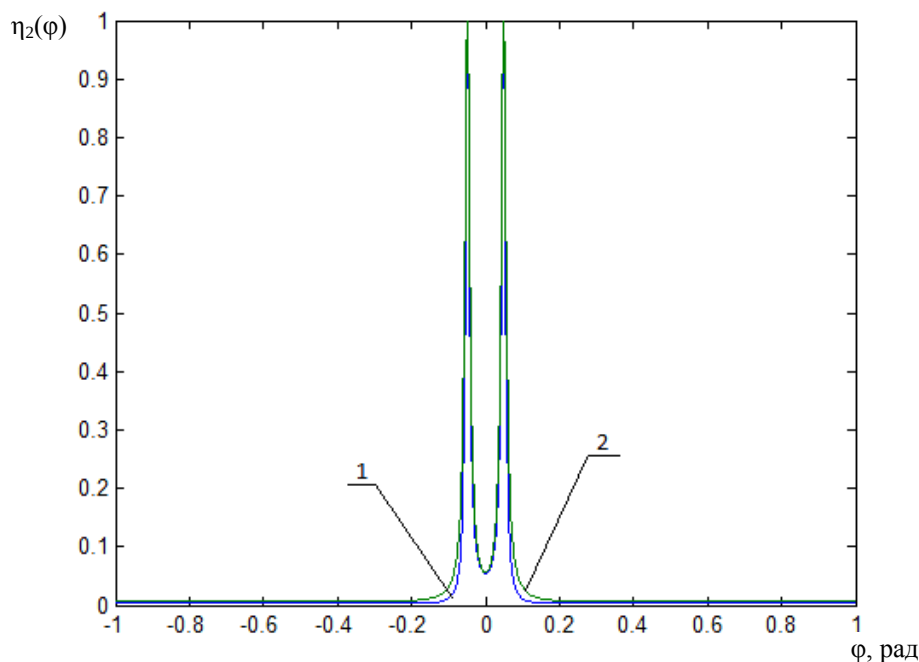


Рис. 5. Зависимости $\eta_2 \varphi = \psi \varphi$ для оригинального (кривая 1) и модифицированного (кривая 2) метода «теплого шума»

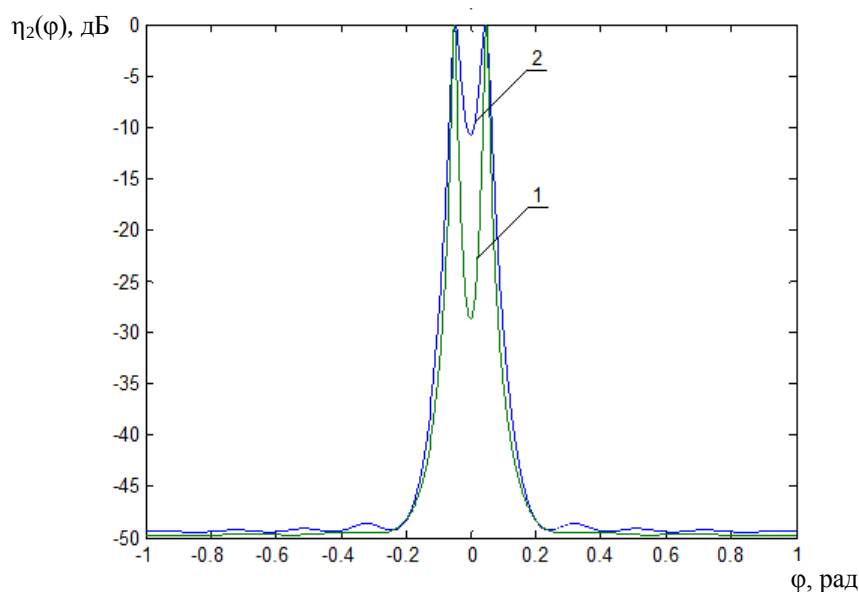


Рис. 6. Зависимости $\eta_2 \varphi = \psi \varphi$ для оригинального (кривая 1) и модифицированного (кривая 2) метода «теплого шума»

Заключение

Проведен анализ метода «теплового шума» для получения сверхразрешения.

Разработаны рекомендации, основанные на симметричности матриц. Это позволяет уменьшить вычислительную сложность алгоритмов и дает возможность упростить их цифровую реализацию.

Представлена модификация для метода «теплового шума», позволяющая уменьшить вычислительную сложность данного алгоритма.

Результаты исследований могут быть использованы в радиопеленгации и радиолокации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавлев, А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с.
2. Караваев, В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
3. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
5. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
6. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
7. Пистолькорс, А.А. Введение в теорию адаптивных антенн / А.А. Пистолькорс, О.С. Литвинов. – М.: Наука, 1991. – 200 с.
8. Турчин, В.И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов / В.И. Турчин. – Н. Новгород: ИПФ РАН, 2005. – 116 с.

Поступила 20.08.2012

**SUPER-RESOLUTION OF LIGHT SOURCES
ON THE BASIS OF “THERMAL NOISE” METHOD**

A. BEZDEL, V. YANUSHKEVICH

The results of theoretical analysis of super-resolution light sources using antenna arrays with the help of “thermal noise” method have been presented. Digital techniques to ensure effective noise reduction features and high-quality processing of radar signals have been applied. The results of studies for one or two light sources are given. The function of the angular resolution of authorization objects is analyzed. Recommendations are given to reduce the computational complexity of algorithms. The method of “thermal noise” has been modified. The results of the research can be used in radio position finding and radiolocation.

УДК 546.28: 621.315.592

**ИНФРАКРАСНОЕ ПОГЛОЩЕНИЕ В НЕЙТРОННО-ОБЛУЧЕННОМ КРЕМНИИ,
ЛЕГИРОВАННОМ АЛЮМИНИЕМ**

*канд. физ.-мат. наук, доц. С.А. ВАБИЩЕВИЧ
(Полоцкий государственный университет);
д-р физ.-мат. наук, проф. В.В. ПЕТРОВ
(Белорусский государственный университет, Минск)*

Методами измерения эффекта Холла и спектров ИК-поглощения исследованы радиационные дефекты в нейтронно-облученном кремнии, легированном Al, Ga и In. В спектральной области 1...10 мкм обнаружен ряд узких полос. Эти полосы связаны с электронными переходами на алюминийсодержащих радиационных дефектах. Разработана возможная классификация радиационных центров, основанная на данных термического отжига.

Образование и отжиг радиационных дефектов в кремнии, легированном элементами III группы Периодической системы, и в первую очередь алюминием, имеет ряд специфических особенностей [1]. Наряду с идентифицированными, достаточно хорошо изученными радиационными дефектами в базовом материале современной твердотельной электроники – Si:B, участие других примесей, таких как Al, Ga, In, в процессах радиационного дефектообразования по-прежнему по разным причинам исследовано недостаточно. В первую очередь это утверждение относится к центрам, возникающим при облучении Si:A^{III} нейтронами. Эти обстоятельства и определили необходимость проведения настоящей работы.

В экспериментах с помощью измерений эффекта Холла и спектров ИК-поглощения (ИКП) исследовались дефекты в полученном методом Чохральского Si, легированном в процессе выращивания примесями III группы Периодической системы: Al, Ga и In. В качестве контрольных использовались выращенные при идентичных условиях кристаллы Si:B, содержащие фоновые примеси кислорода и углерода в равных концентрациях. Контроль за содержанием последних осуществлялся оптическим методом [2].

Облучение нейтронами проводилось в вертикальном канале реактора ВВР-ц при температуре не выше 70 °С и величине кадмиевого числа ~ 10.

Измерения инфракрасного поглощения и эффекта Холла выполнялись по стандартным методикам. Спектры ИКП регистрировались с помощью спектрофотометров Specord 75IR и Specord 61 NIR при температурах 4,2, 80 и 295 К. Холловские измерения проводились на тех же образцах при 295 К.

Изохронный и изотермический отжиг выполнялся в электропечах СУОЛ-0,25. Стабилизация температуры осуществлялась с точностью, не меньшей 2 °С. Анализ кривых изохронного и изотермического отжига проводился на базе представлений, описанных в [3].

Экспериментальные результаты и их обсуждение

Как было установлено, в спектрах ИКП нейтронно-облученного Si:Al, так же как и в кремнии, легированном бором, после воздействия радиации наблюдались уменьшение поглощения на свободных носителях заряда и появление хорошо изученных линий, связанных с дивакансией, А-центром и т.д. Кроме соответствующих известных полос ИКП, связанных с идентифицированными в Si:B радиационными дефектами, в кремнии, легированном алюминием, в спектральной области 2...10 мкм было зарегистрировано значительное количество новых полос поглощения. Новые полосы в Si:Al наблюдались также и в спектральном диапазоне 1...2 мкм. Спектральное положение полос и их параметры приведены в таблице (индексом * обозначены линии, которые наблюдались ранее [4; 5]).

Большинство из полос ИКП появлялось в спектрах только при измерениях, выполненных при достаточно низкой (≤ 150 К) температуре. Некоторые из них, в частности широкая полоса в области 0,9...1,1 эВ, а также полосы при 5074, 6419, 6429, 7464 см⁻¹ наблюдались и при более высоких температурах вплоть до комнатной.

По спектральной ширине ($\Delta\nu$) все линии можно разделить на три группы:

- а) узкие с $\Delta\nu < 2,5$ см⁻¹, определяемой спектральным разрешением измерительной аппаратуры;
- б) линии, для которых $2,5 \leq \Delta\nu \leq 10$ см⁻¹;
- в) широкие, которые при $T_{рег.} = 4,2$ К имели $\Delta\nu > 10$ см⁻¹.

Следует отметить, что увеличение температуры, приводящее к уширению полос и к уменьшению их интенсивности, не изменяло их интегральную площадь. При увеличении $T_{рег.}$ было также зафиксировано смещение полос в коротковолновую область.

Изменение спектральных параметров линий иллюстрирует таблица, в которой для двух температур представлено спектральное положение и их полуширина, приведены температурные интервалы отжига (ΔT), в которых проявлялись полосы, а также максимально достижимые значения коэффициентов поглощения (α_m) и соответствующих температур отжига. Характерно, что все полосы ИКП, связанные с

алюминийсодержащими радиационными дефектами (РД), наблюдались на частотах, значительно превышающих рамановскую (533 см^{-1}). Это свидетельствует о том, что полосы имеют не колебательную природу, а обусловлены электронными переходами. Данное заключение подтверждают также исследования температурных зависимостей интенсивности и полуширины отдельных линий.

Полосы ИКП в облученном нейтронами Si:Al

$T_{pec} = 4,2\text{ K (15 K)}$			$T_{pec} = 80\text{ K}$			$\Delta T, \text{ K}$	$\alpha_m, \text{ cm}^{-1}$	$T, \text{ K}$
$\nu, \text{ cm}^{-1}$	$h\nu, \text{ мэВ}$	$\Delta\nu, \text{ cm}^{-1}$	$\nu, \text{ cm}^{-1}$	$h\nu, \text{ мэВ}$	$\Delta\nu, \text{ cm}^{-1}$			
1	2	3	4	5	6	7	8	9
7920	982,0		7919	982				
7718	956		7703	955				
7652	548,7		7640	947	45	225...625	3,1	450
7555	936,7							
7525	933,0	6,5	7505	931	25	225...625	1,0	225
7464	924,2	6,5	7439	922	25	225...625	6,3	550
7406	918,2							
7383	915,4							
7288	903,6		7274	902		225...425	0,3	225
7243	898,0						0,2	375
7190	891,0	4,5				475...625	1,6	575
7070	876,6							
7027	871,2		7005	869			0,3	475
6928	859,0	20				225...600	0,6	375
6901	855,6	20	6899	855		225...600	1,2	375
6871	651,9	10				225...600	0,5	375
6808	843,8	10	6798	843		225...450	0,5	225
6786	841,4						0,1	325
6758	837,9	20	6740	836		325...450	0,5	375
6700	830,7	10						425
6685	828,8							425
6647	824,1	10	6627	822		325...450	0,5	325
6580	815,8	20				325...325	0,5	375
6554	812,6	20	654,7	812		325...450	0,4	375
6541	811,0	10				375...600	0,3	500
6445	799,1							
6429	797,1	2,0	6418	795,7	16	325...325	14	500
6419	795,9	2,0	6408	794,5	16	325...475	17	325
6403	793,9							
6048	749,9	0,5	6644	749,4			1,0	475
5983	741,8						0,4	475
5843	722,4						0,5	475
5805	719,7	2,5	5801	719,2	4,5	425...550	2,5	475
5784	717,1	2,5				475...550	1,0	525
5752	713,2	2,5	5749	712	4,0	450...550	1,8	500
5719	709,1	12	5715	708,6		325...450	6,9	525
5685	704,3							
5677	703,9	2,5	5675	704		425...500	0,4	475
5625	697,4					425...525	0,9	450
5618	696,5	25	5617	696,4			0,5	475
5575	691,2	6,5	5570	690,6		325...525	1,8	475
5561	689,5	1,5	5557	689,0		425...550	1,0	500
5553	688,5	1,5	5548	687,9		425...550	3,1	475
5542	687,1	1,5	5538	686,6		425...550	3,1	475
5527	685,3						0,1	450
5505	682,5					450...525	0,3	500
5476	678,9		5465	678			0,1	450
5454	676,2						0,1	525
5448	675,5		5440	674		425...525	0,2	
5371	665,3					425...525	0,2	
5362	664,8						0,3	475
5344	662,6						0,2	475
5340	662,1						0,2	475
5338	661,8							

Продолжение таблицы

1	2	3	4	5	6	7	8	9
5327	660,5	1,5				325...550	4,8	525
5317	659,2		5310	658			0,3	325
5280	654,6	2,5				425...550	0,7	500
5249	650,8					425...550	1,6	525
5194	644,0	4,3	5191	643,6	7,5	325...500	1,9	425
5165	640,4						0,1	525
5154	639,0						0,2	475
5152	638,8	2,5				425...525	0,6	475
5147	638,2		5143	638			0,3	475
5134	636,5		5132	636,3				
5116	634,3						0,1	475
5113	633,9						0,3	475
5109	633,4		5106	633			0,1	475
5102	632,6							
5086	630,6	2,5	5085	630		325...475	0,2	375
5074	629,1	2,0	5072	629	4,5	325...475	3,0	425
5068	628,4	1,5	5068	628		325...475	0,4	450
5058	627,1					325...475		
5050	626,1						0,1	325
5045	625,5							
5021	622,5	1,5			3	450...555	0,7	525
5016	621,9	1,5	5010	621	3,0	450...555	4,4	520
5005	620,5	1,5				450...555	0,3	500
4990	618,7		4885	606			0,1	475
4864	603,1						0,1	475
4822	597,9					450...500	0,2	475
4780	592,7					450...525	0,4	475
4743	588,1	2,5					0,2	475
4627	573,7	20	4625	573		325...450	0,5	375
4528	561,4							
4518	560,2		4510	559		425...550	0,2	525
4450	538,7		4335	537				
4328	536,6						0,1	375
4188	519,3		4182	519			0,1	375
4170*	517,0	1,5	4162	516			0,7	450
			4121	511				
			4082	506				
4048*	501,9	1,5					0,9	450
4040	500,9	1,5	4039	501			0,8	450
3679*	456,1	2,5	3674	455,9			0,7	375
3626*	449,6	2,5	3621	449		325...500	1,9	425
3563	441,8					425...525	0,2	500
3495	433,3	2,5	3490	432,7	5,5		0,7	475
3493	433,1	2,5				375...500	0,5	450
3451	428,6							
3412	423,0	7,0	3411	423		325...525	0,7	325
3403	421,9							
3379	418,9		3376	419			0,1	325
3358	416,3							425
3343	414,5							425
3313	410,8							475
3305	409,8					425...525	0,2	475
3282*	406,9	3,8	3278	406,4	5,5	425...500	0,8	475
3245*	402,3	3,8	3243	402,1	5,5	425...550	0,1	475
3171	393,2	10				450...525	0,2	475
3090*	393,1						0,2	500
3014*	373,7	5	3011	373	5,5	400...500	1,0	475
3000	372,7							
2997	371,6		2994	371				
2980*	369,5		2976	369	4			

Окончание таблицы

1	2	3	4	5	6	7	8	9
2930*	363,3	3	2923	362	11	325...525	5,5	475
			2705	335				
2740*	339,7							
2692	333,8		2685	333				
2655*	329,2							
2634	326,6		2630	326				
2575	317,0		2548	316				
2517*	318,1		2513	311,6				
	307,5		2479	307,4				
2480			2473	307				
			2459	305				
2407	298,5		2402	297,9				
			2230	276				
1387*	172,0		1384	171,6				
1340*	166,1		1339	166				
			1283	159				

С целью учета эффектов, связанных с изменением локализации уровня Ферми, определяющего заселенность отдельных энергетических уровней дефектов, измерения выполнялись на облученных различными флюенсами нейтронов (Φ) образцах, содержащих примесь алюминия в широком диапазоне концентраций (N_{Al}).

Для первой группы кристаллов $N_{Al} = 3 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, а уровень Ферми располагался после облучения $\Phi = 1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-2}$ у $E_V + 0,20 \text{ эВ}$.

Для второй группы $N_{Al} = 3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, уровень Ферми после облучения $\Phi = 1 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-2}$ располагался вблизи середины запрещенной зоны.

Как было установлено, незначительное изменение положения E_f при отжиге в температурном интервале 325...525 К не могло существенным образом повлиять на результаты измерений интенсивности отдельных полос ИКП. Отжиг радиационных дефектов сопровождался увеличением поглощения на свободных носителях. Образцы с $N_{Al} \geq 3 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ становились непрозрачными после нагрева при 575 К, а в кристаллах с меньшим содержанием алюминия за трансформациями спектров поглощения можно было наблюдать и после ТО при более высоких температурах. После нагрева при 625 К полос ИКП, связанных с радиационными алюминийсодержащими дефектами, не наблюдалось.

Интенсивность отдельных полос поглощения при проведении изохронного отжига изменялась по-разному, но определенные закономерности, на основании анализа которых можно провести дифференциацию линий ИКП и условно разделить их на группы, все-таки проявлялись:

- 1) линии при 6419; 5195; 5074; 5068 и 5058 см^{-1} наблюдались непосредственно после облучения и одновременно исчезали в спектрах после отжига при 475 К. К рассматриваемой группе, по всей вероятности, следует отнести также и полосы при 6758; 6647; 6685; 4627 и 3626 см^{-1} , точное измерение интенсивности которых было затруднено из-за малости соответствующих им коэффициентов пропускания;
- 2) линии при 5575; 5327; и 2930 см^{-1} также наблюдались сразу после облучения нейтронами. Отжиг ответственных за них радиационных дефектов происходил в температурном интервале 525...550 К;
- 3) линии при 6429; 7652; 7525; 7464; 6928; 6901; 6871 и 6580 см^{-1} обусловлены наиболее термостабильными центрами. Они отжигались после нагрева в температурном интервале 600...625 К;
- 4) линии при 3282 3090 и 3014 см^{-1} появлялись только после отжига при температурах 400...425 К. Они наблюдались в весьма узком температурном диапазоне вплоть до 500 К;
- 5) линии при 5805; 5784; 5752; 5505; 5448; 5371; 5280; и 5249 см^{-1} появлялись в спектрах поглощения в температурном диапазоне 425...450 К и исчезали после нагрева при температурах $\geq 550 \text{ К}$;
- 6) линии при 5021; 5016; 5561; 5553; 5542 и 3245 см^{-1} наблюдались в интервале температур 450...575 К.

Таким образом, на основании результатов, полученных при проведении изохронного отжига нейтронно-облученных кристаллов Si:Al в спектрах ИКП, можно выделить 6 групп линий, каждая из которых может ассоциироваться с определенным центром.

Дополнительная информация по классификации полос ИКП может быть получена при проведении изотермического отжига. С его помощью методом сечений для ряда наиболее интенсивных линий была определена энергия активации отжига (E_a).

Как было установлено, три первые линии из третьей группы (6429; 7652; 7525 см^{-1}) характеризуются равными по величине $E_a = 1,85 \text{ эВ}$. Учитывая также совпадение температурных интервалов существования, можно заключить, что данные полосы обусловлены электронными переходами на одном и том же дефекте.

Линия при 4627 см^{-1} (группа 2) проявлялась в спектрах поглощения только в том случае, когда охлаждение образца производилось при условии дополнительной его засветки из области собственного

поглощения. Это обстоятельство, свидетельствующее о большой асимметрии сечений захвата электронов и дырок соответствующим центром, позволяет выделить данный дефект как отдельный центр.

Исследования нейтронно-облученных кристаллов, легированных другими акцепторами, относящимися к третьей группе Периодической системы элементов (Ga, In), не выявили такого множества полос ИКП, как в Si:Al.

Основные особенности, установленные в результате проведения экспериментов, сводятся к следующему:

1) в спектрах кристаллов Si:Ga и Si:In были обнаружены слабые полосы в виде «ступенек» в длинноволновом крыле полосы поглощения при 1,8 мкм, связанной с дивакансией. Из-за малости их интенсивности какие-либо дополнительные исследования не представлялись возможным;

2) интенсивность всех полос, обусловленных радиационными дефектами в кристаллах Si:Al (например, дивакансии, А-центра, спутников А-центра) и сложными дефектами радиационно-термической природы, ответственных за так называемые «полосы высокого порядка», при идентичных условиях внешних воздействий, равных концентрациях кислорода и углерода и идентичных условиях регистрации спектров ИКП, была в 1,5...2 раза меньше, чем в кремнии, легированном бором, индием и галлием. Этот факт является дополнительным подтверждением того, что примесные атомы Al более эффективно взаимодействуют с первичными радиационными дефектами, чем другие примеси третьей группы Периодической системы;

3) исследования, выполненные на кристаллах Si:A^{III} с различным содержанием фоновых примесей кислорода и углерода, не выявили дополнительного их участия в формировании в заметной концентрации радиационных дефектов как непосредственно при воздействии радиации, так и при последующем высокотемпературном отжиге. По всей вероятности, ни атомы кислорода, ни углерода не входят в состав основных радиационных дефектов, вводящихся в кремний, легированный алюминием. Следует отметить, что нельзя категорично исключать участие примесных атомов кислорода и углерода в образовании дефектов, которые не могут быть зарегистрированы применявшимися методами измерений.

Конечно, в описанной ситуации для идентификации радиационных дефектов в Si:A^{III} требуется применение пьезоспектроскопической методики, при которой для проявления скрытой анизотропии используются одноосное сжатие образцов и возбуждение поляризованным светом. Однако множество полос, ассоциируемых с радиационными дефектами в нейтронно-облученном материале, включающими в свой состав примесные атомы третьей группы, имеет малую интенсивность для выполнения корректных измерений. Часть анизотропных центров не проявляет достаточно высокой тензочувствительности, что не позволяет в должной мере использовать возможности пьезоспектроскопии. Не сможет поставленную задачу решить и метод ЭПР, ограниченные информационные возможности которого определяются во многом зарядовым состоянием дефектов. Указанные обстоятельства определяют необходимость проведения дополнительных исследований с привлечением других методик.

ЛИТЕРАТУРА

1. Latushko, Ya.I. IR studies of electron-irradiated aluminium-doped silicon. Material Science Forum. Defects in semiconductors / Ya.I. Latushko, V.V. Petrov // Pros. of the 15 International Conf. on Defects in Semiconductors ICDS-15, Budapest. 1988. – P. 1169 – 1173.
2. Ильин, М.А. Определение содержания кислорода и углерода в кремнии / М.А. Ильин, В.Я. Коварский, В.Ф. Орлов // Заводская лаборатория. – 1984. – Т. 50, № 1. – С. 24 – 32.
3. Дамаск, А. Точечные дефекты в металлах / А. Дамаск, Дж. Динс. – М.: Мир, 1966. – 292 с.
4. Chen, C.S. Radiation-produced absorption bands in silicon: piezospectroscopic study of a group 5 atom-defect complex / C.S. Chen, J.C. Corelli, G.D. Watkins // Phys. Rev. B: Condens. Mater. – 1973. – V. 5, № 2. – P. 510 – 22.
5. ИК-поглощение на радиационных дефектах в кремнии, легированном алюминием / М.Т. Лаппо [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 1982. – Т. 16, № 3. – С. 532 – 540.

Поступила 30.08.2012

IR ADSORPTION IN NEUTRON-IRRADIATED SILICON DOPED WITH ALUMINIUM

S. VABISHCHEVICH, V. PETROV

The radiation-induced defects in Al-, Ga- and In-doped silicon are studied by the Hall-effect and IR absorption measurements methods. In spectral region 1...10 μm a number of narrow IR bands has been detected. These bands are connected with electron transitions on Al-containing radiation defects. The possible classification based on the annealing results has been stated.

УДК 621.396.6

ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИНЫ МАТЕРИАЛА ЛОПАСТЕЙ СПИРАЛИ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЛОСКОЙ ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

К.И. КРЕМЕНЯ, канд. техн. наук, доц. В.Ф. ЯНУШКЕВИЧ
(Полоцкий государственный университет)

Представлено исследование влияния толщины материала лопастей спирали и толщины диэлектрической подложки на характеристики плоской логарифмической спиральной антенны, проведенное в программном пакете HFSS (High Frequency Structure Simulator). В качестве материала лопастей спирали выбрана медь, толщиной 0,1, 0,5 и 1 мм. Материал подложки – диэлектрик со значением диэлектрической проницаемости $\epsilon = 2,2$, толщина которого составляет 1, 2 и 3 мм. Результаты исследования представлены на графиках: коэффициент стоячей волны по напряжению, диаграмма направленности, входной импеданс. Проанализировано влияние толщины материалов на неравномерность характеристик антенны. Даны рекомендации по расширению частотного диапазона плоской логарифмической спиральной антенны за счет оптимального выбора толщины металла и диэлектрика. Результаты исследования могут быть применены для создания широкополосных антенн в технике космической связи и радиолокации.

Введение. Плоские логарифмические спиральные антенны являются широкополосными и находят различное применение, в частности в технике космической связи, радиолокации. Параметры антенн обеспечиваются без согласующего устройства с противофазным питанием в центре. Отсутствие согласующего устройства минимизирует массогабаритные характеристики. Небольшое значение коэффициента стоячей волны по напряжению ($K_{СВН} < 2$), позволяет использовать такие антенны в качестве не только приемных, но и передающих.

В данной работе приводятся результаты исследования влияния толщины металла и диэлектрика на характеристики плоской логарифмической спиральной антенны, проведенного в программном пакете HFSS (High Frequency Structure Simulator). В качестве материала лопастей спирали выбрана медь; материала подложки – диэлектрик со значением диэлектрической проницаемости $\epsilon = 2,2$. Форма антенны и её характеристики представлены в таблице.

Исследуемая антенна

Параметр	Значение	Форма антенны
Рабочая полоса частот, ГГц	0,85 – 6	
Средняя частота, ГГц	2,42	
Внутренний радиус, см	1	
Внешний радиус, см	10	
Число витков	1,43	
Смещение угла (в градусах)	90	
Коэффициент расширения (> 1)	5	

Исследование зависимости характеристик антенны от толщины меди. Для исследования выбрана медь толщиной 0,1, 0,5 и 1 мм. Результаты исследования отражены на рисунках 1, 2, 3. График (рис. 1) характеризует коэффициент стоячей волны по напряжению ($K_{СВН}$); диаграмма (рис. 2) – направленность антенны; рисунок 3 – входной импеданс.

Результаты

Толщина материала лопастей спирали оказывает влияние на величину $K_{СВН}$: с ростом толщины меди величина $K_{СВН}$ увеличивается, а её неравномерность в частотном диапазоне становится больше; при низких значениях толщины металла исследуемая антенна имеет практически постоянный $K_{СВН}$. Неравномерность составляет не более 0,12. Для слоя меди толщиной 0,5 и 0,1 мм неравномерность $K_{СВН}$ соответственно составляет 0,1 и 0,13.

Толщина материала лопастей спирали оказывает влияние на диаграмму направленности антенны и коэффициент её усиления. С увеличением толщины слоя меди направленность антенны ухудшается, коэффициент усиления снижается. Для антенн со слоем меди толщиной 0,1; 0,5; 1 мм коэффициенты усиления будут соответственно равны 6,06; 5,96; 5,89.

Толщина материала лопастей спирали оказывает влияние на входное сопротивление антенны. Величина волнового сопротивления фидера выбрана 50 Ом. Величина нормированного входного сопротив-

ления при использовании меди толщиной 0,1 мм изменяется от 0,81 (40,5 Ом) при относительной длине, равной 0,11, до 1,11 (55,5 Ом) при относительной длине, равной 0,07. При использовании меди толщиной 0,5 мм величина нормированного входного сопротивления изменяется от 0,77 (38,5 Ом) при относительной длине, равной 0,13, до 1,04 (52 Ом) при относительной длине, равной 0,1. При использовании меди толщиной 1 мм величина нормированного входного сопротивления изменяется от 0,7 (35 Ом) при относительной длине, равной 0,14, до 0,95 (47,5 Ом) при относительной длине, равной 0,14. Неравномерность характеристики входного сопротивления образует петлю, размеры которой уменьшаются при увеличении толщины слоя меди.

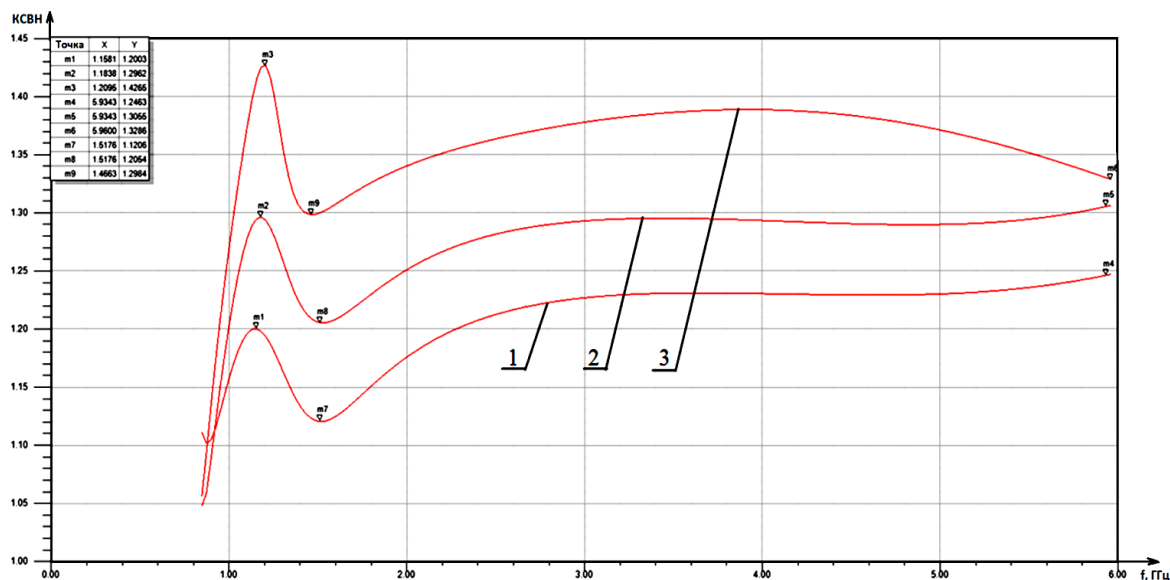


Рис. 1. Коэффициент стоячей волны по напряжению:
1 – медь толщиной 0,1 мм; 2 – медь толщиной 0,5 мм; 3 – медь толщиной 1 мм

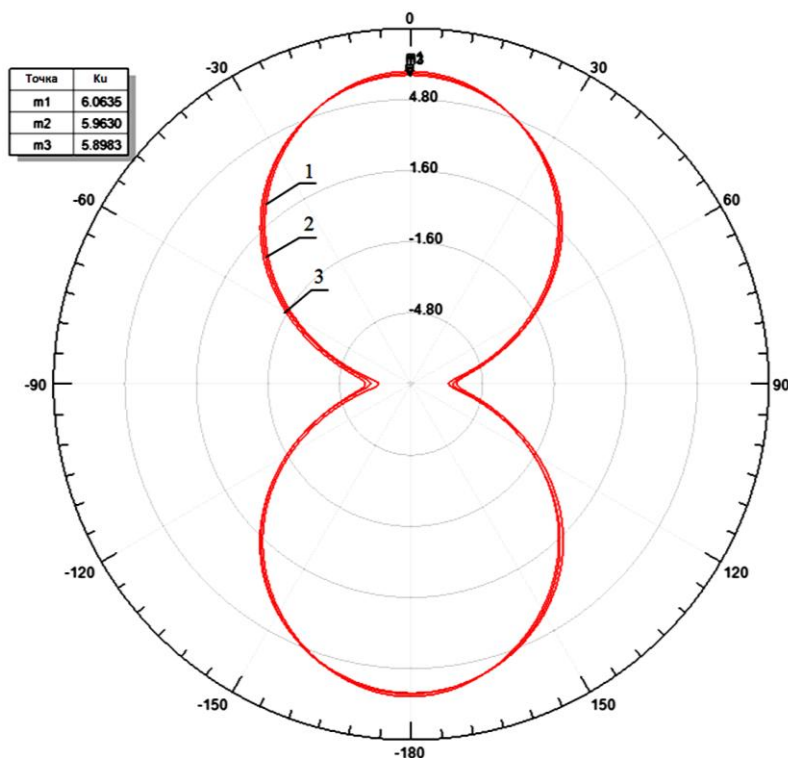


Рис. 2. Диаграмма направленности:
1 – медь толщиной 0,1 мм; 2 – медь толщиной 0,5 мм; 3 – медь толщиной 1 мм

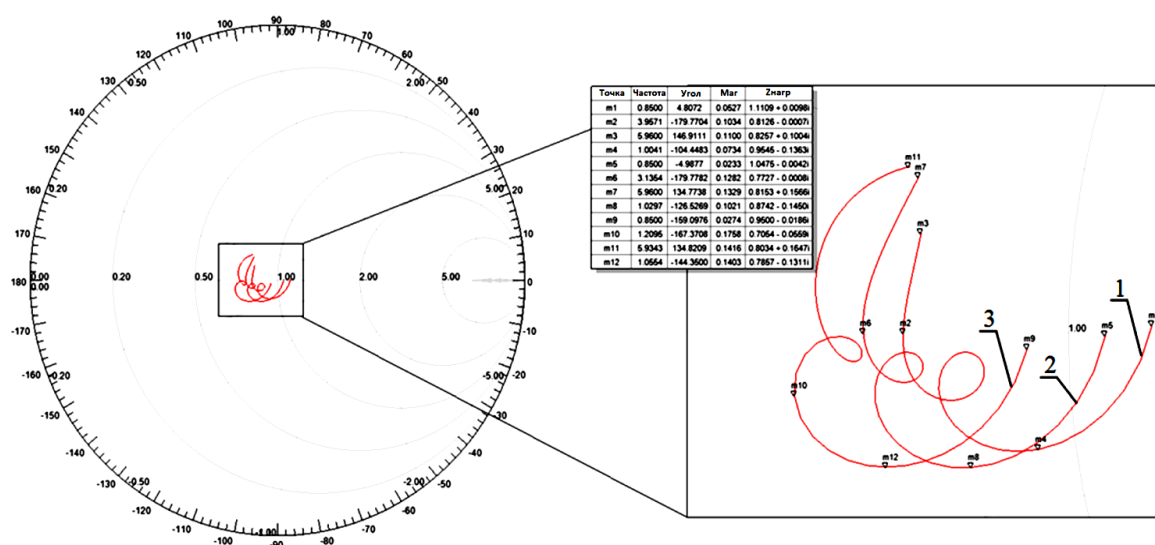


Рис. 3. Входное сопротивление:

1 – медь толщиной 0,1 мм; 2 – медь толщиной 0,5 мм; 3 – медь толщиной 1 мм

Выводы. В ходе исследования зависимости характеристик антенны от толщины материала лопастей спирали в качестве материала выбрана медь толщиной 0,1; 0,5; 1 мм установлено следующее:

- с увеличением толщины меди величина КСВН увеличивается, а ее неравномерность в частотном диапазоне становится значительно больше;
- при увеличении толщины меди направленность антенны ухудшается;
- при увеличении толщины меди коэффициент усиления снижается;
- при увеличении толщины меди увеличивается разброс значений входного сопротивления, что негативно сказывается на параметрах антенны.

В результате исследования определено: для обеспечения лучших параметров для работы антенны толщина меди должна быть наименьшей.

Исследование зависимости характеристик антенны от толщины подложки. Для исследования выбран диэлектрик со значением диэлектрической проницаемости $\epsilon = 2,2$, толщиной 1, 2 и 3 мм. Результаты исследования отражены на графиках: коэффициент стоячей волны по напряжению (рис. 4), диаграмма направленности (рис. 5), входной импеданс (рис. 6).

Результаты

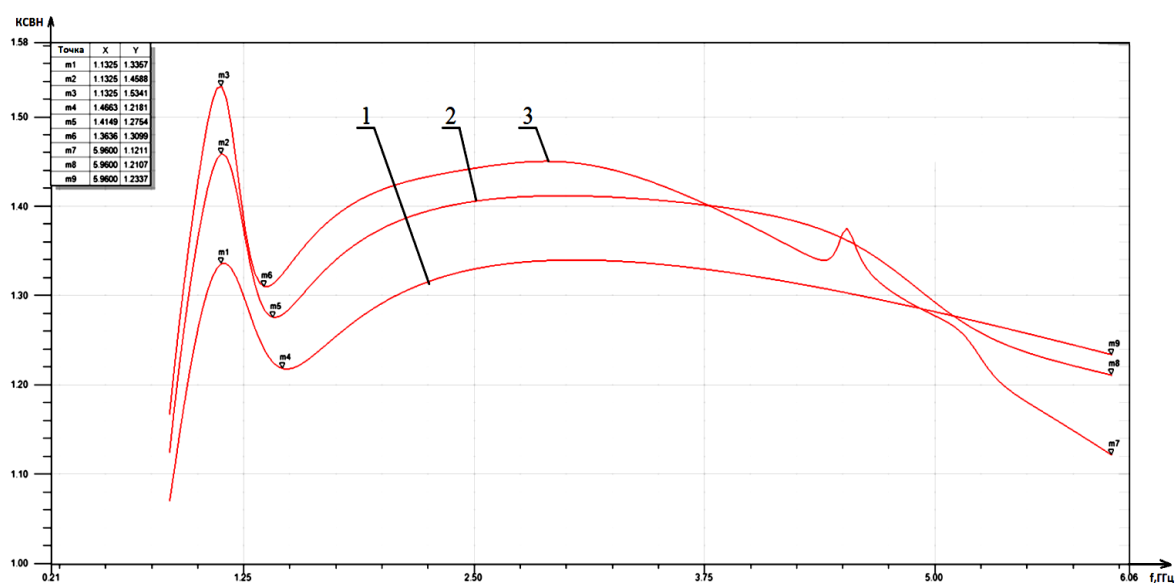


Рис. 4. Коэффициент стоячей волны по напряжению:

1 – диэлектрик толщиной 1 мм; 2 – диэлектрик толщиной 2 мм; 3 – диэлектрик толщиной 3 мм

Толщина материала диэлектрика оказывает влияние на величину КСВН: с ее ростом величина КСВН увеличивается и ее неравномерность в частотном диапазоне становится больше. При низких значениях толщины исследуемая антенна имеет практически постоянный КСВН. Неравномерность составляет не более 0,12. Для слоя диэлектрика толщиной 2 мм неравномерность КСВН составляет 0,18. Для слоя диэлектрика толщиной 3 мм неравномерность характеристики составляет 0,41.

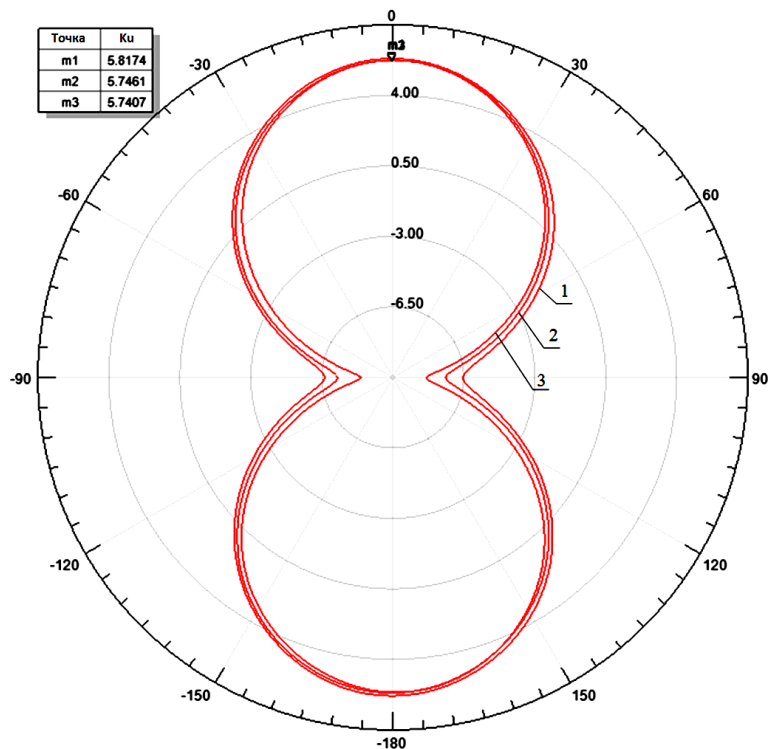


Рис. 5. Диаграмма направленности:
1 – диэлектрик толщиной 1 мм; 2 – диэлектрик толщиной 2 мм; 3 – диэлектрик толщиной 3 мм

Толщина материала диэлектрика оказывает влияние на диаграмму направленности антенны и на ее коэффициент усиления. С увеличением толщины материала диэлектрика направленность антенны улучшается, а ее коэффициент усиления снижается. Для антенн с диэлектриком толщиной 1, 2, 3 мм коэффициенты усиления будут равны соответственно 5,81; 5,746; 5,74.

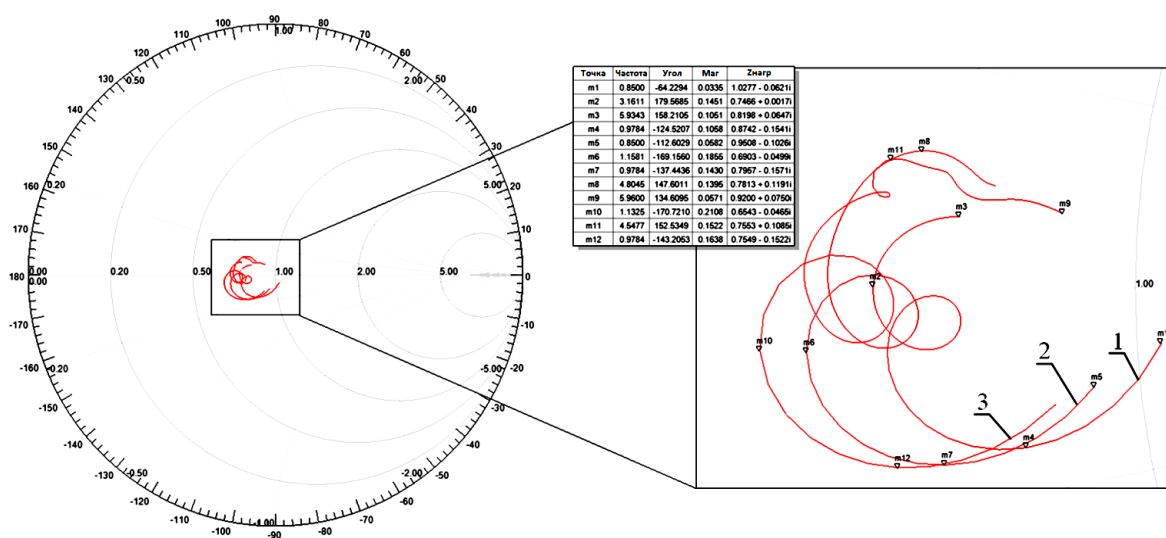


Рис. 6. Входное сопротивление:
1 – диэлектрик толщиной 1 мм; 2 – диэлектрик толщиной 2 мм; 3 – диэлектрик толщиной 3 мм

Толщина материала подложки оказывает влияние на входное сопротивление антенны. Величина нормированного входного сопротивления при использовании подложки толщиной 1 мм изменяется от 0,74 (37 Ом) при относительной длине, равной 0,1, до 1 (50 Ом) при относительной длине, равной 0,1. При использовании подложки толщиной 2 мм величина нормированного входного сопротивления изменяется от 0,69 (34,5 Ом) при относительной длине, равной 0,15, до 0,95 (47,5 Ом) при относительной длине, равной 0,14. При использовании подложки толщиной 3 мм величина нормированного входного сопротивления изменяется от 0,65 (32,5 Ом) при относительной длине, равной 0,15, до 0,92 (46 Ом) при относительной длине, равной 0,16.

Неравномерность характеристики входного сопротивления образует петлю, размеры которой увеличиваются при увеличении толщины подложки диэлектрика.

Выводы. В ходе исследования зависимости характеристик антенны от толщины подложки в качестве материала выбран диэлектрик толщиной 1, 2 и 3 мм установлено следующее:

- с увеличением толщины диэлектрика величина КСВН увеличивается и ее неравномерность в частотном диапазоне становится значительно больше;
- при увеличении толщины диэлектрика направленность антенны улучшается;
- при увеличении толщины диэлектрика коэффициент усиления снижается;
- при увеличении толщины диэлектрика увеличивается разброс значений входного сопротивления, что негативно сказывается на параметрах антенны.

Заключение. Для обеспечения лучших параметров для работы антенны толщина меди и подложки диэлектрика должна быть наименьшей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учебник для радиотехнических спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
2. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток): учеб. пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.] / под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 432 с.

Поступила 20.08.2012

EFFECT OF MATERIAL THICKNESS OF SPIRAL BLADES AND DIELECTRIC SUBSTRATE ON THE CHARACTERISTICS OF FLAT LOGARITHMIC SPIRAL ANTENNAS

K. KREMENIA, V. YANUSHKEVICH

This article presents the results of the investigation dealing with material thickness effect and the thickness of the spiral blades of a dielectric substrate on the performance of a plane logarithmic spiral antenna held in a software package HFSS (High Frequency Structure Simulator). For the study copper is chosen as a spiral blade material with the thickness of 0,1; 0,5; 1 mm, as the substrate material – dielectric with dielectric constant $\epsilon = 2,2$, its width being 1, 2, 3. The results of the research are presented in the graphs: voltage standing wave ratio (VSWR), radiation pattern, input impedance. The effect of material thickness on the uneven characteristics of the antenna has been analyzed. The recommendations for the expansion of the frequency range of a plane logarithmic spiral antenna through optimal choice of thickness of the metal and dielectric have been given. The results can be used for broadband antennas creation in the technology of space communications and radiolocation.

УДК 546.28:621.315.592

**МИКРОПРОЧНОСТНЫЕ СВОЙСТВА ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ СЛОЕВ
ИМПЛАНТИРОВАННЫХ МОНОКРИСТАЛЛОВ КРЕМНИЯ****канд. физ.-мат. наук, доц. С.А. ВАБИЩЕВИЧ, Н.В. ВАБИЩЕВИЧ****(Полоцкий государственный университет);****канд. физ.-мат. наук Д.И. БРИНКЕВИЧ, канд. физ.-мат. наук, доц. В.С. ПРОСОЛОВИЧ,****канд. физ.-мат. наук Ю.Н. ЯНКОВСКИЙ****(Белорусский государственный университет, Минск)**

Методом микроиндентирования исследованы физико-механические свойства монокристаллического кремния, подвергнутого низкоэнергетичной имплантации. Обнаружено приповерхностное упрочнение монокристаллов кремния при имплантации ионов с энергиями $E \geq 500$ кэВ, причем величина радиационного приповерхностного упрочнения уменьшается при снижении энергии ионов. При низкоэнергетичной имплантации ($E = 60$ кэВ) обнаружено увеличение микротвердости в глубине пластины на расстояниях, существенно превышающих радиус проецированного пробега ионов. Показано, что быстрый термический отжиг приводит к разупрочнению приповерхностной области монокристалла кремния на глубине до 1 мкм и увеличению трещиностойкости (росту K_{IC} и γ) при малых нагрузках. Полученные экспериментальные результаты объяснены с учетом генерации вакансий в процессе быстрого термического отжига. Обсуждается механизм радиационного упрочнения кремния при ионной имплантации.

Введение. Ионное облучение широко используется для модификации свойств приповерхностных слоев различных материалов [1]. Варьируя режимы ионной обработки, представляется возможным достаточно точно и в широких пределах управлять состоянием поверхности и приповерхностных слоев, а тем самым и их прочностными свойствами. В то время как в литературе имеются достаточно надежные данные об эффектах упрочнения металлов и сплавов, вызванных ионной обработкой [2], применительно к материалам с ковалентной связью, в частности к элементарным полупроводникам, этот вопрос пока остается открытым. Ранее нами было обнаружено приповерхностное упрочнение монокристаллов кремния при высокоэнергетичной (~ 1 МэВ/нуклон) ионной имплантации [3 – 5]. Было высказано предположение [4] о том, что указанный эффект обусловлен диффузией к поверхности собственных междоузельных атомов из нарушенного ионной имплантацией слоя кремния и формированием дефектов междоузельного типа. Однако влияние низкоэнергетичной имплантации на прочностные свойства приповерхностных слоев кремния детально не исследовалось.

Ионная имплантация широко применяется в полупроводниковой электронике. Наиболее часто она используется в технологии загонки строго дозированного количества примесных атомов, которое используется в качестве источника при последующей диффузионной разгонке для формирования примесного профиля. Энергия легирующих ионов В, Р или As свыше 10 кэВ достаточна для имплантации в приповерхностную область кремниевой подложки на глубину свыше 10 нм. На этой глубине атомы располагаются под поверхностным слоем естественного окисла толщиной до 3...5 мкм и, следовательно, при дальнейшей диффузии отсутствуют любые барьерные эффекты, связанные с наличием поверхностных окислов. С точки зрения управления концентрацией примеси ионная имплантация имеет явное преимущество перед методом химического осаждения [6]. Помимо этого, имплантация в сочетании с быстрым термическим отжигом используется для создания тонких базовых областей биполярных транзисторов, управления пороговыми напряжениями МДП-транзисторов и других целей [7].

На различных стадиях технологического процесса изготовления полупроводниковых приборов (окисление, диффузия, посадка в корпус и т.д.) пластины кремния подвергаются температурным и механическим воздействиям, приводящим к короблению пластин и образованию микротрещин. Указанные процессы приводят к снижению выхода годных приборов и во многом определяются прочностными свойствами имплантированных пластин. Прочностные характеристики сложным функциональным образом зависят от комплекса механических свойств обрабатываемого материала – упругих (модуль Юнга), пластических (твердость) и хрупких (трещиностойкость) [8]. Как правило, эти механические свойства определяются различными методами в условиях напряженного состояния, далеких от контактного нагружения, имеющего место при абразивном воздействии. Единственным методом, позволяющим моделировать контактное взаимодействие абразивных частиц с обрабатываемым материалом, является микроиндентирование. Условия, возникающие в локальной зоне под индентором, во многом аналогичны некоторым практически важным случаям контактного взаимодействия, например, при сухом трении, абразивном износе и т.д. Поэтому микроиндентирование может применяться для моделирования элементарных актов контактного взаимодействия в условиях, приближенных к реальным эксплуатационным [9].

Целью настоящей работы являлось исследование методом микроиндентирования влияния радиационных дефектов, созданных имплантацией, на физико-прочностные свойства приповерхностных слоев монокристаллического кремния.

Методика эксперимента. Полированные пластины кремния марки КЭФ 4,5(100), КДБ 12(100) и КДБ 10(111) толщиной 460 ± 20 мкм имплантировались ионами B^+ , P^+ и Yb^+ с энергией 60...1000 кэВ и дозами (Φ) от $1 \cdot 10^{12}$ до $1 \cdot 10^{15}$ см $^{-2}$ при комнатной температуре на ускорителях ионов DTL (г. Бохум, Германия) и «Везувий-6». Плотность ионного тока варьировалась в интервале от 0,3 до 2,5 мкА/см 2 . Проецированный пробег (R_p) ионов в этих материалах (в зависимости от энергии) варьировался в пределах 0,04...1 мкм.

Измерения микротвердости (H) проводились на приборе ПМТ-3. Нагрузка (P) на индентор варьировалась в пределах от 20 до 200 г. При каждом измерении на поверхность образца наносилось не менее 50 отпечатков и проводилась обработка результатов измерений с использованием методов математической статистики. Это обеспечивало погрешность измерений микротвердости менее 2,5 % (с доверительной вероятностью 0,95). Значения коэффициента вязкости разрушения K_{IC} и эффективной энергии разрушения γ рассчитывались по средней длине радиальных трещин в углах отпечатков согласно следующим формулам [10]:

$$K_{IC} = 0,016 \left(\frac{E}{H} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{P}{L^{\frac{3}{2}}};$$

$$\gamma = \frac{K_{IC}^2}{2E},$$

где E – модуль Юнга (для кремния – $1,5 \cdot 10^{11}$ Па); L – длина трещины.

Погрешность измерений не превышала 8 %.

Экспериментальные результаты. Влияние ионной имплантации на микропрочностные свойства монокристаллов кремния существенным образом зависит от энергии внедряемых ионов (рис. 1). Так, при имплантации ионов B^+ с энергией 500 кэВ и выше ($R_p \geq 1$ мкм) наблюдается приповерхностное упрочнение монокристалла, т.е. имеет место рост микротвердости при малых нагрузках, а при нагрузке 200 г и выше изменения значений H по сравнению с исходным образцом не наблюдается (рис. 1, кривые 3...5). Причем при снижении энергии имплантируемых ионов величина приповерхностного упрочнения падает. В процессе низкоэнергетичной ($E = 60$ кэВ) имплантации наблюдается противоположный эффект – вблизи поверхности при низких нагрузках микротвердость в процессе имплантации практически не изменяется, в то время как в глубине кристалла (при больших нагрузках свыше 100 г) имеет место рост микротвердости (рис. 1, кривые 1 и 2), превышающий погрешность измерения. Это указывает на различие в процессах, протекающих при низкоэнергетичной ($E = 60$ кэВ) имплантации и имплантации с энергиями 500 кэВ и выше.

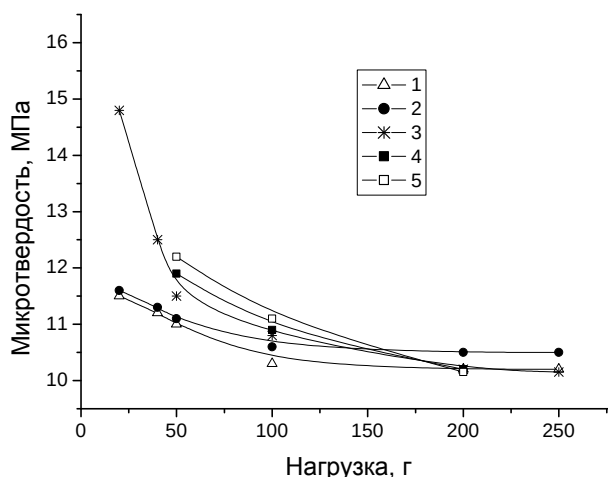


Рис. 1. Зависимость микротвердости от нагрузки для исходного (1) и имплантированных ионами B^+ (2...5) дозой $\Phi = 5 \cdot 10^{13}$ см $^{-2}$ образцов кремния марки КЭФ 4,5. Энергия ионов E , кэВ: 2 – 60; 3 – 500; 4 – 5600; 5 – 13600

Эффекты приповерхностного упрочнения, наблюдавшиеся при высокоэнергетичной (с удельной энергией ионов ~ 1 МэВ/нуклон и выше) имплантации кремния, подробно описаны в работах [3 – 5].

Ниже рассмотрим процессы при индентировании кремния, имплантированного средне- и низкоэнергетичными ионами.

Имплантация ионов B^+ и P^+ с проецированным пробегом $R_p = 1$ мкм. Результаты микроиндентирования монокристаллов, имплантированных среднеэнергетичными ионами бора и фосфора (проецированный пробег $R_p \sim 1$ мкм), представлены на рисунках 2 – 3. Во всех образцах наблюдалось приповерхностное упрочнение монокристаллов (рис. 2 а, б): микротвердость снижалась при увеличении нагрузки и выходила на стационарное значение при P свыше 100 г. Увеличение дозы имплантации в пределах до $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ приводило к росту микротвердости приповерхностного слоя, т.е. к увеличению эффекта приповерхностного упрочнения. При нагрузке 200 г, что соответствует глубине проникновения индентора ~ 3 мкм, существенных изменений величины H после имплантации не происходило. Такое поведение характерно как для имплантации бора, так и для фосфора (см. рис. 2, а и б).

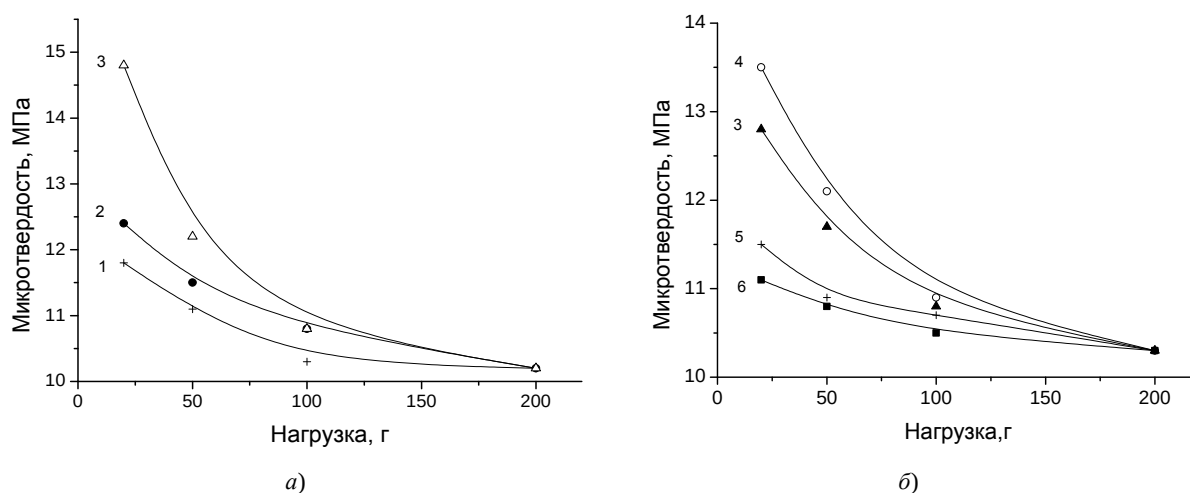


Рис. 2. Зависимости микротвердости от нагрузки для пластин КДБ 12, имплантированных ионами фосфора (б), и пластин КЭФ 4,5, имплантированных ионами бора (а). Доза Φ , 10^{12} см^{-2} : 1 – 5; 2 – 10; 3 – 30; 4 – 50; 5 – 100; 6 – 500

При дозах имплантации свыше $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ поведение образцов, имплантированных ионами P^+ и B^+ , существенно различается. В образцах, имплантированных бором, эффект приповерхностного упрочнения продолжает возрастать, а при имплантации фосфора дозой $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ он резко снижается (рис. 3) и при $\Phi_p = 5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ практически исчезает (рис. 3).

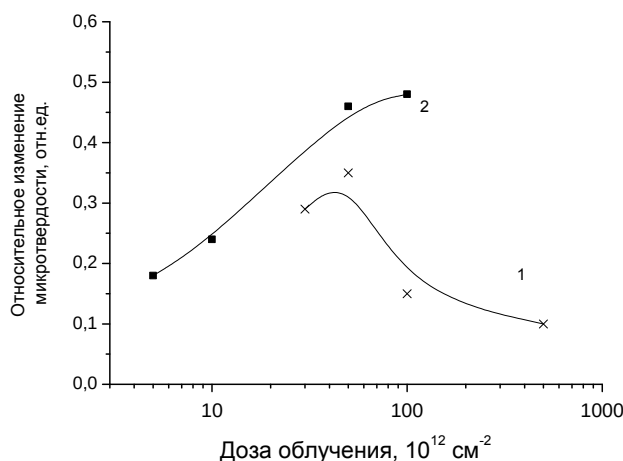


Рис. 3. Дозовая зависимость эффекта приповерхностного упрочнения (разница между значениями микротвердости при нагрузках 200 и 50 г) пластин КДБ 12, имплантированных ионами фосфора (1), и пластин КЭФ 4,5, имплантированных ионами бора (2)

Отметим, что при имплантации ионов P^+ наблюдается аморфизация имплантированного слоя, причем пороговой дозой сплошной аморфизации для имплантации при температуре, близкой к комнатной, является $(1 \dots 5) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. При имплантации B^+ сплошная аморфизация наблюдается при существенно более высоких дозах ($\sim 10^{17} \text{ см}^{-2}$) [6].

Принимая во внимание, что глубина проникновения индентора при минимальной нагрузке 20 г составляла 0,8...0,9 мкм и практически совпадала с проецированным пробегом R_p ионов фосфора в исследовавшихся образцах, можно предположить, что наблюдавшееся экспериментально снижение величины микротвердости H при нагрузке 20 г в образцах, имплантированных дозами Φ_p свыше $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$, обусловлено, вероятнее всего, аморфизацией приповерхностной области монокристалла. Следует отметить, что микротвердость аморфных образцов всегда ниже микротвердости монокристалла. Так, микротвердость пористого кремния почти на порядок ниже по сравнению с монокристаллом Si [11]. При имплантации бора аморфизация не наблюдалась, поэтому при увеличении дозы ионов B^+ эффект упрочнения приповерхностного слоя монокристалла не исчезал.

Быстрый термический отжиг (БТО) приводил к резкому снижению микротвердости в приповерхностной области монокристалла на глубинах до 1 мкм, что соответствовало нагрузкам 20...40 г (кривые 2, 3 на рисунках 4 и 5).

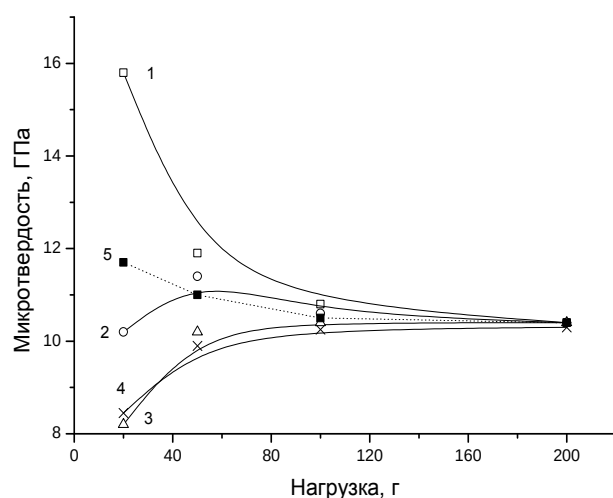


Рис. 4. Зависимость микротвердости Si от нагрузки для образцов, имплантированных ионами B^+ энергией 500 кэВ и подвергнутых БТО: Длительность отжига, с: 1 – 0; 2 – 15; 3, 4 – 60. Доза имплантации Φ_B , 10^{12} см^{-2} : 1...3 – 50, 4 – 5. Кривая 5 – исходный необлученный КЭФ 4,5

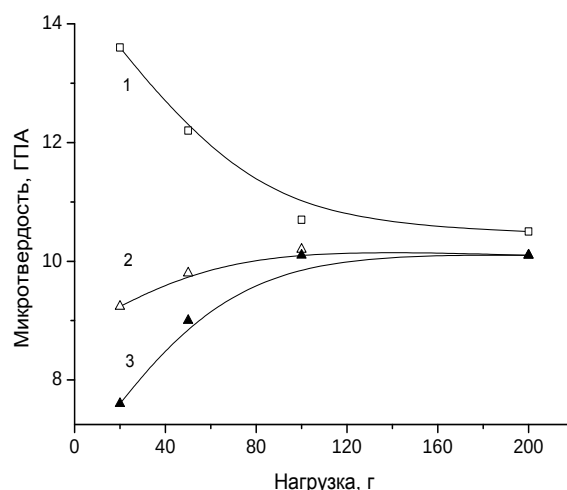


Рис. 5. Зависимость микротвердости Si от нагрузки для образцов, имплантированных ионами P^+ энергией 1000 кэВ и дозой $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$. Длительность отжига, с: 1 – 0; 2 – 15; 3 – 60

При увеличении нагрузки микротвердость резко возрастает и при $P = 100$ г и выше достигает значений, характерных для исходного необлученного кремния. Такие нетрадиционные зависимости микротвердости от нагрузки наблюдались после БТО всех исследовавшихся образцов, имплантированных ионами бора B^+ . Какой-либо зависимости от дозы имплантации для подвергавшихся БТО образцов не замечено (см. рис. 4). При БТО имплантированных ионами P^+ образцов наблюдалась несколько иная картина.

При увеличении дозы имплантации отжиг протекает менее интенсивно (сравним кривые 1, 3, 5 и 2, 4, 6 на рисунке 6). В аморфизированных имплантацией образцах (дозы $\Phi_p > 1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$) микротвердость после БТО не снижается ниже 9 ГПа даже после отжига длительностью 60 с (рис. 6, кривые 3...6).

Следует отметить, что микрохрупкость имплантированных и подвергнутых БТО образцов была несколько ниже, чем исходных пластин кремния. Так, даже при максимальной нагрузке 200 г разрушение отпечатков не наблюдалось, в то время как в исходном неимплантированном кремнии при этой же нагрузке разрушалось около 10 % отпечатков.

Трещины в углах отпечатков появлялись только при нагрузке 50 г и выше. В таблицах 1 и 2 приведены рассчитанные по средней длине радиальной трещины для разных нагрузок (от 50 до 200 г) значения коэффициента вязкости разрушения K_{IC} и эффективной энергии разрушения γ . При увеличении нагрузки указанные параметры снижаются, т.е. трещиностойкость материала падает. Такое поведение K_{IC} и γ наблюдается и в исходных необлученных образцах.

Имплантация ионов бора приводила к снижению трещиностойкости кремния. С увеличением дозы ионов бора Φ_B имело место монотонное снижение значений K_{IC} и γ (см. табл. 1). Быстрый термический отжиг длительностью 60 с приводил к увеличению трещиностойкости при малых нагрузках. Значения K_{IC} и γ во всех исследовавшихся образцах независимо от дозы имплантации восстанавливались до величин, характерных для пластин исходного (неимплантированного) кремния (см. табл. 1).

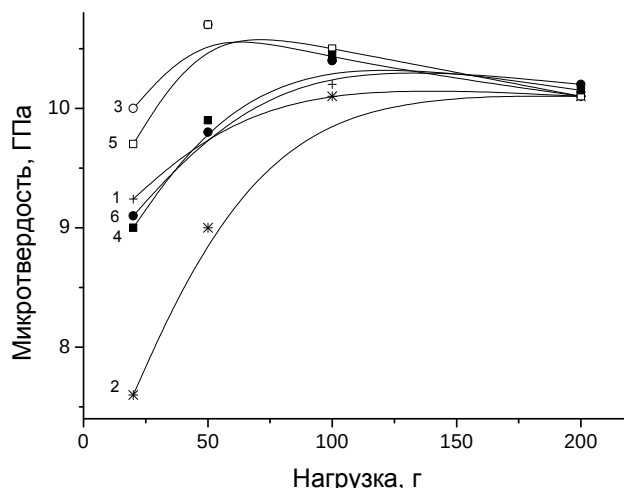


Рис. 6. Зависимость микротвердости от нагрузки для образцов, имплантированных ионами P^+ энергией 1000 кэВ и подвергнутых БТО:

Длительность отжига: 1, 3, 5 – 15 с; 2, 4, 6 – 60 с.

Доза имплантации Φ_p , 10^{13} см^{-2} : 1, 2 – 5; 2, 4 – 10; 5, 6 – 50

Таблица 1

Параметры трещиностойкости кремния марки КЭФ 4,5 ориентацией (100), имплантированного ионами бора ($E_B = 500$ кэВ) и подвергнутого быстрому термическому отжигу

Φ_B , см^{-2}	Длительность БТО, с	$K_{IC}, 10^6, \text{Па} \cdot \text{м}^{1/2}$, при нагрузке, г				γ , Па·м, при нагрузке, г			
		50	100	150	200	50	100	150	200
$5 \cdot 10^{13}$	–	1,65	1,36	1,31	1,29	9,1	6,1	5,7	5,5
	60	2,66	1,68	1,35	1,31	23,6	9,35	6,0	5,7
$5 \cdot 10^{12}$	–	2,24	1,61	1,34	1,28	16,7	8,6	5,9	5,4
	60	2,74	1,64	1,34	1,29	25,0	9,1	5,9	5,5

Таблица 2

Параметры трещиностойкости кремния марки КДБ12 ориентацией (100), имплантированного ионами фосфора ($E_P = 1000$ кэВ) и подвергнутого быстрому термическому отжигу

Φ_P , см^{-2}	Длительность БТО, с	$K_{IC}, 10^6, \text{Па} \cdot \text{м}^{1/2}$, при нагрузке, г				γ , Па·м, при нагрузке, г			
		50	100	150	200	50	100	150	200
$5 \cdot 10^{13}$	–	1,47	1,40	1,40	1,38	7,2	6,7	6,5	6,3
	15	1,83	1,54	1,35	1,30	11,1	7,12	6,05	5,7
	60	3,00	1,52	1,40	1,38	29,9	7,7	6,5	6,34
$1 \cdot 10^{14}$	–	2,05	1,50	1,50	1,50	14,0	7,5	7,5	7,5
	15	1,90	1,54	1,40	1,33	11,9	7,9	6,6	5,9
	60	1,91	1,64	1,53	1,51	12,1	9,0	7,7	7,6
$5 \cdot 10^{14}$	–	2,00	1,41	1,40	1,40	12,6	6,6	6,5	6,5
	15	1,92	1,66	1,51	1,48	12,4	9,2	7,6	7,0
	60	2,22	1,47	1,47	1,43	16,4	7,2	7,1	6,8

При имплантации ионов P^+ дозой Φ_p до $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ также наблюдалось снижение трещиностойкости при малых нагрузках, а БТО приводил к восстановлению величин K_{IC} и γ до их значений в исходных (неимплантированных) монокристаллах. При увеличении дозы имплантации Φ_p свыше порога аморфизации кремния $(1 \dots 5) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ значения коэффициента вязкости разрушения K_{IC} при нагрузке 50 г в имплантированных образцах возрастают примерно до $2,0 \dots 2,2 \text{ Па} \cdot \text{м}^{1/2}$, причем последующий БТО существенно не оказывает влияния на значения K_{IC} не оказывает. Их изменения в процессе БТО составляют 10...15 % и близки к погрешности измерений (см. табл. 2). Аналогично ведет себя и эффективная энергия разрушения γ .

Низкоэнергетичная 60 кэВ имплантация ионов B^+ , P^+ и Yb^+ . В зависимости от массы иона радиус проецированного пробега R_p составлял для B^+ 188 нм, P^+ – 73 нм и Yb^+ – 38 нм, что существенно меньше минимальной глубины проникновения индентора, составляющей $\sim 0,8 \text{ мкм}$ при нагрузке 20 г.

В отличие от высокоэнергетичной имплантации, в рассматриваемом случае рост микротвердости, превышающий погрешность измерения, наблюдался не вблизи поверхности, а в глубине монокристалла (при нагрузках свыше 100 г), на расстоянии свыше 2 мкм от поверхности (рис. 7, 8). Причем этот эффект отмечен для всех имплантированных ионов (рис. 7). Он усиливается при увеличении дозы ионов бора (рис. 8).

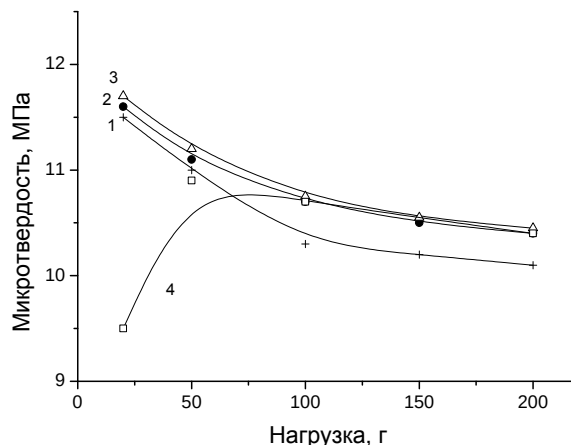


Рис. 7. Зависимости микротвердости от нагрузки для исходного (1) и имплантированных низкоэнергетичными (60 кэВ) ионами В⁺ (2), Р⁺ (3) и Yb⁺ (4) образцов кремния. Доза $\Phi = 3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Имплантация осуществлялась в кремний марок КЭФ 4,5 (кривая 2) и КДБ 10 (кривые 3, 4)

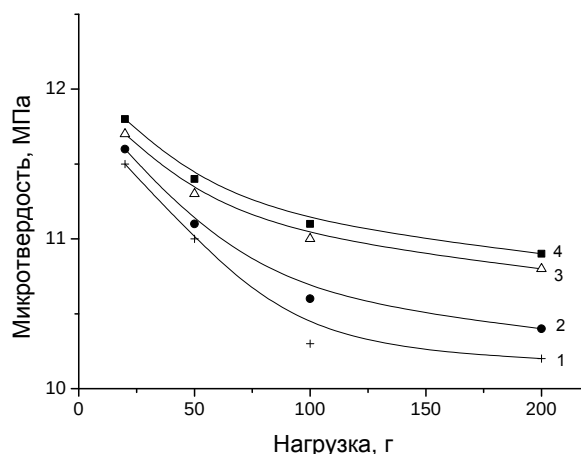


Рис. 8. Зависимости микротвердости от нагрузки для исходного (1) и имплантированных ионами В⁺ (2...4) с энергией 60 кэВ образцов кремния марки КЭФ 4,5. Доза $\Phi, 10^{14} \text{ см}^{-2}$: 2 – 3; 3 – 12; 5, 4 – 30

Аналогичный эффект увеличения микротвердости на глубинах от 2 до 16 мкм наблюдался авторами ранее при имплантации ионов бора с энергией 60 кэВ и дозой $6,25 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$ [12], которая значительно выше использовавшихся нами.

Отметим, что снижение нагрузки приводило к существенному уширению кривых случайного распределения величин микротвердости (измеренных диагоналей отпечатков). Так, если при нагрузке 200 г полуширина кривой случайного распределения H составляла $\sim 3\%$, что близко к значениям, характерным для необлученного кремния, то для малых нагрузок полуширина кривой случайного распределения при $P = 50$ г возрастала до $7...10\%$, а при нагрузке 20 г находилась в пределах $15...18\%$ для всех исследовавшихся образцов.

В имплантированных низкоэнергетичными ионами образцах сколы у сторон отпечатка (в количестве $10...20\%$) наблюдались только при нагрузке 200 г, в то время как в исходном неимплантированном кремнии при этой же нагрузке разрушалось около 10% отпечатков. То есть существенного ухудшения такого параметра, как микрохрупкость, после низкоэнергетичной имплантации не обнаружено.

В аморфизированных ионной имплантацией образцах (имплантация Yb и P дозой $\Phi \geq 3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$) наблюдалось резкое снижение микротвердости в приповерхностной области (при нагрузках $20...30$ г)

(кривая 4 на рисунке 7 и кривая 2 на рисунке 9). Это обусловлено тем, что микротвердость аморфных образцов всегда ниже микротвердости монокристалла. Для аморфизированных ионной имплантацией образцов характерны нечеткие отпечатки с множеством трещин и небольших сколов при нагрузке 200 г, что, вероятнее всего, связано с наличием упругих напряжений на границе между аморфизированным слоем и монокристаллической подложкой.

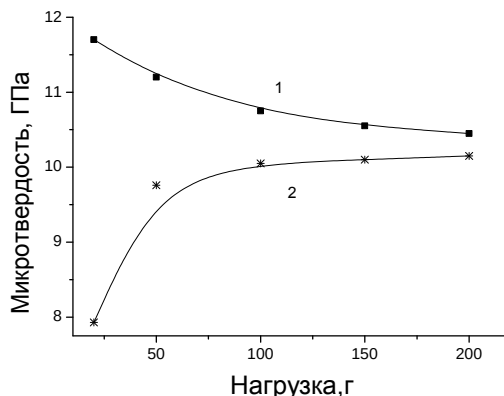


Рис. 9. Зависимости микротвердости от нагрузки для имплантированных ионами P^+ с энергией 60 кэВ образцов кремния марки КДБ 10.
Доза Φ , 10^{14} см^{-2} : 1 – 3; 2 – 60

Результаты исследования воздействия низкоэнергетичной имплантации на показатели трещиностойкости материала – коэффициент вязкости разрушения K_{IC} и эффективную энергию разрушения γ – представлены в таблицах 3 и 4. Для сравнения приведены данные по исходному (неимплантированному) кремнию той же марки – образец 4 в таблице 3. Наблюдается снижение трещиностойкости (значений K_{IC} и γ) в глубине кристалла при нагрузке 200 г. При меньших нагрузках существенных отличий от значений, характерных для исходного кремния, не наблюдается (табл. 3). Однако в образцах с аморфизированной ионной имплантацией приповерхностной областью трещиностойкость (значения K_{IC} и γ) значительно ниже при всех нагрузках (сравни образец 1 и образцы 2, 3 в таблице 4). Более существенное снижение трещиностойкости при имплантации Р дозой 1000 мкКл (образец 2, табл. 4), чем при имплантации Yb (образец 3), обусловлено большей протяженностью аморфизированной области при имплантации фосфора, чем при имплантации иттербия. Как отмечалось выше, проецированный пробег ионов при имплантации фосфора составлял 73 нм, а для Yb^+ был в два раза меньше – 38 нм. Отметим, что в кремнии марки КДБ10, имплантированном ионами фосфора и иттербия с энергией 60 кэВ, при нагрузке 20 г трещин не наблюдалось, поэтому оценить трещиностойкость при данной нагрузке не удалось.

Таблица 3

Параметры трещиностойкости кремния марки КЭФ 4,5, имплантированного ионами бора с энергией 60 кэВ

Номер образца	Доза облучения, мкКл	$K_{IC}, 10^6, \text{Па} \cdot \text{м}^{1/2}$				$\gamma, \text{Па} \cdot \text{м},$			
		20 г	50 г	100 г	200 г	20 г	50 г	100 г	200 г
1	50	3,00	2,20	1,50	1,23	29,1	16,1	7,5	5,0
2	200	2,53	2,13	2,00	1,29	21,4	15,0	12,9	5,5
3	500	2,71	2,22	2,02	1,24	24,5	16,4	13,6	5,1
4	–	2,96	2,64	1,81	1,65	28,6	23,0	10,9	9,1

Таблица 4

Параметры трещиностойкости кремния марки КДБ 10, имплантированного ионами фосфора и иттербия с энергией 60 кэВ

Номер образца	Ион/Доза облучения, мкКл	$K_{IC}, 10^6, \text{Па} \cdot \text{м}^{1/2}$				$\gamma, \text{Па} \cdot \text{м},$			
		20 г	50 г	100 г	200 г	20 г	50 г	100 г	200 г
1	$P^+/50$	Трещин нет	2,57	1,40	1,28	Трещин нет	22,0	6,6	5,5
2	$Yb^+/120$	Трещин нет	1,51	1,31	1,40	Трещин нет	7,64	5,7	6,5
3	$P^+/1000$	Трещин нет	1,33	1,32	0,95	Трещин нет	5,92	5,8	3,0

Обсуждение экспериментальных результатов. Ранее нами было установлено, что приповерхностное радиационное упрочнение монокристаллов кремния при высокоэнергетичной (~ 1 МэВ/нуклон) ионной имплантации обусловлено диффузией к поверхности собственных междоузельных атомов из нарушенного ионной имплантацией слоя и формированием у поверхности дефектов междоузельного типа [3 – 5].

Однако очевидно, что этот механизм не может быть применим для описания экспериментальных данных, изложенных в настоящей работе. Это обусловлено следующими причинами. Максимальная глубина проникновения индентора в кремний в наших экспериментах составляла ~ 3 мкм при нагрузке 200 г. При высокоэнергетичной ионной имплантации (~ 1 МэВ/нуклон) наблюдаются две области дефектообразования на глубинах порядка 15 мкм (вблизи R_p) и 8 мкм (соответствует $R_p/2$). Таким образом, приповерхностная область, которая тестируется при индентировании, не содержит радиационных дефектов.

В описанных выше экспериментах при среднеэнергетичной имплантации радиус проецированного пробега ионов R_p составлял ~ 1 мкм, что сопоставимо с глубиной внедрения индентора при минимальной нагрузке 20 г. То есть в этом случае в процессе индентирования тестируется нарушенный ионной имплантацией слой, упрочнение приповерхностного слоя монокристалла обусловлено радиационными дефектами, созданными при имплантации. Отметим, что эффект радиационного упрочнения достаточно хорошо известен [13 – 15]. При увеличении нагрузки до 200 г индентор проникает на глубину до 3 мкм за пределы слоя с радиационными дефектами, поэтому микротвердость снижается до значений, характерных для исходного необлученного кремния (см. рис. 2).

Снижение трещиностойкости при малых нагрузках в образцах, имплантированных среднеэнергетичными ионами, обусловлено наличием полей упругих напряжений на границе раздела «нарушенный имплантацией слой – бездефектная подложка». Эту границу индентор достигает при нагрузке 50...70 г. Аморфизация нарушенного ионной имплантацией слоя приводит к снижению напряжений на этой границе раздела, что проявляется как увеличение трещиностойкости при нагрузке 50 г в образцах, имплантированных ионами P^+ дозой свыше $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ (см. табл. 2).

При быстром термическом отжиге происходит отжиг радиационных дефектов, что приводит к подавлению эффекта радиационного упрочнения и снижению микротвердости приповерхностного слоя. Кроме того, свой вклад дает и другой механизм снижения H . Так, известно [16; 17], что в процессе БТО по всему объему монокристалла кремния имеет место генерация вакансий. В работе [18] отмечалось, что вакансионные дефекты могут приводить к разупрочнению кремния. Это легко объяснимо, если учесть, что сжатие (индентирование) бездислокационных полупроводников сопровождается генерацией избыточных собственных междоузельных атомов [19]. Резкое снижение (ниже значений, характерных для необлученного кремния) микротвердости в приповерхностной области после проведения БТО имплантированных образцов (см. рис. 4, 5) обусловлено, вероятнее всего, указанным разупрочняющим воздействием вакансионных дефектов, формирующихся в результате ионной имплантации и последующего быстрого термического отжига.

Увеличение трещиностойкости кремния после быстрого термического отжига обусловлено увеличением пластичности материала и хорошо коррелирует с поведением микротвердости.

При низкоэнергетичной (60 кэВ) имплантации глубина проникновения индентора почти на порядок превышает радиус проецированного пробега ионов (R_p составляет 0,188 мкм для V^+ ; 0,073 мкм – для P^+ и 0,038 мкм – для Yb^+). В этом случае в процессе индентирования тестируется в основном ненарушенная ионной имплантацией область за пробегом ионов. Известно [20], что при низкоэнергетичной имплантации за областью пробега ионов залегают два слоя. Непосредственно за нарушенным слоем (на глубине около 1 мкм при имплантации Ag^+ с энергией 40 кэВ) располагается слой вакансионных дефектов, за которым на больших глубинах ($\sim 3...5$ мкм) находятся комплексы междоузельных дефектов. Их формирование обусловлено диффузией вакансий и собственных междоузельных атомов из нарушенного ионной имплантацией слоя [12; 21; 22]. Поскольку междоузельные дефекты упрочняют монокристаллы кремния [23], то, когда индентор достигает области скопления междоузельных атомов, должно иметь место увеличение микротвердости материала. Это и наблюдалось нами при нагрузках 100...200 г в образцах, подвергнутых низкоэнергетичной имплантации (см. рис. 7, 8).

Радиационные дефекты, генерируемые в области пробега ионов, должны приводить к упрочнению монокристалла при малых нагрузках. Однако их влияние компенсируется находящейся за слоем внедрения областью вакансионных дефектов, которые разупрочняют кристалл [18]. Поэтому при малых нагрузках существенное изменение величины микротвердости при низкоэнергетичной имплантации не наблюдается (см. рис. 7, 8).

Аморфизация нарушенного ионной имплантацией слоя приводит к разупрочнению материала в области пробега ионов и к росту концентрации вакансионных дефектов за слоем внедрения ионов. Действие этих двух механизмов должно приводить к существенному снижению значений H при малых нагрузках (см. рис. 7, кривая 4; рис. 9, кривая 2). Радиус проецированного пробега ионов Yb^+ в 5 раз мень-

ше R_p ионов P^+ , поэтому аморфизация при имплантации фосфором сказывается на больших глубинах (при больших нагрузках), чем при имплантации иттербия.

Снижение трещиностойкости в области больших нагрузок при низкоэнергетичной имплантации бора (см. табл. 3) коррелирует с поведением микротвердости и обусловлено снижением пластичности материала. Аналогичный эффект, наблюдавшийся во всем диапазоне нагрузок в аморфизированных ионной имплантацией материалах (см. табл. 4), обусловлен высокой концентрацией вакансионных дефектов в области за слоем внедрения ионов. Как известно [24], для развития трещины требуются вакансии, поэтому высокая концентрация вакансий должна снижать трещиностойкость материала. Для более легких атомов фосфора (по сравнению с атомами Yb) диффузия вакансий из слоя внедрения должна происходить более интенсивно вследствие того, что меньшая доля первичных радиационных дефектов связывается в комплексы в пределах области пробега ионов [21]. Поэтому трещиностойкость аморфизированных имплантацией фосфора образцов должна быть ниже, чем при имплантации Yb (см. табл. 4, образцы 2 и 3).

На основании полученных экспериментальных результатов можно сделать следующие **выводы**:

- приповерхностное упрочнение монокристаллов кремния при имплантации наблюдается при энергиях ионов 500 кэВ и выше, причем величина радиационного приповерхностного упрочнения существенно уменьшается при снижении энергии ионов;

- при низкоэнергетичной имплантации ($E = 60$ кэВ) увеличение микротвердости наблюдается в глубине пластины на расстояниях, существенно превышающих радиус проецированного пробега ионов R_p . Указанный эффект, вероятнее всего, обусловлен диффузией собственных междоузельных атомов (и, возможно, вакансий) из области торможения ионов вглубь пластины. Вблизи поверхности (на глубинах до 1 мкм) величина микротвердости не превышает значения, характерные для исходных (необлученных) пластин кремния;

- аморфизация имплантированной области кремния (дозы $\Phi \geq 3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ для ионов фосфора и иттербия) приводит к снижению микротвердости вблизи поверхности – значения микротвердости при малых нагрузках ниже значений H , характерных для исходного монокристаллического кремния. Это обусловлено тем, что микротвердость аморфных образцов всегда ниже микротвердости монокристалла;

- быстрый термический отжиг приводит к разупрочнению приповерхностной области монокристалла кремния на глубине до 1 мкм и увеличению трещиностойкости (росту K_{IC} и γ) при малых нагрузках.

Полученные экспериментальные результаты объяснены с учетом генерации вакансий в процессе быстрого термического отжига.

ЛИТЕРАТУРА

1. Поут, Дж.М. Модифицирование и легирование поверхности лазерными, ионными и электронными пучками / Дж.М. Поут; под ред. Дж.М. Поута [и др.]. – М.: Машиностроение, 1987. – 424 с.
2. Диденко, А.Н. Воздействие пучков заряженных частиц на поверхность металлов и сплавов / А.Н. Диденко, А.Е. Лигачев, И.Б. Куракин. – М.: Энергоиздат, 1987. – 184 с.
3. Особенности дефектообразования в кремнии, имплантированном ионами с удельной энергией ~ 1 МэВ/нуклон / С.А. Вабищевич [и др.] // Неорганические материалы. – 2010. – Т. 46, № 12. – С. 1413 – 1417.
4. Приповерхностное упрочнение пластин кремния, имплантированных высокоэнергетичными ионами бора / С.А. Вабищевич [и др.] // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования – 2010. – № 1. – С. 78 – 81.
5. Дефектообразование в приповерхностном слое кремния, имплантированного высокоэнергетическими ионами: Исследование методом микроиндентирования / С.А. Вабищевич [и др.] // Весці НАН Беларусі. Сер. фіз.-мат. навук – 2010. – № 3. – С. 86 – 90.
6. Зи, С. Технология СБИС: в 2-х кн. Кн. 1 / С. Зи. – М.: Мир, 1986. – 404 с.
7. Просолович, В.С. Основы современных технологических процессов: курс лекций / В.С. Просолович, Ю.Н. Янковский, Д.И. Бринкевич. – Минск: БГУ, 2011. – 135 с.
8. Литвинов, Ю.М. Методология определения механических свойств полупроводниковых материалов с помощью метода непрерывного вдавливания индентора / Ю.М. Литвинов, М.Ю. Литвинов // Изв. вузов. Материалы электронной техники. – 2004. – № 4. – С. 11 – 16.
9. Определение комплекса механических свойств материалов в нанобъемах методами наноиндентирования / Ю.И. Головин [и др.] // Конденсированные среды и межфазные границы. – 2001. – Т. 3, № 2. – С. 122 – 135.
10. Колесников, Ю.В. Механика контактного разрушения / Ю.В. Колесников, Е.М. Морозов. – М.: Наука, 1989. – 220 с.
11. Соколов, В.И. Некоторые характеристики пористого кремния (отражение, рассеяние, показатель преломления, микротвердость) / В.И. Соколов, А.И. Шелых // Письма в ЖТФ. – 2008. – Т. 34, № 5. – С. 34 – 39.

12. Влияние ионного облучения на микродефектную структуру кристаллов кремния / Е.С. Демидов [и др.] // Неорганические материалы. – 2000. – Т. 36, № 5. – С. 522 – 525.
13. Реутов, В.Ф. О вкладе нанокластеров в радиационное упрочнение металлов / В.Ф. Реутов // Физика металлов и металловедение. – 2003. – Т. 96, № 6. – С. 92 – 99.
14. Березина, Г.М. Изменение микротвердости кремния при низкотемпературном отжиге / Г.М. Березина, Ф.П. Коршунов, Л.И. Мурин // Изв. АН СССР. Неорганические материалы. – 1990. – Т. 26, № 4. – С. 683 – 686.
15. Влияние нейтронного облучения на микротвердость арсенида галлия / З.В. Джибути [и др.] // Письма в ЖТФ. – 2004. – Т. 30, № 17. – С. 45 – 47.
16. R.J. Falster, M.J. Binns, H.W. Korb US patent 6686620, primary class 438/473, publication 3.02.2004.
17. Voronkov, V.V. Effect of vacancies on nucleation of oxide precipitates in silicon / V.V. Voronkov, R. Falster // Materials science in semiconductor processing. – 2003. – V. 5. – P. 387 – 390.
18. Головин, Ю.И. Недислокационная пластичность и ее роль в массопереносе и формировании отпечатка при динамическом индентировании / Ю.И. Головин, А.А. Дмитриевский, Н.Ю. Сучкова // Физика твердого тела. – 2006. – Т. 48, № 2. – С. 262 – 265.
19. Головин, Ю.И. Структура комплексов, ответственных за радиационно-стимулированное разупрочнение монокристаллов кремния / Ю.И. Головин, А.И. Тюрин // Физика твердого тела. – 2000. – Т. 42, № 10. – С. 1818 – 1820.
20. Морозов, Н.П. Дефектообразование в кремнии при ионной бомбардировке за пределами области пробега ионов / Н.П. Морозов, В.Д. Скупов, Д.И. Тетельбаум // Физика и техника полупроводников. – 1985. – Т. 19, № 3. – С. 464 – 468.
21. Эффект дальнего действия при ионном облучении «бескислородного» кремния / Е.И. Зорин [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 1987. – Т. 21, № 5. – С. 904 – 910.
22. Морозов, Н.П. Глубокое проникновение радиационных дефектов из ионно-имплантированного слоя в объем полупроводника / Н.П. Морозов, Д.И. Тетельбаум // Физика и техника полупроводников. – 1983. – Т. 17, № 5. – С. 838 – 842.
23. Вабищевич, С.А. Микротвердость пластин кремния, прошедшего геттерирующую термообработку / С.А. Вабищевич, Н.В. Вабищевич, Д.И. Бринкевич // Перспективные материалы. – 2005. – № 2. – С. 20 – 22.
24. Кукушкин, С.А. Эволюция морфологии микропоры в хрупком твердом теле под действием внешней механической нагрузки / С.А. Кукушкин, С.В. Кузьмичев // Физика твердого тела. – 2008. – Т. 50, № 8. – С. 1390 – 1394.

Поступила 11.09.2012

MICROSTRENGTHING PROPERTIES OF SURFACE LAYERS OF IMPLANTED SILICON SINGLE CRYSTALS

D. BRINKEVICH, S. VABISHCHEVICH, N. VABISHCHEVICH, V. PROSOLOVICH, YU. YANKOVSKI

Physicomechanical properties of the silicon single crystal subjected to low-energy implantation were investigated by microindentation method. The surface hardening of silicon single crystals at ions implantation with $E \geq 500$ keV was revealed. The size of radiating surface hardenings decreases at ions energy reduction. The microhardness increase in depth of a plate on distances essentially exceeding radius of projective run of ions was revealed at low-energy implantations ($E=60$ keV). It was shown, that fast thermal annealing leads to dishardening of surface silicon single crystal on depth up to 1 micron and to increase of cracking resistance (to growth K_{IC} and γ) at small loadings. The received experimental results are explained in view of generation of vacancies during fast thermal annealing. The mechanism of radiating hardening of silicon single crystal at ion implantation was discussed.

УДК 550.837.75:553.98

АНАЛИЗ ДВУХЧАСТОТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С АНИЗОТРОПНОЙ СРЕДОЙ В РЕЖИМЕ МОЩНОГО НИЗКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА

канд. техн. наук, доц. В.Ф. ЯНУШКЕВИЧ,
А.А. ЗДАНОВИЧ, Д.О. ШОСТАК, Ю.А. ЩАДЕНКОВ
(Полоцкий государственный университет)

Представлены результаты теоретического анализа двухчастотного взаимодействия с анизотропной средой в режиме мощного низкочастотного сигнала. Приведены результаты расчетов электродинамических параметров подстилающих поверхностей. Проанализировано влияние вариаций характеристик зондирующего сигнала на тензор диэлектрической проницаемости среды над углеводородными залежами. Представлены результаты тензора от характеристик исследуемой поверхности. Показаны расчеты частотных зависимостей диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности. Даны рекомендации по оптимизации характеристик электромагнитных волн для повышения точности и достоверности оконтуривания залежей нефти и газа. Результаты исследований могут быть использованы для разработки новых методов поиска и идентификации углеводородов.

Введение. Актуальность рассматриваемых в настоящей работе задач заключается в расширении возможностей поиска новых методов электроразведки углеводородных залежей (УВЗ), связанных с усложнением методик и технологий, преследующих сокращение времени аттестации контролируемой поверхности и улучшение качественных показателей эффективности. Анализ существующих методов показывает, что при представлении среды над УВЗ в виде анизотропной неоднородности (АН) плазмоподобного типа использование для поиска и выделения двухчастотных сигналов ведет к повышению точности и достоверности георазведки углеводородов [1]. При разработке новых методов электроразведки большое внимание уделяется не только решению задач поиска и оконтуривания залежей нефти и газа (углеводородов), но и определению глубины залегания УВЗ [2]. Способы применения двухчастотных электромагнитных волн (ЭМВ) для георазведки углеводородов связаны с улучшением качественных показателей эффективности электроразведочных работ [3].

Теоретически анализ. В данной работе проведен анализ распределения радиоволн в средах над УВЗ для двухчастотного воздействия в режиме мощного низкочастотного (НЧ) сигнала в зависимости от характеристик АН.

Рассмотрим процесс взаимодействия ЭМВ с УВЗ в режиме бигармонического сигнала вида:

$$\vec{e}(t) = \vec{e}_1(t) + \vec{e}_2(t) = E_1 \cdot \cos \omega_1 t + E_2 \cdot \cos \omega_2 t, \quad (1)$$

где $E_1, E_2, \omega_1, \omega_2$ – соответственно амплитуды и частоты двух ЭМВ.

Введем коэффициенты отношения амплитуд двух волн и их частот:

$$\begin{cases} k_E = \frac{E_2}{E_1}; \\ k_\omega = \frac{\omega_1}{\omega_2}. \end{cases} \quad (2)$$

Тензор среды над углеводородами

$$\tilde{\epsilon} = \begin{vmatrix} \epsilon_1 & -j\dot{\epsilon}_2 & 0 \\ j\dot{\epsilon}_2 & \epsilon_1 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_3 \end{vmatrix} \quad (3)$$

для мощного НЧ сигнала с коэффициентами

$$\begin{cases} k_E \ll 1, \\ k_\omega \ll 1 \end{cases} \quad (4)$$

имеет вид [4]:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{\epsilon}_1 &= \epsilon_r \frac{\tilde{\omega}_1}{\omega_2} + \sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{\omega_{pi}^2 \cdot \tilde{\omega}_1}{\omega_2} \cdot \frac{\omega_{pi}^2 - \tilde{\omega}_1^2 - v_i^2}{(v_i^2 + \omega_{ri}^2 - \tilde{\omega}_1^2)^2 + 4\tilde{\omega}_1^2 v_i^2} - \right. \\ &\quad \left. - j \left[\frac{-\epsilon_r k_E (1 - k_\omega) \sin \alpha t}{1 + k_E \cos \alpha t} + \frac{\sigma_r}{\omega_2 \epsilon_0} + \frac{\omega_{pi}^2 \cdot v_i}{\omega_2} \cdot \frac{\omega_{pi}^2 + \tilde{\omega}_1^2 + v_i^2}{(v_i^2 + \omega_{ri}^2 - \tilde{\omega}_1^2)^2 + 4\tilde{\omega}_1^2 v_i^2} \right] \right\}; \\ \dot{\epsilon}_2 &= \sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{\omega_{pi}^2 \cdot \omega_{ri}}{\omega_2} \cdot \frac{\omega_{ri}^2 - \tilde{\omega}_1^2 + v_i^2}{(v_i^2 + \omega_{ri}^2 - \tilde{\omega}_1^2)^2 + 4\tilde{\omega}_1^2 v_i^2} - 2j \cdot \frac{\tilde{\omega}_1 \cdot v_i \cdot \omega_{pi}^2 \cdot \omega_{ri}}{[(v_i^2 + \omega_{ri}^2 - \tilde{\omega}_1^2)^2 + 4\tilde{\omega}_1^2 v_i^2] \omega_2} \right\}; \\ \dot{\epsilon}_3 &= \epsilon_r \frac{\tilde{\omega}_1}{\omega_2} + \sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{\omega_{pi}^2 \cdot \tilde{\omega}_1}{\omega_2} \cdot \frac{1}{v_i^2 + \tilde{\omega}_1^2} - j \cdot \left[\frac{-\epsilon_r k_E (1 - k_\omega) \sin \alpha t}{1 + k_E \cos \alpha t} + \frac{\sigma_r}{\omega_2 \epsilon_0} + \frac{\omega_{pi}^2 \cdot v_i}{\omega_2} \cdot \frac{1}{\tilde{\omega}_1^2 + v_i^2} \right] \right\}, \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где ϵ_r, σ_r – диэлектрическая проницаемость и удельная электрическая проводимость среды над УВЗ;

$$\tilde{\omega}_1 = \omega_2 [k_\omega + k_E^2 + k_E (1 - k_\omega) \cos \alpha t]; \quad (6)$$

$\alpha = \omega_2 - \omega_1 = \omega_2 (1 - k_\omega)$ – разность частот двух ЭМВ; ω_{pi} и ω_{ri} – плазменная и гиротропная частоты; v_i – частота столкновения частиц; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума.

Для определения глубины залегания УВЗ представляет интерес компонента $\dot{\epsilon}_3$ тензора (5).

Отличие геологических объектов по электропроводности, по магнитной и диэлектрической проницаемости приводит к существенному разбросу свойств физических пород-коллекторов, в которых находятся УВЗ. Поэтому был проведен анализ составляющей тензора $\dot{\epsilon}_3$ от характеристик двухчастотной ЭМВ, от $\epsilon_r, \sigma_r, v_i$ и от концентрации электронов и ионов $N_e = N_i$.

Результаты и их обсуждение. Графики частотных зависимостей компоненты тензора $|\dot{\epsilon}_3|$ приведены на рисунке 1.

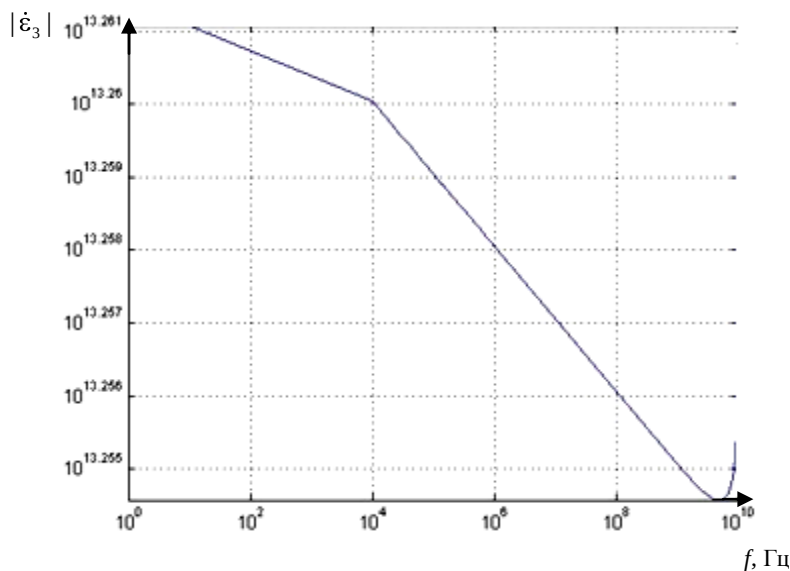


Рис. 1. Зависимость $|\dot{\epsilon}_3|$ при $k_\omega = 10^{-6}$ и $k_E = 10^{-6}$

На характеристике можно видеть три участка. На первом отрезке, в диапазоне частот от 1 Гц до 10^4 Гц, модуль диэлектрической проницаемости практически постоянен, незначительно уменьшаясь по линейному закону с ростом частоты. В диапазоне частот $(10^4 \dots 6 \cdot 10^9)$ Гц величина $|\dot{\epsilon}_3|$ уменьшается ли-

нейно от значения $10^{13,26}$ до $10^{13,25}$ в граничных точках. На третьем отрезке, т.е. для $f = 6 \cdot 10^9 \dots 1 \cdot 10^{10}$ Гц, наблюдается незначительное увеличение модуля диэлектрической проницаемости при наличии несущественной нелинейности характеристики. Аналогичные зависимости наблюдаются при увеличении коэффициентов k_0 и k_E до значения 10^{-1} , за исключением численных значений $|\dot{\epsilon}_3|$. Так, для $k_0 = 10^{-1}$ при $f = 1 \cdot 10^4$ Гц $|\dot{\epsilon}_3| = 10^{8,2185}$. На рисунке 2 представлены зависимости $\arg(\dot{\epsilon}_3)$ от частоты.

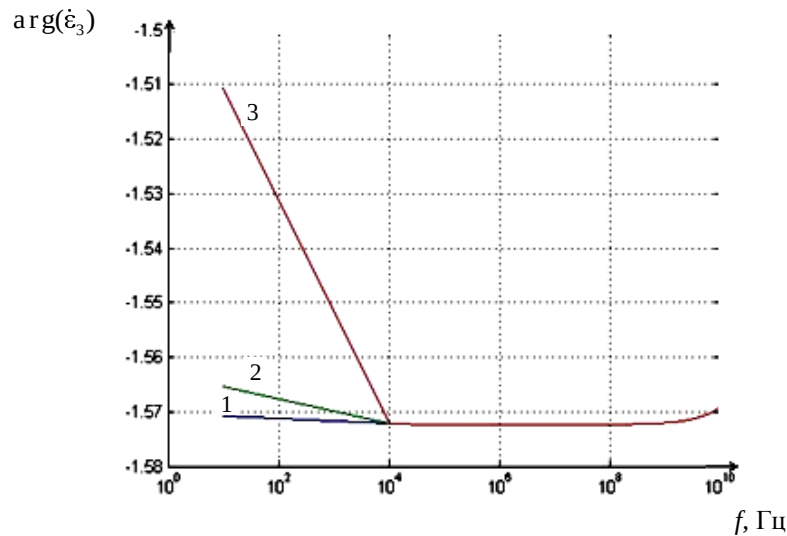


Рис. 2. Зависимости $\arg(\dot{\epsilon}_3) = \psi(f)$:

$$1 - k_0 = 10^{-6}, k_E = 10^{-6}; 2 - k_0 = 10^{-6}, k_E = 10^{-1}; 3 - k_0 = 10^{-1}, k_E = 10^{-1}$$

Для данных характеристик следует выделить два участка. На первом при $f = 1 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^{10}$ Гц фаза практически постоянна, причем она не зависит от вариации коэффициентов k_0 и k_E . На втором участке наблюдается линейное уменьшение фазовой составляющей диэлектрической проницаемости с ростом частоты. При низких значениях k_0 и k_E $\arg(\dot{\epsilon}_3)$ изменяется на большую величину (например, для $k_0 = 10^{-1}, k_E = 10^{-1}$ фаза уменьшается от $-1,51$ рад на частоте 10 Гц до $-1,57$ рад на частоте $1 \cdot 10^4$ Гц.

Был проведен анализ компоненты тензора диэлектрической проницаемости от удельной проводимости среды над УВЗ (рис. 3).

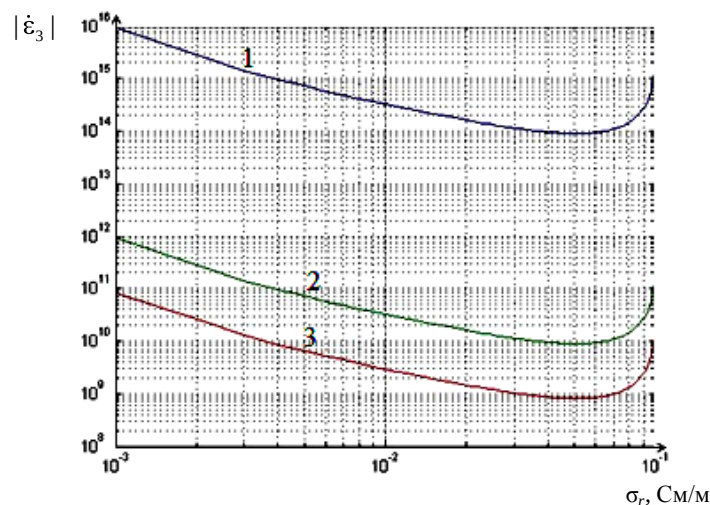


Рис. 3. Зависимости $|\dot{\epsilon}_3| = \psi(\sigma_r)$:

$$1 - k_0 = 10^{-6}, k_E = 10^{-6}; 2 - k_0 = 10^{-6}, k_E = 10^{-1}; 3 - k_0 = 10^{-1}, k_E = 10^{-1}$$

С увеличением проводимости среды $|\dot{\epsilon}_3|$ уменьшается, за исключением небольшого участка в районе $\sigma_r \approx (0,8...1) \cdot 10^{-1}$ См/м, когда наблюдается некоторое увеличение модуля диэлектрической проницаемости. Вариация коэффициентов k_0 и k_E существенно влияет на модуляцию диэлектрического заполнения. Для $k_0 = 10^{-6}$, $k_E = 10^{-6}$ $|\dot{\epsilon}_3| = 10^{16}$ при $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м. Установка значений $k_0 = 10^{-1}$, $k_E = 10^{-1}$ соответствует $|\dot{\epsilon}_3| = 10^{11}$.

Фазовая компонента не подвержена влиянию коэффициентов k_0 и k_E (рис. 4).

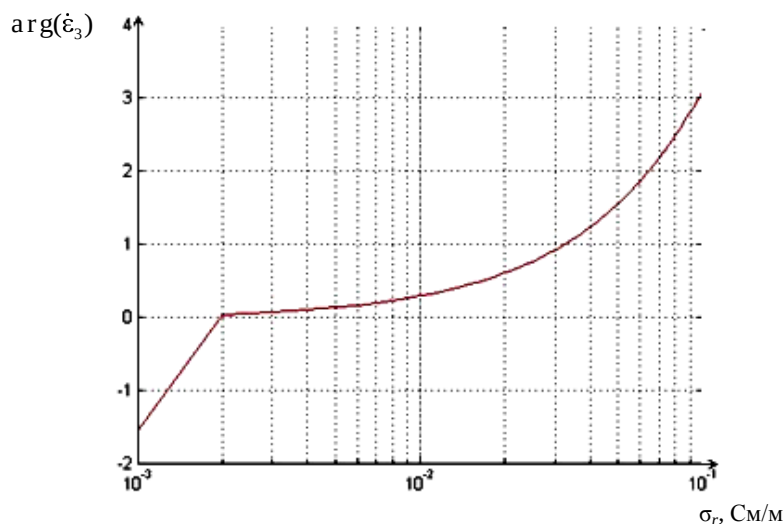


Рис. 4. Зависимость $\arg(\dot{\epsilon}_3) = \psi(\sigma_r)$

На графике (рис. 4) можно отметить два участка. На первом из них наблюдается линейный рост фазы от $-1,5$ рад (10^{-3} См/м) до 0 рад ($0,2 \cdot 10^{-2}$ См/м). При изменении удельной проводимости от $0,2 \cdot 10^{-2}$ до $1 \cdot 10^{-1}$ См/м происходит нелинейное увеличение $\arg(\dot{\epsilon}_3)$ от 0 рад до 3 рад.

Влияние концентрации частиц отражено на рисунке 5.

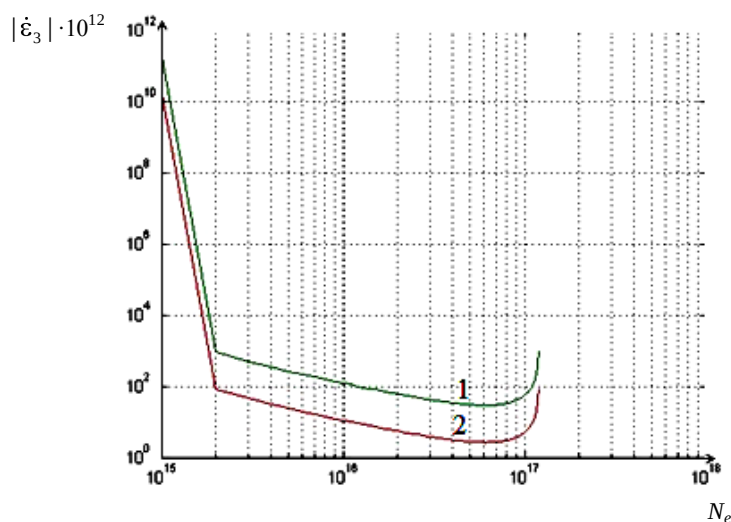


Рис. 5. Зависимости $\arg(\dot{\epsilon}_3) = \psi(N_e)$.

1 – $k_0 = 10^{-6}$, $k_E = 10^{-6}$; 2 – $k_0 = 10^{-1}$, $k_E = 10^{-1}$

На характеристике выделяются три участка. Изменение концентрации от $1 \cdot 10^{15}$ до $0,2 \cdot 10^{16}$ приводит к линейному уменьшению модуля диэлектрической проницаемости. На отрезке $N_e = (0,2 \cdot 10^{16} ... 0,8 \cdot 10^{17})$ наблюдается незначительное нелинейное уменьшение $|\dot{\epsilon}_3|$. На третьем участке характеристики происходит нелинейное увеличение модуля диэлектрической проницаемости. Вариация коэффициентов k_0 и k_E

отражается на изменении $|\dot{\epsilon}_3|$. При увеличении данных коэффициентов происходит уменьшение модуля компоненты тензора.

Было проанализировано влияние частоты столкновений на характеристики диэлектрического накопителя (рис. 6).

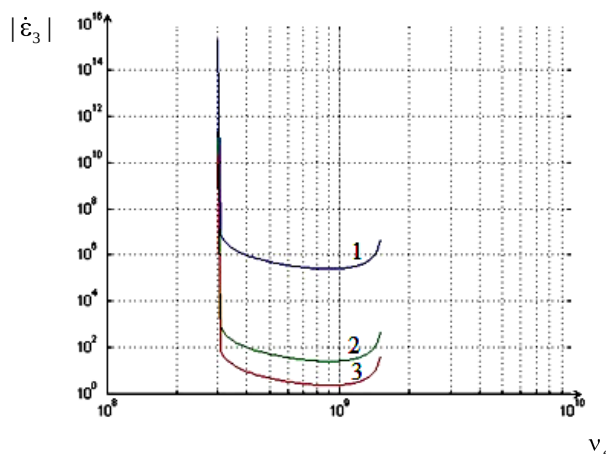


Рис. 6. Зависимости $|\dot{\epsilon}_3| = \psi(\nu_e)$

1 – $k_0 = 10^{-6}$, $k_E = 10^{-6}$; 2 – $k_0 = 10^{-6}$, $k_E = 10^{-1}$; 3 – $k_0 = 10^{-1}$, $k_E = 10^{-1}$

Установлено, что на модуль диэлектрической проницаемости существенно влияет частота столкновений частиц $0,3 \cdot 10^9 \text{ с}^{-1}$ когда $|\dot{\epsilon}_3|$ резко уменьшается в диапазоне $10^2 \dots 10^{16}$. При $\nu_e = (0,3 \cdot 10^9 \dots 1,5 \cdot 10^9) \text{ с}^{-1}$ происходит незначительное изменение модуля. Вариация коэффициентов k_0 и k_E приводит к изменению $|\dot{\epsilon}_3|$. С ростом k_0 и k_E модуль диэлектрической проницаемости уменьшается.

Заключение. Проведен анализ электродинамических параметров среды над УВЗ в режиме двухчастотного взаимодействия для мощного НЧ сигнала. Установлены закономерности изменения физических свойств подстилающих поверхностей от характеристик зондирующего сигнала. Результаты исследований могут быть использованы для определения глубины залегания УВЗ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гололобов, Д.В. Поиск месторождений углеводородов радиоволновым методом / Д.В. Гололобов, В.Ф. Янушкевич // Приборы. Справочный журнал. – М.: Научтехмаш, 1999. – № 10. – С. 25 – 27.
2. Гололобов, Д.В. Взаимодействие электромагнитных волн и углеводородных залежей / Д.В. Гололобов. – Минск: Бестпринт, 2009. – 186 с.
3. Москвичев, В.Н. Исследование взаимодействия электромагнитных волн с углеводородной залежью / В.Н. Москвичев // Радиотехника и электроника. – Минск: Выш. шк., 1989. – Вып. 18. – С. 91 – 96.
4. Гололобов, Д.В. Радиотехнические системы поиска и идентификации углеводородных залежей в режиме двухчастотного взаимодействия / Д.В. Гололобов, В.Ф. Янушкевич // Весці Нац. Акад. навук Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. – 2002. – № 1. – С. 49 – 54.

Поступила 28.05.2012

ANALYSIS OF TWO-FREQUENCY INTERACTION WITH AN ANISOTROPIC MEDIUM IN THE REGIME OF POWERFUL LOW-FREQUENCY SIGNAL

V. YANUSHKEVICH, A. ZDANOVICH, D. SHOSTAK, Y. SHCHADENKOV

The paper presents results of theoretical analysis of two-frequency interaction with an anisotropic medium in the regime of powerful low-frequency signal. The results of calculations of the electrodynamic parameters of the underlying surfaces are presented. The effect of variations in the characteristics of the probe signal on the dielectric constant of the medium above the hydrocarbon deposits is analyzed. The results of the tensor of the characteristics of the surface under study are presented. Calculations of the frequency dependence of the dielectric constant of the underlying surface are shown. Recommendations for optimizing the characteristics of electromagnetic waves to improve the accuracy and reliability of delineation of oil and gas are given. The results of research can be used to develop new methods of search and identification of hydrocarbons.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАТИКА

<i>Глухов Д.О., Лазовский Е.Д., Глухова Т.М., Самощенко Г.А.</i> Применение мягких вычислений для сглаживающей аппроксимации сложных сингулярных зависимостей	2
<i>Барков А.В.</i> Метод обнаружения слабого гармонического сигнала в гауссовом шуме	6
<i>Железняк В.К., Рябенко Д.С.</i> Метод оценки защищенности информации, преобразованной в цифровую форму.....	12
<i>Раханов К.Я.</i> Синтез программно-аппаратной системы оценки разборчивости речи методом ЛЧМ-сигнала: результаты эксперимента	20
<i>Богущ Р.П., Бровко Н.В.</i> Обнаружение пламени на динамических изображениях на основе вейвлет-анализа и текстурной сегментации	27
<i>Сухоруков О.В.</i> Разложение арифметической операции «деление» в ряд побитовых сдвигов	33
<i>Железняк В.К., Барков А.В.</i> Формирование маскирующей помехи для защиты видеосигнала от утечки по техническим каналам	40

МАТЕМАТИКА

<i>Linkevich A.</i> Semantic Retrieval and Classification of Web Pages Using Frames and Neural Networks	46
<i>Лысюк А.Н., Дереченник С.С.</i> Сглаживание гистограмм дискретных распределений методом Монте-Карло	50

ФИЗИКА

<i>Барченко В.Т., Петрова Е.А., Залесский В.Г.</i> Моделирование характеристик разряда в скрещенных электрическом и магнитном полях: основные физические процессы и простейшие аналитические модели.....	57
<i>Бездель А.О., Янушкевич В.Ф.</i> Сверхразрешение источников излучения на основе метода «теплового шума»	64
<i>Вабищевич С.А., Петров В.В.</i> Инфракрасное поглощение в нейтронно-облученном кремнии, легированном алюминием.....	69
<i>Кременя К.И., Янушкевич В.Ф.</i> Влияние толщины материала лопастей спирали и диэлектрической подложки на характеристики плоской логарифмической спиральной антенны.....	74
<i>Вабищевич С.А., Вабищевич Н.В., Бринкевич Д.И., Просолович В.С., Янковский Ю.Н.</i> Микропрочностные свойства приповерхностных слоев имплантированных монокристаллов кремния.....	79
<i>Янушкевич В.Ф., Зданович А.А., Шостак Д.О., Щаденков Ю.А.</i> Анализ двухчастотного взаимодействия с анизотропной средой в режиме мощного низкочастотного сигнала	89