

ВЕСТНИК 2 (12) 2011

МАРИЙСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-технический журнал

Издаётся с ноября 2007 года

Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

Журнал включен в **ПЕРЕЧЕНЬ** ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 г. №6/6)

Учредитель:

ФГБОУ ВПО «Марийский государственный технический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере массовых коммуникаций, связи и охраны культурного наследия (свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-30177 от 02.11.07)

Полное или частичное воспроизведение материалов, содержащихся в настоящем издании, допускается только с письменного разрешения редакции.

Адрес редакции:

424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

Тел. (8362) 68-60-12, 68-78-46

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: vestnik@marstu.net

Редактор *Т. А. Рыбалка*

Дизайн обложки *Л. Г. Маланкина*

Компьютерная верстка

А. А. Кислицын

Перевод на английский язык

О. В. Миронова

Подписано в печать 28.09.11.

Формат 60×84 ¹/₈. Усл. п. л. 10,69.

Тираж 500 экз. Заказ №133.

Марийский государственный

технический университет

424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета

в ООО «Реклайн»

424007 Йошкар-Ола,

ул. Строителей, 95

Главный редактор **Е. М. Романов**

Главная редакционная коллегия:

Е. М. Романов, д-р с.-х. наук, профессор
(главный редактор)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор
(первый зам. гл. редактора)

А. Д. Арзамасцев, д-р экон. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

С. А. Денисов, д-р с.-х. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

А. Н. Леухин, д-р физ.-мат. наук, профессор
(отв. секретарь)

Редакционная коллегия серии:

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор
(зам. гл. редактора – главный редактор серии)

А. П. Анютин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

Д. В. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

А. С. Крюковский, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

А. Н. Леухин, д-р физ.-мат. наук, профессор

Д. С. Лукин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

А. М. Насыров, д-р физ.-мат. наук, профессор (Казань)

И. Я. Орлов, д-р техн. наук, профессор (Нижний Новгород)

В. А. Песошин, д-р техн. наук, профессор (Казань)

А. А. Роженцов, д-р техн. наук, профессор

И. Г. Сидоркина, д-р техн. наук, профессор

Н. М. Скулкин, д-р техн. наук, профессор

Я. А. Фурман, д-р техн. наук, профессор

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

А. В. Кривецкий, А. Д. Мельников. Подавление боковых лепестков в импульсных РЛС на базе сопряженной согласованной фильтрации
В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова, А. Р. Лащевский, Р. Р. Бельгибаев, А. А. Елсуков, А. В. Мальцев, В. В. Павлов, М. И. Рябова, А. А. Чернов. Определение основных параметров многомерного коротковолнового радиоканала с использованием панорамного ионозонда

М. С. Лапочкин, О. Г. Морозов. Исследование процесса микроволнового нагрева различных фаз воды в виде трехслойных структур: теория и эксперимент

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Р. Г. Хафизов, И. Н. Багаутдинов, С. А. Охотников. Применение контурного анализа изображений для решения задач дефектоскопии пиломатериалов

П. П. Шурховецкий. Моделирование децентрализованной структурированной р2р сети на основе mesh-топологии для задачи обнаружения ресурсов в глобально распределённых системах обработки данных

И. Н. Камышная, И. А. Рахимов. Применение технологии workflow в электронном документообороте. Управление процессами

И. Н. Камышная, И. А. Рахимов. Применение технологии workflow в электронном документообороте. Система межведомственного электронного документооборота

ЭЛЕКТРОНИКА

Е. П. Павлов, М. С. Синельников, Е. Л. Грязина. Исследование влияния паразитных распределенных параметров гибридно-пленочной микросхемы прецизионного аттенюатора на его работоспособность в диапазоне частот от 0 до 100 МГц

Т. С. Буканова, А. Б. Савиных. Устройство и характеристики электропривода с дифференциальным торможением

Т. А. Лежнина, В. В. Рожнецов. Моделирование разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

Д. В. Иванов. XXIII Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн»
Информация для авторов

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

A. V. Krevetsky, A. D. Melnikov. Side lobe suppression in pulse radars on the basis of conjugated matched filtering

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova, A. R. Lashchevsky, R. R. Belgibaev, A. A. Elsu-kov, A. V. Maltsev, V. V. Pavlov, M. I. Ryabova, A. A. Chernov. Determination of key parameters of a multidimensional short-wave radio channel with the use of a panoramic ionosonde

M. S. Lapochkin, O. G. Morozov. Investigation of the process of microwave heating of different water phases in the form of three-layered structures: theory and experiment

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

R. G. Hafizov, I. N. Bagautdinov, S. A. Okhotnikov. Application of contour analysis of images for problem solving of lumber defectoscopy

P. P. Shurkhovetsky. Modeling of decentralized structured p2p network on the basis of mesh topology for the problem of resource detection in globally distributed data processing systems

I. N. Kamyshnaya, I. A. Rakhimov. Application of workflow technology in electronic document management system process control

I. N. Kamyshnaya, I. A. Rakhimov. Application of workflow technology in electronic document management system interdepartmental electronic document management system

ELECTRONICS

E. P. Pavlov, M. S. Sinelnikov, E. L. Gryazina. Investigation of influence of stray distributed parameters of hybrid film microcircuit of precision attenuator on its working capacity in the range of frequencies from 0 to 100 MHz

T. S. Bukanova, A. B. Savinyh. Structure and characteristics of electric drive with differential braking

T. A. Lezhnina, V. V. Rozhentsov. Modeling of eyesight resolution regarding light flicker frequency

THE NOVELTIES IN THE FIELD OF ENGI- NEERING AND TECHNOLOGIES. REVIEWS. CONFERENCES. IMPORTANT DATES

D. V. Ivanov. XXIII All-Russian scientific conference «Radio wave propagation»

Information for the authors

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.291.266

А. В. Кривецкий, А. Д. Мельников

ПОДАВЛЕНИЕ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС НА БАЗЕ СОПРЯЖЕННОЙ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Рассмотрена методика подавления корреляционных шумов в импульсной РЛС при приеме перекрывающихся фазокодированных сигналов. Предложено использование циклической сопряженной согласованной фильтрации при последетекторной обработке эхосигналов. Разработан алгоритм межпериодной обработки и исследована эффективность обнаружения эхосигналов предложенными методами в различных условиях наблюдения.

Ключевые слова: *подавление боковых лепестков, импульсная РЛС, циклическая фильтрация, сопряженная согласованная фильтрация, синтез фильтра, разрешение перекрывающихся эхосигналов, устранение неоднозначности оценок задержки эхосигнала.*

Введение. Раздельное обнаружение и измерение параметров нескольких целей при приеме перекрывающихся эхосигналов является одной из основных проблем радиолокационного приема. Мешающими факторами в этом случае выступают флуктуационный и корреляционный шумы. Выбор формы сигнала и алгоритма обработки позволяет минимизировать действие такого рода шумов [1–5].

Традиционно, для обеспечения максимальной дальности действия РЛС исходят из принципа максимального подавления флуктуационных шумов, а оптимальные алгоритмы обработки базируются на согласованной фильтрации эхосигналов. Однако, при небольших расстояниях до объектов на первый план выходит задача максимального подавления корреляционных шумов. Решение этой задачи позволит не пропустить слабый эхосигнал на фоне более мощного сигнала от близкорасположенной цели и раздельно решать задачу оценки параметров таких сигналов.

Синтез фазокодированных сигналов (ФК), обладающих заданным уровнем корреляционных шумов на выходе линейной части приемника РЛС, рассмотрен в работах [1,4,6]. Среди алгоритмов обработки, приводящих к снижению уровня корреляционных шумов, наиболее эффективными являются весовая обработка отклика согласованного фильтра во временной или частотной областях, а также μ - и ν -фильтрация [7–9]. Недостатками этих подходов являются либо расширение главного пика отклика фи-

льтра при подавлении боковых лепестков, либо расширение области корреляционных шумов по сравнению с длительностью зондирующего сигнала. Достижение полного подавления корреляционных шумов здесь возможно только при бесконечном размере апертуры фильтра.

Теоретически полное подавление корреляционных шумов без расширения апертуры фильтра для широкого класса сигналов, в размен, на пропорциональное неравномерности спектра, снижение выходного отношения сигнал/флуктуационный шум, обеспечивает сопряженный согласованный фильтр (ССФ) [3, 4]. Принципиальное ограничение на его физическую реализуемость состоит в отсутствии нулей в энергетическом спектре сигнала и циклическом характере фильтрации отсчетов сигнала.

Для РЛС непрерывного излучения со сложными фазокодированными радиосигналами это ограничение можно обойти путем переноса ССФ в видеочастотный тракт, как показано в работе [5]. Цикличность фильтрации при таком подходе достигается за счет периодического, без пауз, излучения пакета зондирующих радиоимпульсов. При этом схема приемника остается классической, а эффект достигается заменой коэффициентов импульсной характеристики согласованного фильтра на коэффициенты импульсной характеристики ССФ.

Целью настоящей работы является определение условий полного подавления корреляционных шумов в приемнике импульсной РЛС на базе линейного фильтра с конечной апертурой. Решение этой задачи даст возможность на заданных дистанциях осуществлять разрешение эхосигналов по времени прихода до длительности кодового интервала без маскирования слабых сигналов корреляционными шумами сильных.

Суть предлагаемого подхода к решению поставленной задачи состоит в использовании в видеотракте сопряженного согласованного фильтра кодовой последовательности с расширенной импульсной характеристикой.

Условия полного подавления корреляционных шумов при обработке дискретных сигналов в пространстве фиксированной размерности. Традиционная структура системы обнаружения радиотехнических сигналов включает последовательно включенные линейный фильтр и пороговое устройство. Линейный фильтр здесь можно рассматривать как устройство, формирующее меру схожести $\mathbf{z}$ формы наблюдаемого $\mathbf{u}$ и эталонного $\mathbf{w}$ сигналов при различных значениях параметра рассогласования τ .

Если все перечисленные сигналы рассматривать в пространстве фиксированной размерности: $\mathbf{z} = \{z_0, z_1, z_2, \dots, z_{M-1}\} = \{z_n\}_{0, M-1}$, $\mathbf{u} = \{u_n\}_{0, M-1}$, $\mathbf{w} = \{w_{(k+n-\tau) \bmod M}\}_{0, M-1}$, $\tau = 0, 1, 2, \dots, M-1$, то отсутствие корреляционных шумов в выходном сигнале при нулевом уровне флуктуационного шума формулируется как наличие единственного ненулевого отсчета:

$$z_n = \begin{cases} c, & \text{при } n = \tau \\ 0, & \text{при } n \neq \tau \end{cases} = c \cdot \delta_{[n-\tau] \bmod M},$$

где c — произвольное, в общем случае комплексное, число; обозначение $x \bmod y$ соответствует нахождению целочисленного остатка от деления числа x на y ; δ_n — символ Кронеккера. Здесь под корреляционным шумом понимаются как боковые лепестки, так и расширение главного пика в отклике фильтра. Данная форма выходного сигнала в работе [3] получила название «разрешенного образа».

Если ассоциировать сигнал $\mathbf{u}$ с отсчетами кодирующей последовательности $\mathbf{s} = \{s_n\}_{0, M-1}$ зондирующего сигнала: $\mathbf{u} = \mathbf{s}$, то условия формирования разрешенного об-

раза можно сформулировать следующим образом.

Линейный фильтр должен выполнять циклическую обработку сигнала u в пространстве размерностью M : $z_n = \sum_{m=0}^{M-1} u_{[m+n] \bmod M} w_m^*$ и формировать отклик с равномерным амплитудным спектром (рис.1). Здесь и далее под спектром понимаются отсчеты дискретного преобразования Фурье, $*$ — символ комплексного сопряжения.

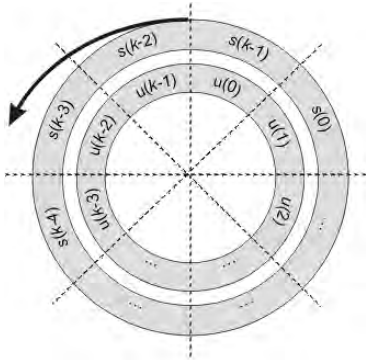


Рис.1. Циклическая фильтрация сигнала

Для этого эталонный сигнал должен иметь спектр $\mathbf{W} = \{W_m\}_{0,M-1}$, $W_m = \frac{S_m}{|S_m|^2}$, где $\mathbf{S} = \{S_m\}_{0,M-1}$ — спектр кодирующей последовательности зондирующего сигнала. Частотный коэффициент передачи соответствующего этому сигналу фильтра: $\mathbf{H} = \{H_m\}_{0,M-1} = \{W_m^*\}_{0,M-1}$ представляет собой частотный коэффициент передачи сопряженного согласованного фильтра; в спектре $\mathbf{S}$ кодирующей последовательности s должны отсутствовать нулевые компоненты.

При подаче на вход такого устройства сигнала, представляющего собой задержанную на τ отсчетов и увеличенную по амплитуде в $A = a \exp(i\phi_0)$ раз копию эталонного сигнала s : $u_n = A \cdot s_{[n-\tau] \bmod M}$, на выходе получим

$$z_n = A \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left\{ i \frac{2\pi m}{M} (n - \tau) \right\} = A \delta_{n-\tau}.$$

Таким образом, ССФ сохраняет информацию об амплитуде, временном положении и начальной фазе входного сигнала и обеспечивает его сжатие до единственного ненулевого отсчета. Диаграммы на рис. 2 позволяют сравнить отклики согласованного и сопряженного согласованного фильтров на смесь из четырех перекрывающихся дискретных сигналов с амплитудами $a = \{10, 1, 5, 3\}$ и задержками $\tau = \{50, 70, 100, 190\}$ в прост-

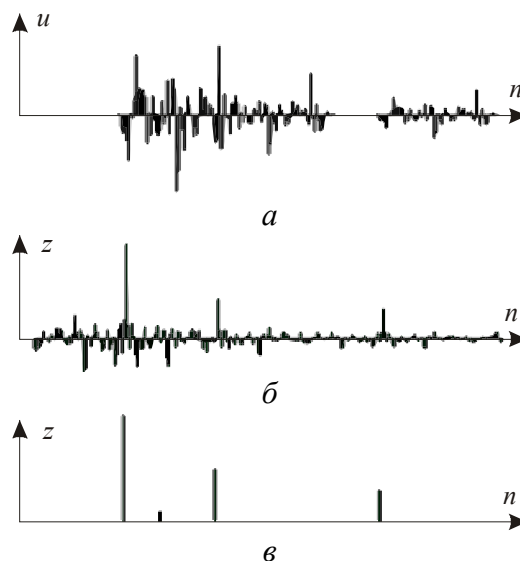


Рис.2. Обработка смеси из четырех перекрывающихся дискретных сигналов: а — смесь перекрывающихся сигналов, б — отклик согласованного фильтра, в — отклик сопряженного согласованного фильтра

ранстве размерностью $M = 256$. Очевидно, что применение ССФ устраняет эффект маскирования слабых сигналов корреляционными шумами сильных, устраняет ложные пики, вызванные суперпозицией корреляционных шумов перекрывающихся сигналов, и упрощает процедуру разрешения наблюдаемых сигналов.

Структура квазиоптимального фильтра ФМ-радиосигналов на базе сопряженного согласованного фильтра кодовой последовательности. Как следует из предыдущего раздела, существование сопряженного согласованного фильтра ограничено отсутствием нулей в спектре кодирующей последовательности зондирующего сигнала. В то же время реальные радиолокационные сигналы, в том числе последовательности ФК-радиоимпульсов

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{M-1} s_n p_n(t) \exp(i\omega_0 t + \phi_0) \right], \quad s_n = \exp(i\phi_n),$$

$$p_n(t) = p(t - n\tau_0) = \begin{cases} 1, & \text{если } n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0, \\ 0 & \text{при других } t, \end{cases} \quad (1)$$

где τ_0 — длительность кодового интервала, ϕ_n — начальная фаза n -го радиоимпульса, имеют сосредоточенный в частотной области энергетический спектр. Широкополосный характер спектра имеют в данном случае коды, т.е. сигналы на видеочастоте [1,2]. Это, в конечном счете, и определяет возможность применения ССФ при последетекторной обработке.

Одной из классических схем построения согласованного фильтра для пачки ФМ-радиоимпульсов является схема из последовательно включенных оптимального (согласованного) фильтра одиночного радиоимпульса (СФОИ) и фильтра, обеспечивающего согласованное с кодирующей последовательностью взвешенное суммирование сигналов с выходов многоотводной линии задержки. Для краткости второй фильтр будем называть согласованным фильтром кодовой последовательности (СФКП) [8].

Для случая приемника когерентных пакетов радиоимпульсов с неизвестной начальной фазой на выходах этих устройств формируются соответственно сигналы

$$u_d(t) = \int_{t-\tau_0}^t u(\tau) \cdot \exp(i\omega_0 \tau) d\tau \quad (2)$$

и

$$z(t) = \left| \int_{t-M\tau_0}^t u_d(\tau) h(t-\tau) d\tau \right|, \quad (3)$$

где $u(t)$ — эхосигнал на входе приемника РЛС, $h(t) = \sum_{n=0}^{M-1} h_n \delta(t - n\tau_0)$ — импульсная характеристика согласованного фильтра кодовой последовательности, $h_n = s_{M-n} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} S_m^* \exp\left\{i \frac{2\pi}{M} mn\right\}$ — коэффициенты импульсной характеристики.

Теоретически, при условии организации циклического характера фильтрации, замена коэффициентов СФКП на значения, соответствующие импульсной характеристике ССФ, т.е.

$$h_n = w_{M-n}^* = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{S_m^*}{|S_m|^2} \exp\left\{i \frac{2\pi}{M} mn\right\}, \quad (4)$$

позволит построить фильтр, оптимальный с точки зрения полного подавления корреляционных шумов на видеочастоте.

Эквивалент циклической фильтрации кодовой последовательности может быть получен на основе ациклической фильтрации, если обеспечить попадание в апертуру фильтра всех ее отсчетов. В РЛС непрерывного излучения это достигается естественным образом за счет периодического, без пауз, повторения кодовой последовательности на входе фильтра [4]. Подобного эффекта можно достичь и в импульсной РЛС, если использовать фильтр с импульсной характеристикой, составленной из периодически повторяющихся импульсных характеристик фильтра кодовой последовательности на выбранном сегменте интервала наблюдения $t \in [t_n; t_n + N\tau_n]$:

$$h'(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{M-1} h_n \delta(t - m\tau_n - n\tau_0), \quad (5)$$

где N — количество повторений, $\tau_n = M\tau_0$ — длительность пачки радиоимпульсов. Такой фильтр назовем расширенным сопряженным согласованным фильтром кодирующей последовательности (расширенным ССФКП или РССФКП).

Здесь эффект цикличности фильтрации обеспечивается вследствие того, что в пределах одиночной пачки радиоимпульсов размещаются все отсчеты одного периода импульсной характеристики фильтра кодовой последовательности.

Существенное увеличение составной апертуры расширенного ССФКП нецелесообразно, т.к. за пределами пачки радиоимпульсов в апертуру фильтра будут попадать только шумовые отсчеты, а следовательно, станет пропорционально снижаться выходное отношение сигнал/ флуктуационный шум.

Для ограничения размеров составной апертуры фильтра можно предложить два подхода. Первый является традиционным для систем обработки с программной реализацией фильтров на сигнальных процессорах. Он заключается в разбиении всего интервала наблюдения на несколько сегментов, размеры которых составляют 4–6 длительностей пакета радиоимпульсов [10].

Второй основан на использовании результатов работы классической части РЛС и сводится к предварительной локализации временного положения $t_{\max}$ главных пиковых отсчетов отклика согласованного фильтра на участках интервала наблюдения, где принято положительное решение об обнаружении целей. Для обработки расширенным ССФКП выбираются сегменты зафиксированного в памяти вычислителя отклика СФОИ $u_d(t)$ вокруг локализованных пиковых отсчетов с учетом ограничения на максимальное количество перекрывающихся эхосигналов от близкорасположенных целей $N_{\text{ц}}: t \in [t_{\max} - N_{\text{ц}}\tau_n; t_{\max} + N_{\text{ц}}\tau_n]$, т.е. $N = 2N_{\text{ц}}$. Для частных случаев $N_{\text{ц}} = 1$ и $N_{\text{ц}} = 2$ размер сегмента может быть дополнительно сокращен до $N = N_{\text{ц}}: t \in [t_{\max}; t_{\max} + \tau_n]$ и $t \in [t_{\max}; t_{\max} \pm \tau_n]$ соответственно.

Если в РЛС используется кодирующая последовательность с неравномерным амплитудным спектром, то ССФКП проигрывает в пороговом отношении сигнал/ флуктуационный шум согласованному фильтру. В этом случае пользоваться откликом ССФКП целесообразно в ближней зоне действия РЛС, а на максимальных дальностях следует полагаться на отклик согласованного фильтра. Автоматический выбор сигнала, который будет подаваться на индикатор РЛС, реализуется следующим алгоритмом:

$$z_{out}(t) = \begin{cases} z_1(t), & \text{если } \max z_1(t) \geq z_1 \\ z_0(t), & \text{если } \max z_1(t) < z_1, \end{cases} \quad t \in [t_n; t_n + N\tau_n], \quad (6)$$

$$z_1(t) = \begin{cases} z_{cmf}(t), & \text{при } z_{cmf}(t) \geq z_1 \\ 0, & \text{при } z_{cmf}(t) < z_1, \end{cases} \quad z_0(t) = \begin{cases} z_{mf}(t), & \text{при } z_{mf}(t) \geq z_0 \\ 0, & \text{при } z_{mf}(t) < z_0, \end{cases}$$

где $z_{cmf}(t)$ и $z_{mf}(t)$ — соответственно отклики ССФКП и СФКП, z_1 и z_0 — пороги обнаружения, назначаемые согласно заданному критерию оптимальности.

Таким образом, если пиковый отсчет отклика сопряженного согласованного фильтра окажется ниже порога обнаружения, то в качестве выходного сигнала для сегмента $t \in [t_n; t_n + N\tau_n]$ будет использован выходной сигнал классического приемника, в противном случае — выходной сигнал приемника, оптимального по критерию минимума корреляционных шумов.

Устранение неоднозначности оценок временного положения эхосигналов от целей. В связи с периодичностью коэффициентов импульсной характеристики $h'(t)$ расширенного ССФКП его отклик $z(t)$ на импульсный эхосигнал также носит периодический характер с периодом τ_n . В результате информативным является не весь отклик в пределах выбранного сегмента, а лишь один (любой) из $2N_n$ интервалов сегмента длительностью τ_n .

Неоднозначность определения времени прихода эхосигналов может быть устранена с помощью межпериодной обработки при использовании в разных периодах повторения РЛС кодирующих последовательностей s с отличающимися размерностями M : $s^{(l)} = \{s_0^{(l)}, s_1^{(l)}, \dots, s_{M_l-1}^{(l)}\}$, $l = 1, 2, \dots, L$. Здесь l — номер периода повторения, L — число сопоставляемых периодов повторения.

Суть данного алгоритма сводится к определению временных позиций $t_k^{(l)}$ каждого k -го пикового отсчета отклика $z_{cmf}(t)$, $t \in [t_n; t_n + \tau_n]$ расширенного ССФКП в соседних периодах повторения и определению такой позиции T_k , которая соответствует набору минимальных целых множителей $\{x_k^{(l)}\}_{l=1,L}$, обеспечивающих равенства

$$T_k = x_k^{(1)} \cdot M_1 + t_k^{(1)} = x_k^{(2)} \cdot M_2 + t_k^{(2)} = \dots = x_k^{(L)} \cdot M_L + t_k^{(L)}. \quad (7)$$

Значения множителей находятся с помощью методики решения уравнений в целых числах первой степени, основанной на анализе цепных дробей из величин M_l [7]. Уравнение разрешимо, когда размерности M_l кодирующих последовательностей представляют собой взаимно простые числа. В результате межпериодной обработки интервал однозначности определения позиций T_k увеличивается до $\prod_{l=1}^L M_l$ кодовых интервалов, что во много раз превосходит длительность сложного импульсного сигнала.

Использование свойства периодичности отклика расширенного ССФКП на исследуемом сегменте интервала наблюдения позволяет предложить более простой в плане программной реализации алгоритм «графического» решения уравнения (7) для устранения неоднозначности, основанный на перемножении соответствующих результатов обработки сопоставляемых периодов повторения РЛС.

На первом шаге этого алгоритма также выполняется локализация пиковых отсчетов $\{t_k^{(l)}\}_{1,L}$ отклика расширенного ССФКП $z_{cmf}(t)$. Для этого может быть использован известный алгоритм, выполняющий отбор отсчетов с нулевой первой и отрицательной второй производной сигнала $z_{out}(t)$:

$$g(t) = \begin{cases} z_{out}(t), & \text{при } z'_{out}(t) = 0 \text{ и } z''_{out}(t) < 0 \\ 0, & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad t \in [t_n; t_n + \tau_n]. \quad (8)$$

В результате для каждого периода повторения с номером l формируется сигнал

$$g^{(l)}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \in [0; t_n^{(l)}] \text{ или } t \in [t_n^{(l)} + N\tau_n; T_n] \\ \sum_k z_{out}(t_k^{(l)}) \delta(t - t_k^{(l)}), & \text{при } t \in [t_n^l; t_n^l + N\tau_n], \end{cases} \quad (9)$$

представляющий собой последовательность соответствующих целям импульсов с периодом повторения, равным M_l кодовых интервалов, в пределах сегмента $t \in [t_n^l; t_n^l + N\tau_n]$.

Итоговый сигнал вырабатывается подобно логическому поэлементному произведению сигналов сопоставляемых периодов повторения РЛС:

$$g_{out}(t) = \begin{cases} z_{out}(t), & \text{при } t \in [0; t_{min}] \text{ или } t \in [t_{min} + N\tau_n; T_n] \\ z_{out}(t), & \text{при } t \in [t_{min}; t_{min} + N\tau_n], \text{ если } \prod_{l=1}^L g^{(l)}(t) \neq 0, \\ 0, & \text{при } t \in [t_{min}; t_{min} + N\tau_n], \text{ если } \prod_{l=1}^L g^{(l)}(t) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

где $t_{min} = \min_l(t_n^l)$. На интервале $t \in [t_{min} + N\tau_n; T_n]$ данный сигнал будет иметь вид

$$g_{out}(t) = \sum_{k=1}^{\hat{N}_n} z_{out}(T_k) \delta(t - T_k).$$

Количество $\hat{N}_n$ ненулевых отсчетов в итоговом сигнале $g_{out}(t)$ на выбранном сегменте интервала наблюдения, их позиции $\{T_k\}_{1, \hat{N}_n}$ и значения $\{g_{out}(T_k)\}_{1, \hat{N}_n}$ будут представлять собой оценки числа целей, времени прихода эхосигналов и их амплитуд, т.е. результаты разрешения.

В связи с тем, что в результате действия шумов позиции пиковых отсчетов t_k^l флуктуируют и в разных периодах повторения системы могут не совпадать, то целесообразно расширять импульсы $\delta(t - t_k^{(l)})$ до величины, определяемой погрешностью измерений, или в качестве единицы измерения t использовать не интервал дискретизации выходного сигнала СФОИ, а более крупные единицы, например, доли кодового интервала. Это обеспечит перекрытие импульсов от одной и той же цели в разных периодах повторения РЛС. Кроме того следует отметить, что, вследствие неоптимальности ССФКП в плане подавления шумов для кодов с неравномерным спектром, вместо дифференцирующего устройства можно использовать фильтр высоких частот с более высокими усредняющими свойствами соседних отсчетов входного сигнала для снижения погрешностей в определении позиций пиковых отсчетов t_k^l .

На рис. 3 и 4 приводятся основные результаты работы устройств предлагаемой адаптивной РЛС со сжатием эхосигналов методом расширенного ССФКП: *а* — отклик согласованного фильтра кодовой последовательности, *б* — отклик расширенного сопряженного согласованного фильтра кодовой последовательности, *в* — результат локализации максимумов в отклике расширенного сопряженного согласованного фильтра кодовой последовательности, *г* — результат устранения неоднозначности на основе межпериодной обработки.

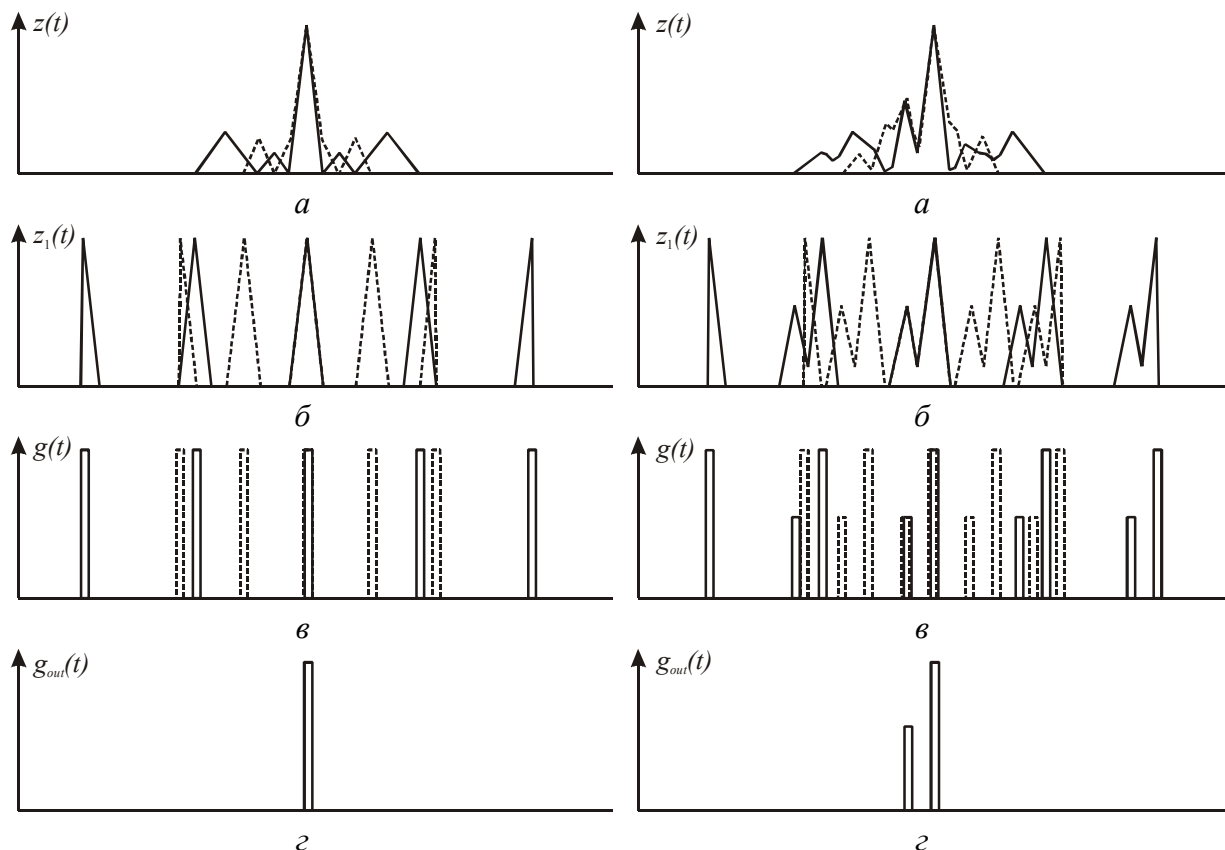


Рис.3. Осциллограммы откликов классического приемника и основных блоков модуля дополнительного сжатия на эхосигнал от одиночной цели

Рис.4. Осциллограммы откликов классического приемника и основных блоков модуля дополнительного сжатия на перекрывающиеся эхосигналы от двух близкорасположенных целей

Осциллограммы рис. 3 показывают результаты основных этапов обработки эхосигналов на примере ситуации наблюдения одиночной цели. В качестве зондирующего сигнала здесь использована пачка ФМ-радиоимпульсов на базе М-последовательности и кода Баркера с размерностями 7 и 4 в первом и втором периодах повторения РЛС соответственно. На всех диаграммах сплошная линия соответствует первому периоду повторения РЛС, а пунктир — второму периоду.

Осциллограммы рис. 4 отображают выходные сигналы этих же этапов для случая приема двух перекрывающихся эхосигналов от близкорасположенных целей с отличающимися ЭПР при использовании таких же зондирующих сигналов в соответствующих периодах построения системы.

Из приведенных графиков видно, что предлагаемые в настоящей работе алгоритмы обработки радиолокационных сигналов упрощают разрешение перекрывающихся эхосигналов. Классический обнаружитель на основе согласованного фильтра, в свою оче-

редь, формирует сигнал, где корреляционные шумы первого (сильного) эхосигнала маскируют пиковый отсчет второго (слабого) эхосигнала.

Анализ эффективности использования ССФ при обнаружении эхосигналов.

Для обоснования использования сопряженного согласованного фильтра в обнаружителе важно иметь методику расчета достоверности принимаемых им решений и иметь оценки проигрыша в качестве решений по сравнению с обнаружителем на основе согласованного фильтра.

Рассмотрим случай обнаружения полностью известного сигнала. Пусть в область ненулевых значений апертуры фильтра кодовой последовательности попали выходные отсчеты СФОИ $\mathbf{u} = \{u_0, u_1, \dots, u_{k-1}\}$. Для целей данного раздела будем считать, что реализация этого процесса может быть образована либо шумом $\mathbf{u} = \xi$, $\xi = [\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{k-1}]$ с независимыми случайными компонентами, распределенными по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 , или смесью шума и копии эталонного сигнала $\mathbf{s}$: $\mathbf{u} = \mathbf{s} + \xi$. В результате сравнения значения выходного сигнала ССФКП

$$z = \sum_{n=0}^{k-1} u_n w_n^* = \sum_{m=0}^{2N_u-1} \sum_{n=0}^{M-1} u_{n+mM} w_n^* \quad (11)$$

с порогом u_0 принимается решение о том, какая из ситуаций имеет место. Здесь

$w'_j = \sum_{m=0}^{2N_u-1} \sum_{n=0}^{M-1} w_n \delta_{j-mMn}$ — периодический сопряженный с кодирующей последовательностью эталонный сигнал.

Нормальный характер шума и линейность сопряженного согласованного фильтра определяют также нормальный вид законов распределения вероятностей значения его выходного отсчета. Определим параметры этих законов.

При подаче на вход чистого шума

$$z = z_n = \sum_{n=0}^{k-1} \xi_n w_n^* \quad (12)$$

математическое ожидание отклика $\bar{z}_n = 0$, а дисперсия:

$$\sigma_n^2 = \sum_{n=0}^{k-1} \sigma^2 |w_n'|^2 = N \sigma^2 \|\mathbf{w}\|^2. \quad (13)$$

При действии на входе зашумленного сигнала значение пикового отсчета равно

$$z_m = z_s + z_n = \sum_{n=0}^{k-1} s_n w_n^* + \sum_{n=0}^{k-1} \xi_n w_n^* = 1 + z_n, \quad (14)$$

следовательно, математическое ожидание $\bar{z}_m = 1$, а дисперсия совпадает с дисперсией шума, прошедшего через фильтр: $\sigma_m^2 = \sigma_n^2 = N \sigma^2 \|\mathbf{w}\|^2$.

Для сравнения приведем значения параметров законов распределений для выходного отсчета согласованного фильтра:

$$\bar{z}_n = 0, \quad \bar{z}_m = \|\mathbf{s}\|^2, \quad \sigma_n^2 = \sigma_m^2 = \sigma^2 \|\mathbf{s}\|^2. \quad (15)$$

С учетом найденных значений параметров законов распределений получим соотношения для расчета характеристик обнаружения полностью известного сигнала:

$$F = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(z)^2}{2\sigma_n^2}\right\} dz = 1 - \Phi(u'_0), \quad (16)$$

где $\Phi(y) = \int_{-\infty}^y \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2}\right\} dx$ — функция Лапласа, $u'_0 = \frac{u_0}{\sqrt{N}\sigma\|\mathbf{w}\|}$ — относительный порог.

$$D = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(z-1)^2}{2\sigma_n^2}\right\} dz = 1 - \Phi(u'_0 - q_{cmf}), \quad (17)$$

где $q_{cmf} = \frac{1}{\sqrt{N}\sigma\|\mathbf{w}\|}$ — выходное отношение S/N сопряженного согласованного фильтра по «напряжению».

Для обнаружителя на базе согласованного фильтра характеристики рассчитываются по формулам:

$$F_{mf} = 1 - \Phi\left(\frac{u_{0mf}}{\sigma\|\mathbf{s}\|}\right) = 1 - \Phi(u'_{0mf}), \quad (18)$$

$$D_{mf}(q_{mf}) = 1 - \Phi\left(\frac{u_{0mf} - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma\|\mathbf{s}\|}\right) = 1 - \Phi(u'_{0mf} - q_{mf}), \quad (19)$$

где $q_{mf} = \frac{\|\mathbf{s}\|}{\sigma}$ — выходное отношение S/N согласованного фильтра по «напряжению».

При назначении порога обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона относительные пороги обоих обнаружителей совпадают: $u'_0 = u'_{0mf} = z_0$, а абсо-

лютные связаны соотношением $u_0 = u_{0mf} \frac{\sqrt{Nd}}{\|\mathbf{s}\|^2}$.

Тогда характеристики обнаружителя на базе ССФ могут быть найдены с использованием выражений для характеристик обнаружителя на базе согласованного фильтра:

$$D = D_{mf}\left(\frac{q_{mf}}{\sqrt{Nd}}\right) = 1 - \Phi\left(z_0 - \frac{q_{mf}}{\sqrt{Nd}}\right), \quad (20)$$

$d = \|\mathbf{s}\|^2 \|\mathbf{w}\|^2$ — проигрыш (по мощности) в подавлении флуктуационных шумов сопряженным согласованным фильтром с одиночной апертурой по отношению к согласованному в обмен на полное подавление корреляционных шумов. В частности, для М-последовательностей и кодов Баркера величина d принимает значение в диапазоне от 1 до 2. Отметим, что аналогичный проигрыш для расширенного ССФКП с составной апертурой составляет $\frac{q_{mf}^2}{q_{cmf}^2} = Nd$.

По аналогии получим характеристики обнаружения эхосигналов с неизвестной фазой:

$$F = \int_{u_0}^{\infty} \frac{x}{\sigma_n} \cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right\} dx = \exp\left\{-\frac{z_0^2}{2}\right\}, \quad (21)$$

$$D = 1 - \int_0^{u_0} \frac{x}{\sigma \|\mathbf{w}\|} \cdot \exp \left\{ -\frac{x^2 + 1}{2\sigma^2 \|\mathbf{w}\|^2} \right\} \cdot I_0 \left(\frac{x}{\sigma} \right) dx = 1 - Q(z_0, \frac{q_{mf}}{\sqrt{Nd}}), \quad (22)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, $z_0 = \sqrt{-2 \ln F}$; $Q(u, v) = \int_0^u t \cdot \exp \left(-\frac{t^2 + v^2}{2} \right) \cdot I_0(vt) dt$ – табулированная функция распределения Рэлея-Райса, и неизвестными фазой и амплитудой:

$$D = F^g, \quad g = \left(1 + \frac{q_{mf}^2}{2Nd} \right)^{-1}. \quad (23)$$

При использовании рассмотренного выше адаптивного алгоритма, автоматически определяющего отклик какого фильтра использовать в качестве выходного сигнала приемника, полученные характеристики можно рассматривать также как вероятности использования отклика расширенного сопряженного согласованного фильтра кодовой последовательности.

Заключение. Сопряженная согласованная фильтрация является наилучшим средством для подавления корреляционных шумов при приеме сигналов, не имеющих в своем энергетическом спектре нулевых компонент, с возможностью обеспечить циклическую обработку отсчетов наблюдаемого сигнала. Одним из способов обойти это ограничение является использование радиосигналов с сосредоточенными спектрами, модулированных по фазе широкополосными кодами. Задача решается подавлением корреляционных шумов на видеочастоте с помощью фильтра, согласованного с сопряженной кодовой последовательностью. Условия циклической фильтрации достигаются либо за счет периодического характера зондирующего сигнала для РЛС непрерывного излучения, либо за счет расширения импульсной характеристики фильтра кодирующей последовательности для импульсной РЛС пропорционально числу перекрывающихся эхосигналов. Для каждого из этих случаев сопряженный согласованный фильтр обеспечивает сжатие эхосигнала до длительности кодового интервала без боковых лепестков.

За подавление корреляционного шума приходится платить увеличением флуктуационного шума по отношению к потенциально достижимому. Величина платы определяется неравномерностью амплитудного спектра кодовой последовательности и ограничением на количество перекрывающихся эхосигналов от близкорасположенных целей.

Адаптивное использование откликов классического приемника с ациклическим согласованным фильтром и расширенного сопряженного согласованного фильтра, рассмотренное в данной работе, позволяет сохранить требуемые характеристики обнаружения эхосигналов на больших дальностях до цели и обеспечить полное подавление корреляционных шумов на небольших дальностях.

Техническая реализация рассмотренной методики осуществляется модернизацией традиционных схем обнаружителей пакетов радиоимпульсов. Она заключается во введении дополнительного модуля цифровой обработки сигналов, обеспечивающего оцифровку и запоминание выходного сигнала амплитудно-фазового детектора на одном или нескольких периодах повторения РЛС.

Использование данной методики подавления боковых лепестков на выходе линейной части приемника потенциально должно давать положительный эффект и на качество локационных изображений. Это особенно важно при распознавании сигналов от групп малоразмерных и точечных целей [11].

Список литературы

1. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд; Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. — М.: Сов. радио, 1971. — 567 с., ил.
2. Варакин, Л. Е. Теория сложных сигналов / Л. Е. Варакин. — М.: Сов. радио, 1970. — 376 с.
3. Фурман, Я. А. Обеспечение нулевого уровня боковых лепестков при сжатии слабо ограниченных по классам сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий // Радиотехника. — 2002. — №3. — С. 9-18.
4. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий, А. А. Роженцов, и др.; Под ред. Я. А. Фурмана. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. — 456 с.
5. Кревецкий, А. В. Обнаружение периодических ФМ-радиосигналов с использованием сопряженного согласованного фильтра / А. В. Кревецкий, А. Д. Мельников, А. О. Евдокимов // Радиотехника. — 2003. — №5. — С.11-16.
6. Leukhin, A. N. Algebraic solution of the synthesis problem for coded sequences / A. N. Leukhin // Quantum Electronics. — 2005. — V.35(8). — Pp. 688—692.
7. Гельфонд, А. О. Решение уравнений в целых числах / А. О. Гельфонд. — М.: Наука, 1978. — 63 с.
8. Свистов, В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В. М. Свистов. — М.: Сов. радио, 1977. — 448 с.
9. Амиантов, И. Н. Избранные вопросы теории связи / И. Н. Амиантов. — М.: Сов. радио, 1971. — 416 с.
10. Кузьмин, С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации / С. З. Кузьмин. — М.: Радио и связь, 1986. — 352 с.
11. Кревецкий, А. В. Инвариантные к форме обнаружение и пространственная локализация групп точечных объектов в трехмерном пространстве / А. В. Кревецкий // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. — 2011. — №1. — С. 47-53.

Статья поступила в редакцию 08.11.10.

A. V. Krevetsky, A. D. Melnikov

SIDE LOB SUPPRESSION IN PULSE RADARS ON THE BASIS OF CONJUGATED MATCHED FILTERING

The method of correlation noise suppression in a pulse radar receiving overlapping phase-coded signals is considered. The use of cyclic conjugated matched filtering during the post-detection processing of echo signals is suggested. The algorithm of interperiod processing is developed and the efficiency of echo signal detecting with the help of suggested methods in different conditions of observation is investigated.

Key words: *side lobe suppression, pulse radar, cyclic filtering, conjugated matched filtering, filter synthesis, resolution of overlapping echo signals, estimation disambiguation of echo signal delay.*

КРЕВЕЦКИЙ Александр Владимирович — кандидат технических наук, заведующий кафедрой информатики МарГТУ. Область научных интересов — распознавание сигналов и изображений. Автор 127 публикаций.

E-mail: krevetsk@mail.ru

МЕЛЬНИКОВ Алексей Дмитриевич — доцент кафедры информатики МарГТУ. Область научных интересов: распознавание сигналов и изображений. Автор 15 публикаций.

E-mail: alex_meln@mail.ru

УДК 621.396.94

**В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова, А. Р. Лащевский,
Р. Р. Бельгибаев, А. А. Елсуков, А. В. Мальцев,
В. В. Павлов, М. И. Рябова, А. А. Чернов**

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОГОМЕРНОГО КОРОТКОВОЛНОВОГО РАДИОКАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАНОРАМНОГО ИОНОЗОНДА

Представлены алгоритмы обработки и проведены круглосуточные натурные исследования по зондированию векторного КВ-радиоканала панорамным ЛЧМ-зондом. Представлены результаты вычислительного и натурального экспериментов по исследованию оптимальных рабочих частот и максимально наблюдаемых частот.

Ключевые слова: коротковолновая связь, ионосфера, векторный канал, ЛЧМ-зонд, оптимальная рабочая частота, максимальная наблюдаемая частота, функция рассеяния канала.

Введение. В течение многих десятилетий коротковолновая (КВ) радиосвязь через ионосферу являлась достаточно простым и эффективным способом установления связи на очень большие расстояния (до многих тысяч километров) по всему земному шару [1]. КВ-радиосвязь оказывалась особенно важной, когда применение кабеля было невозможно: для связи с самолетами, кораблями и другими мобильными пользователями. Она могла быть осуществлена в любое время и по любому направлению. В последние три десятилетия бурное развитие получили спутниковые СВЧ-радиосистемы, которые давали альтернативный способ связи с мобильными и удаленными пользователями в большом диапазоне расстояний. Спутниковая связь превосходит коротковолновую по скорости передачи информации и надежности, однако, она пока значительно уступает ей по стоимости. Главным недостатком спутниковой связи является ее уязвимость в военное время. По этой причине необходимо сохранять и развивать КВ-связь в качестве резервного вида. Важное направление развития КВ-связи заключается в повышении ее производительности и надежности. Одним из способов этого является использование данных зондирования каналов КВ-связи.

В диапазоне 3–30 МГц (КВ-диапазоне) в принципе возможна организация ~ 9000 примыкающих (ортогональных) каналов с полосой $B = 3$ кГц. Известно, что на линии КВ-связи заданной протяженности из точки излучения в точку приема могут прийти только гармонические сигналы с частотами от наименьшей применимой частоты (НПЧ) до максимально (МПЧ) применимой частоты. Поэтому диапазон частот МПЧ – НПЧ частот называют полосой прозрачности линии КВ-связи [2]. Существование полосы прозрачности позволяет организовать на КВ-радиолинии лишь $J \approx (МПЧ - НПЧ) / B$ ортогональных каналов. Граничные значения полосы прозрачности радиолинии, определяющие размерность канала, зависят как от технических характеристик аппаратуры связи, так и от состояния среды распространения, поэтому они требуют организации слежения за ними путем панорамного зондирования.

Произвольный j -й парциальный канал имеет свои частотную и импульсную характеристики [3]. Параметром, отличающим парциальные каналы между собой, является их средняя частота (рабочая частота). Все множество парциальных каналов можно представить в виде многомерного (векторного) канала, размерностью J , у частотной и импульсной характеристик которого компонентами является упорядоченное множество соответствующих характеристик парциальных (скалярных) каналов. Порядок скалярного канала задается номером j его средней частоты.

Итак, имеем:

$$\vec{H}(T, f) = \{H_j(f, T, \bar{f}_j)\}, \quad \vec{h}(T, \tau) = \{h_j(\tau, T, \bar{f}_j)\}, \quad \text{где } j = \{1 \dots J\}, \quad (1)$$

поэтому для простоты рассмотрения скалярные каналы принято связывать с рабочими частотами и отождествлять с ними. В этой связи в технике КВ-связи говорят не о выборе оптимального канала, а о выборе оптимальной рабочей частоты (ОРЧ).

Задача выбора ОРЧ [4] из множества частот аналогична задаче тестирования каналов проводной связи, когда для выбора исправного провода все провода «прозваниваются». Это позволяет также выбрать провод с наименьшими потерями – «оптимальный» канал проводной связи. Именно функцию «прозванивания» (зондирования) и реализует панорамный зонд. При этом «исправность» парциального канала оценивается по величине измеренных его основных параметров. Именно поэтому специалисты в области КВ-связи для панорамного зондирования давно используют системы, именуемые ЛЧМ-ионозондами (chirpsounders). В этом ионозонде используется сигнал с линейной частотной модуляцией, занимающий в частотной области диапазон частот от 2,0 до 30,0 МГц. При зондировании этот сигнал последовательно «проходит» все скалярные каналы из полосы прозрачности линии дальней связи. При этом он позволяет получать информацию о крайних частотах этой полосы.

Скалярные КВ-радиоканалы из-за многолучевости распространения и доплеровского смещения частоты относятся к каналам со случайными замираниями, у которых частотная и импульсная характеристики являются стохастическими функциями «медленного» времени T . Статистически устойчивой характеристикой произвольного j -го канала является функция рассеяния канала (ФРК) [5]:

$$S_j(\tau, F_d) = \int_{-\infty}^{\infty} R_j(\tau, t) \exp(-i2\pi F_d t) dt, \quad (2)$$

где $R_j(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_j^*(T, \tau) h_j(T+t, \tau) dT$, τ – «быстрое» время (задержка), F_d – доплеровский сдвиг частоты, $h^*(T, \tau)$ – функция, сопряженная с ИХ канала.

ФРК скалярных каналов часто можно аппроксимировать гауссовой поверхностью в виде импульса, в вертикальных сечениях которой, проходящих через вершину, имеем функции Гаусса, а в горизонтальных – эллипсы с осями, направленными по координатным осям: (τ, F_d) . Такая ФРК имеет следующий аналитический вид:

$$S_j(\tau, F_d) = \left(\frac{S}{N}\right)_j \exp\left[-\frac{(\tau - \bar{\tau}_j)^2}{2\sigma_{\tau_j}^2} - \frac{(F_d - \bar{F}_{dj})^2}{2\sigma_{F_{dj}}^2}\right], \quad (3)$$

где $2\sigma_{\tau_j}$ – рассеяние в канале по задержке, $\bar{\tau}_j$ – задержка в канале по «быстрому» времени, $2\sigma_{F_{dj}}$ – рассеяние в канале по доплеровскому сдвигу частоты, $\bar{F}_{dj}$ – доплеровский сдвиг частоты в канале, $(S/N)_j$ – отношение сигнал/шум в канале.

Отметим, что ФРК скалярного канала зависит от пяти параметров: $\bar{\tau}_j$, $\bar{F}_{dj}$, $(S/N)_j$, $2\sigma_{\bar{\tau}_j}$, $2\sigma_{\bar{F}_{dj}}$, первые два из которых регулируются с помощью синхронизации, поэтому три остальных параметра считаются основными. Именно панорамный ЛЧМ-зонд позволяет оценивать основные параметры векторного канала.

Цель работы – представить алгоритмы обработки и результаты круглосуточных натурных исследований по зондированию векторного КВ-радиоканала панорамным ЛЧМ-зондом для анализа суточных вариаций его основных параметров.

Краткая характеристика ЛЧМ-ионозонда МарГТУ. В рамках данной работы эксперимент по зондированию ионосферы и ионосферных радиоканалов проводился на трассе Йошкар-Ола – Воронеж. Использовался ионозонд [6], представляющий собой аппаратно-программный комплекс, состоящий из передающей и приёмной станций. Структурная схема передающей станции изображена на рис. 1, а приёмной – на рис. 2. Их технические характеристики представлены в табл. 1, 2, соответственно.

ЛЧМ-синтезатор формирует непрерывный ЛЧМ-сигнал в заданном диапазоне частот зондирования. Далее сигнал усиливается в широкополосном усилителе мощности и поступает в антенну.

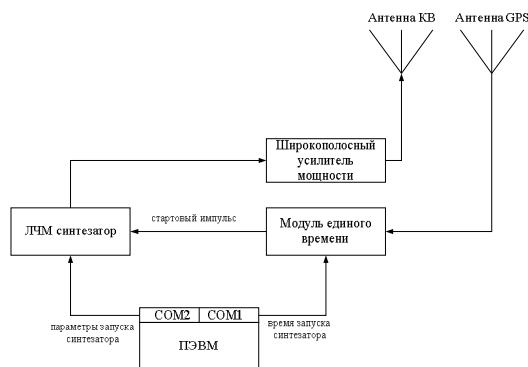


Рис. 1. Структурная схема передающей станции ЛЧМ-ионозонда



Рис. 2. Структурная схема приемной станции ЛЧМ-ионозонда

Для синхронизации приёмной и передающей станций используется модуль единого времени с подстройкой по GPS [7]. Управление передающей станцией осуществляется ПЭВМ в соответствии с заданной программой (расписанием).

Т а б л и ц а 1

Технические характеристики передающей станции ЛЧМ-ионозонда

Диапазон частот	2 – 30 МГц
Выходная мощность	2 – 100 Вт
Внеполосное излучение	– 50 dB
Габаритные размеры (без учета ПЭВМ)	250x310x240 мм
Вес (без учета ПЭВМ)	16 кг

Принимаемый сигнал с антенны через блок предварительной фильтрации поступает на умножитель для получения сигнала разностной частоты. Далее аналоговый сигнал разностной частоты преобразуется в цифровую форму с помощью звуковой карты ПЭВМ, затем осуществляется его спектральный анализ, по результатам которого строится ионограмма. Для синхронизации с передающей станцией используется модуль единого времени с подстройкой по GPS [7]. Управление приемной станцией и обработ-

ка принятого сигнала осуществляется ПЭВМ в соответствии с заданной программой (расписанием).

Т а б л и ц а 2

Технические характеристики приемной станции ЛЧМ-ионозонда

Диапазон частот	2 – 30 МГц
Чувствительность	0,16 мкВ
Избирательность	2,1 кГц/ – 6 дБ, 4 кГц/ – 60 дБ
Динамический диапазон	104,5 дБ на 14 МГц
Габаритные размеры (без учета ПЭВМ)	250х160х240 мм
Вес (без учета ПЭВМ)	6 кг

Алгоритм «очистки» ионограмм и оценки отношения S/N подробно описан в работе [8]. На рис. 3 представлен результат его применения.

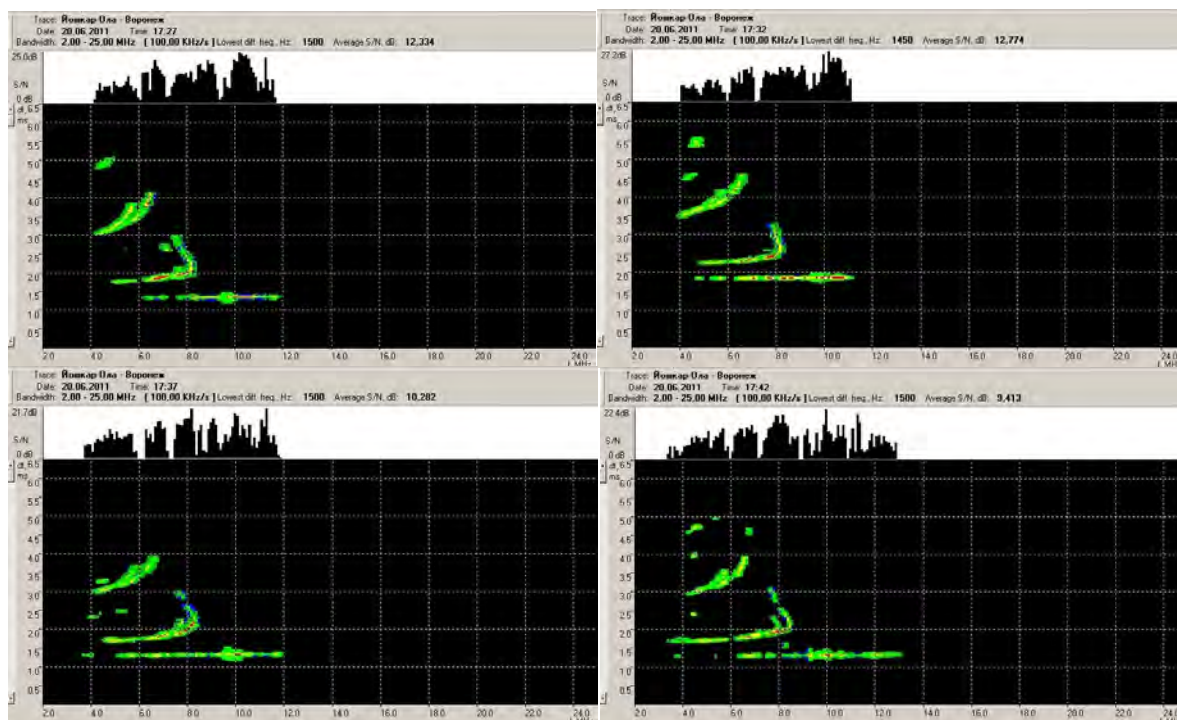


Рис.3. Хронологическая последовательность ионограмм для ночного времени суток, полученных с 17 ч 27 м 20.06.11 по 17 ч 42 м 20.06.11

Для оценки рассеяния по задержке в канале связи использовался следующий алгоритм:

- оценивается и анализируется область прозрачности линии связи (область ионограммы, содержащая полезный сигнал);
- в каждом вектор-столбце ионограммы, соответствующем одному скалярному каналу, определяется локальный максимум амплитуды, а также все амплитудные пики, превышающие 0,5 от локального максимума;
- отобранные пики с тремя соседними значениями используются для построения гистограммы значений амплитуд, усредненных по частоте в заданном диапазоне частот (в нашем случае 1 МГц);

- полученные гистограммы отображаются на экране в нормализованном по глобальному максимуму виде и по ним оцениваются задержки и рассеяние по быстрому времени в скалярных каналах, входящих в полосу усреднения (см. рис. 4).

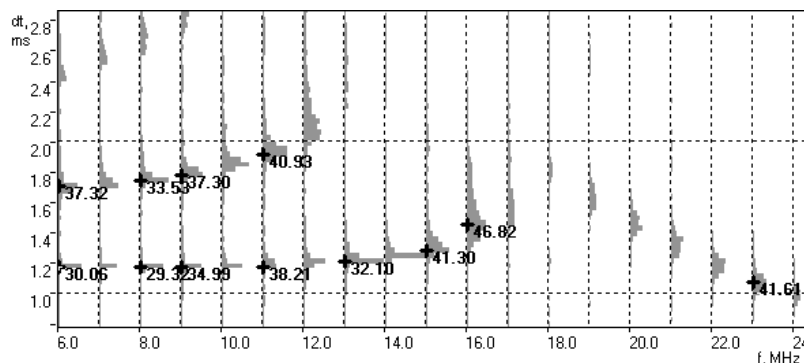


Рис. 4. Задержки и рассеяние по быстрому времени в каналах с полосой частот 20 кГц, при усреднении в полосе 1 МГц

Алгоритм выбора оптимальных скалярных каналов. Представленный алгоритм определения основных параметров ФРК позволяет определить ОРЧ для широкополосных скалярных каналов и диапазоны ОРЧ (ДОРЧ) для узкополосных каналов. При этом качестве критерия выбора ДОРЧ используются значения измеряемых ионозондом основных канальных параметров для векторного канала.

На рис. 5 представлен суточный ход отношения S/N в зависимости от частоты. Данный график построен на основе результатов зондирования, проведенного с 13:27 20.06.2011 по 8:42 21.06.2011. Данные по оси времени приводятся с интервалом 5 минут. Вдоль оси частот шаг сетки составляет 100 кГц. Значения отношения S/N показаны градациями серого. Значение отношения S/N , соответствующее уровню -10 дБ, означает отсутствие сигнала, либо значительное превышение.

На основе полученного 3D графика строится суточный ход максимальной наблюдаемой частоты.

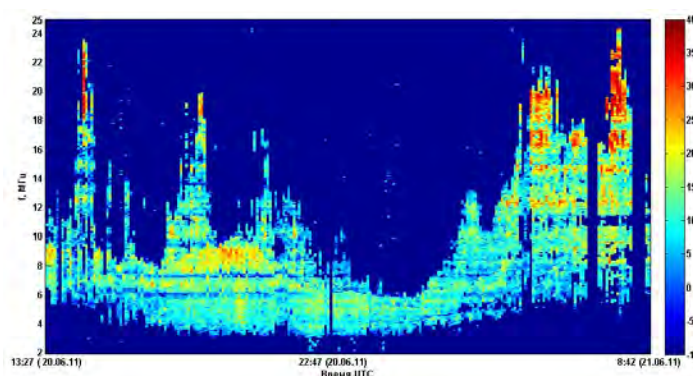


Рис.5. Суточный ход отношения S/N в зависимости от частоты с 5-минутным разрешением по времени

Аналогичным образом на основании автоматической обработки [9] был построен график изменения отношения S/N за весь период измерений с 11:22 20.06.2011 по 6:07 23.06.2011 (рис.6). Шаг сетки по оси времени составил 15 минут.

Результаты зондирования, полученные с шагом 5 минут, представлены на данном графике посредством усреднения трех соседних значений отношения S/N . Видно, что наличие спорадического слоя E_s приводит к аномальному увеличению МПЧ в 2–3 раза, причем данное увеличение носит случайный характер и может длиться от 30 минут до нескольких часов. Кроме того, отношение S/N для мод $F1$ и $F2$ было ниже, чем для моды E_s .

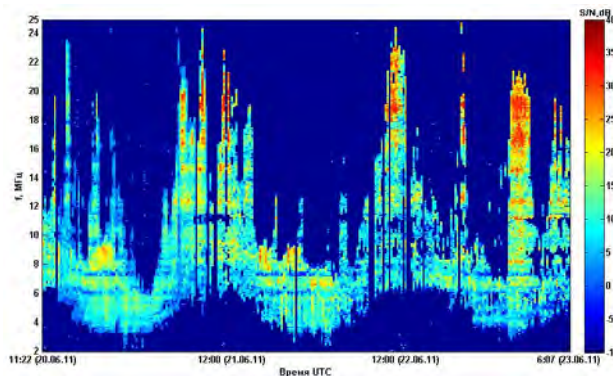


Рис.6. Суточный ход отношения S/N в зависимости от частоты с 15-минутным разрешением по времени

Рассеяние по задержке в узкополосном канале зависит от межмодовых задержек, принимаемых в канале мод [10], поэтому была проведена обработка данных на предмет оценки количества этих мод. Результаты обработки представлены на рис.7.

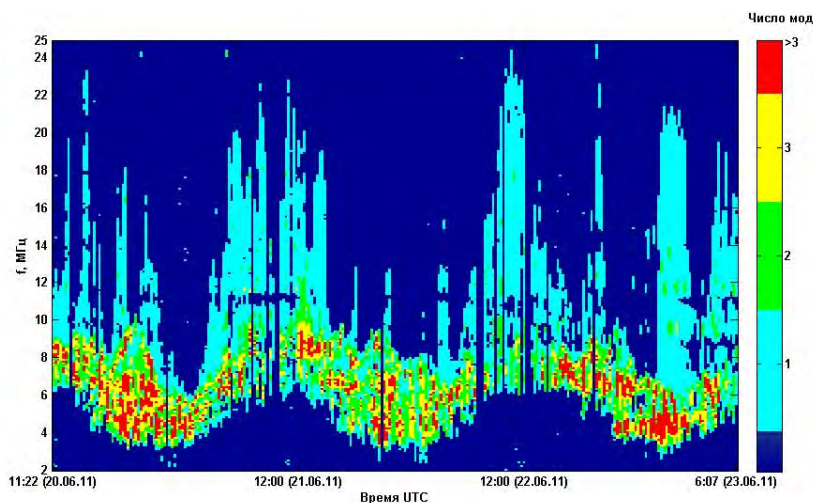


Рис.7. Количество наблюдаемых мод в зависимости от времени суток и частоты

Одномодовое распространение характерно только для E моды и для частот 80 – 100 % от МПЧ линии связи.

На рис.8 представлена зависимость рассеяния по быстрому времени в канале от рабочей частоты и времени суток. Наименьшее рассеяние (меньше 0,6 мс) наблюдается для случаев одномодового распространения. Для двухмодового распространения рассеяние составляет в среднем 1–2 мс. Максимальное рассеяние имеет место в ночное время для частот, близких к наименьшей применимой частоте (НПЧ), где оно достигает ~ 3 – 5 мс.

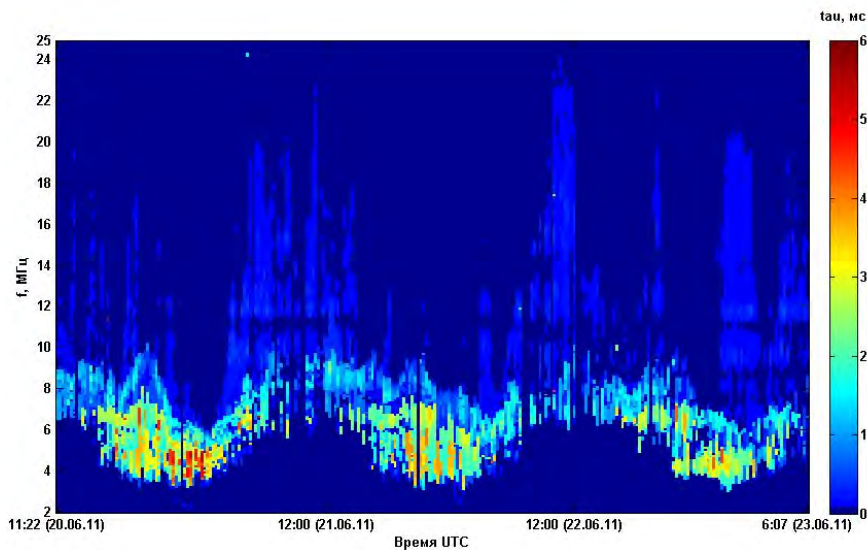


Рис.8. Рассеяние по быстрому времени в узкополосных скалярных каналах в зависимости от времени суток

Выводы. Представлены алгоритмы обработки и результаты круглосуточных натурных исследований по зондированию многомерного (векторного) КВ-радиоканала панорамным ЛЧМ-зондом. Показано, что вариации в «медленном» времени частотного диапазона радиолинии и основных параметров ФРК требуют периодического ее зондирования во всем КВ-диапазоне с целью определения диапазона оптимальных рабочих частот (ДОРЧ) и ОРЧ связи. Часто параметры рассеяния ФРК в частотной области (особенно для среднеширотных трасс) находятся в области допустимых значений. В этих случаях основными параметрами, определяющими кондиционность канала, становятся отношение S/N и рассеяние по быстрому времени. Панорамный зонд в силу разработанного алгоритма очистки ионограмм позволяет оценивать эти параметры на всех рабочих частотах из полосы прозрачности радиолинии.

Установлено, что наличие E_s приводит к аномальному увеличению МПЧ в 2–3 раза, причем данное увеличение носит случайный характер и может длиться от 30 минут до нескольких часов. Наибольшее отношение S/N имеет место при наличии спорадического слоя E на частотах 0,8–0,9 МПЧ. Одномодовое распространение наблюдается в основном для моды, отражающейся от спорадического слоя E и для слоя E на частотах 0,80 – 1,0 МПЧ. Наименьшее рассеяние (меньше 0,6 мс) по быстрому времени наблюдается для случаев одномодового распространения. Для двухмодового распространения рассеяние составляет в среднем 1–2 мс. Максимальное рассеяние, достигающее ~ 3–5 мс, имеет место в ночное время для частот, близких к НПЧ.

Список литературы

1. Arthur, P.C. Application of a high quality ionosonde to ionospheric research / P.C. Arthur, M. Lissimore, P.S. Cannon, N.C. Davies // Seventh Int. Conf. on HF RadioSystems and Techniques, IEE Conf. Pub. – Nottingham, 2002. – N 441. – Pp. 135-139.
2. Иванов, В.А. Современные подходы в краткосрочном прогнозировании помехоустойчивых ионосферных радиоканалов для декаметровых телекоммуникационных систем / В.А. Иванов, Н.В. Рябова // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2007. – №1 – С.23-34.
3. Иванов, Д.В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиолиний / Д.В. Иванов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т.51. – №4. – С. 389-396.

4. Иванов, В.А. Экспериментальное исследование диапазонов оптимальных рабочих частот адаптивных дальних радиолоний по результатам панорамного зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналом / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Бастркова // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Сер.: Радиофизика. – 2010. – № 3. – С. 87-94
5. ITU-R Rec. F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators. (available from International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland). – 2000.
6. Иванов, В.А. Зондирование ионосферы и декаметровых каналов связи сложными радиосигналами / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, Д.В. Иванов // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – №1. – С 3 -37.
7. Иванов, В.А. Устройство и алгоритмы синхронизации радиотехнических систем связи и зондирования ионосферных высокочастотных радиоканалов / В.А. Иванов, Е.В. Катков, А.А. Чернов // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – №2. – С 114 -126.
8. Рябова, Н.В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: Монография / Н.В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 2003. – 292 с.
9. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой радиосвязи: Монография / Д.В. Иванов, А.Б. Егшин, В.А. Иванов, Н.В. Рябова; под ред. В.А. Иванова. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 2006. – 256 с.
10. Иванов, В.А. Диагностика функции рассеяния декаметровых узкополосных стохастических радиоканалов / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, И.Е. Царев // Радиотехника и электроника. – Т. 55. – № 3. – М.: Академиздатцентр «Наука», 2010. – С.285-291.

Статья поступила в редакцию 12.05.11.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466-а, ФЦП: № 14.740.11.1152; 14.740.11.1209; АБЦП: № 2.1.1/3896, № 2.1.1/12022.

*V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova, A. R. Lashchevsky, R. R. Belgibaev,
A. A. Elsukov, A. V. Maltsev, V. V. Pavlov, M. I. Ryabova, A. A. Chernov*

DETERMINATION OF KEY PARAMETERS OF A MULTIDIMENSIONAL SHORT-WAVE RADIO CHANNEL WITH THE USE OF A PANORAMIC IONOSONDE

The algorithms of processing are presented and twenty-four-hour natural researches into the sounding of a vector short-wave radio channel by a panoramic LFM-sounder have been carried out. The results of computing and natural experiments on investigation into optimal working frequencies and maximum observed frequencies are presented.

Key words: *short-wave communication, ionosphere, vector channel, LFM-sounder, optimal working frequency, maximum observed frequency, channel dispersion function.*

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы. Автор более 250 публикаций.

E-mail: IvanovVA@marstu.net

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Автор более 100 публикаций.

E-mail: IvanovDV@marstu.net

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@marstu.net

ЛАЩЕВСКИЙ Алексей Романович – кандидат физико-математических наук, ведущий программист кафедры высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Автор более 20 публикаций.

E-mail: LashhevskijAR@marstu.net

БЕЛЬГИБАЕВ Руслан Рашидович – ассистент кафедры высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн. Автор семи публикаций.

E-mail: BelgibaevRR@marstu.net

ЕЛСУКОВ Алексей Александрович – инженер кафедры высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – дистанционное зондирование ионосферы. Автор 15 публикаций.

E-mail: ElsukovAA@marstu.net

МАЛЬЦЕВ Александр Валерьевич – ведущий программист кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 20 публикаций.

E-mail: MalcevAV@marstu.net

ПАВЛОВ Вячеслав Владимирович – доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – дистанционное зондирование ионосферы, антенны. Автор более 20 публикаций.

E-mail: PavlovVV@marstu.net

РЯБОВА Мария Игоревна – аспирантка МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, распространение радиоволн. Автор более 20 публикаций.

E-mail: RyabovaMI@marstu.net

ЧЕРНОВ Андрей Алексеевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – синхронизация систем связи и зондирования. Автор более 20 публикаций.

E-mail: ChernovAS@marstu.net

УДК 536.37; 51-74

М. С. Лапочкин, О. Г. Морозов

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА МИКРОВОЛНОВОГО НАГРЕВА РАЗЛИЧНЫХ ФАЗ ВОДЫ В ВИДЕ ТРЕХСЛОЙНЫХ СТРУКТУР: ТЕОРИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТ

Построена математическая модель процесса таяния трехслойных структур, состоящих из различных фаз воды: снега, льда, жидкой воды. Проведены экспериментальные исследования процесса таяния на основе разработанной экспериментальной микроволновой системы нагрева. Выполнена сравнительная оценка полученных результатов моделирования и экспериментальных исследований, расхождение которых не превышает 6 %.

Ключевые слова: микроволновый нагрев, процесс таяния, трехслойная система, распределение температуры.

Введение. В настоящее время микроволновая термообработка находит широкое применение в процессах таяния (в процессах, предполагающих фазовое изменение молекул воды). В частности, микроволновая термообработка актуальна в таких практических приложениях, как размораживание труднодоступных участков мерзлых магистралей трубопроводов; размораживание ягод, например, клюквы, состоящей на 90 % из воды; добыча пресной воды из арктического льда путем его плавления и т. д.

Одной из наиболее важных задач является утилизация снежно-ледяной массы в городских условиях. Ввиду того, что молекула воды обладает различными электромагнитными и теплофизическими характеристиками в разных агрегатных состояниях, представляет огромный научный интерес изучение процессов взаимодействия микроволн со снегом, льдом и жидкой водой.

Известны работы, в которых описаны математические модели и экспериментальные исследования микроволнового нагрева льда, жидкой воды. К примеру, в работе [1] было рассмотрено одномерное моделирование микроволнового таяния цилиндров чистого льда и 0,1 М NaCl на частотах 915 и 2450 МГц при радиусах цилиндров 10, 20, 30 мм. Работа [2] была посвящена численному моделированию и экспериментальному исследованию микроволнового таяния систем двух конфигураций, состоящих из мерзлого слоя и жидкого слоя воды на частоте 2450 МГц при размерах рабочей камеры 109,22×54,61 мм и суммарной толщине слоев до 100 мм. В работе [3] теоретически и экспериментально исследовалось микроволновое таяние льда, а также влияние жидкой фазы воды на процесс таяния льда. Исследования в данном случае проводились на частоте 2450 МГц при диаметре цилиндрической емкости 40 мм и суммарной толщине слоев льда и воды от 70 до 100 мм.

Таким образом, в работах [1 – 3] рассмотрено взаимодействие микроволн с жидкой (водой) и твердой (льдом) фазой молекулы воды. К недостаткам вышеуказанных работ следует отнести отсутствие изучения другого твердого фазового состояния молекулы воды, как снег.

Цель работы заключается в комплексном изучении процесса нагрева снега, льда,

жидкой воды в виде трехслойных структур при различных расположениях слоев: вода/лед/снег, снег/лед/вода, лед/снег/вода, снег/вода/лед под воздействием микроволнового нагрева.

Решаемые задачи:

- математическое моделирование процесса нагрева трехслойных структур при различных расположениях слоев;
- проведение экспериментальных исследований процесса нагрева трехслойных структур при различных расположениях слоев;
- сравнительная оценка полученных теоретических и экспериментальных данных.

Экспериментальная система микроволнового нагрева. На рис.1 показана экспериментальная система микроволнового нагрева. Волновод возбуждается волной модой TE_{10} при частоте 2,45 ГГц. Микроволны от магнетрона 1 попадают на участок волновода 2, состоящий из емкости, внутри которой расположен образец из исследуемых слоев разных фазовых состояний воды, герметизированный сверху и снизу радиопрозрачным стеклом. По всему периметру исследуемого образца на расстоянии 25 мм друг от друга распределены термодатчики 3 цифровых измерителей температуры 4 фирмы Mastech-M89, точностью $\pm 1^\circ\text{C}$. Обработка получаемых данных производится с помощью компьютера 5. Микроволны распространяются вдоль оси Z волновода размерами 280×270 мм. На нижнем торце волновода установлена емкость с водой, которая поглощает падающие волны. Таким образом, применяемый волновод принимает вид бесконечного волновода, ввиду отсутствия отраженной волны от нижней стенки. Выходная мощность магнетрона равна 700 Вт.

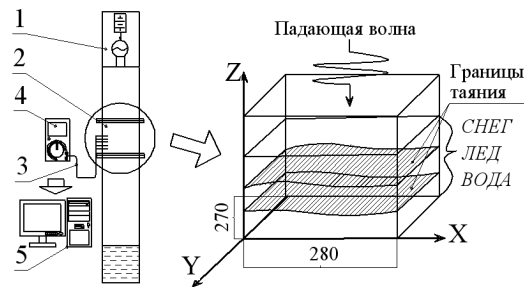


Рис.1. Экспериментальная система микроволнового нагрева

Математическая модель. В данной работе разработана математическая модель таяния трехслойной системы (снег, лед, жидкая вода), в основе которой лежит модель двухслойной структуры, состоящей из жидкого слоя (воды) и твердого слоя (льда), представленная в работе [2].

На рис.2 показана аналитическая модель процесса таяния трехслойных систем под воздействием микроволнового нагрева.

Допущения. Данная модель основана на следующих допущениях:

- считается, что волна модой TE_{10} , распространяющаяся по камере параллелепипедной формы, не зависит от оси Y , поэтому электромагнитное поле принимается, как двумерное (зависимое лишь от осей X, Z);
- пренебрегается процессом поглощения микроволновой энергии воздухом внутри камеры;
- предполагается, что боковые стенки камеры абсолютные проводники;

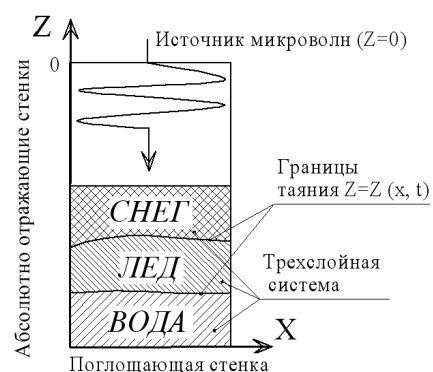


Рис.2. Аналитическая модель

- пренебрегается влиянием емкости образца на электромагнитное поле.

На рис.3 представлены варианты структур исследуемых образцов: снег/лед/вода, вода/лед/снег, лед/снег/вода, снег/вода/лед. Образцы: лед/вода/снег, вода/снег/лед не рассматривались ввиду сложности анализа границы перехода снег/вода.

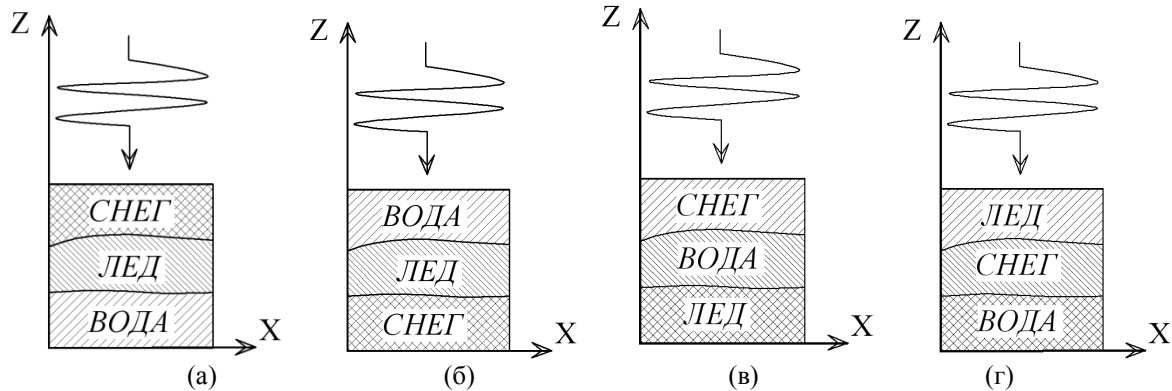


Рис.3. Структуры исследуемых образцов

Граничные условия. Согласно аналитической модели, показанной на рис.2, граничные условия выглядят следующим образом:

- абсолютно проводящие стенки. Согласно теореме Гаусса и формуле Фарадея, граничные условия на поверхностях боковых стенок камеры выглядят:

$$E_h = 0, H_n = 0, \quad (1)$$

где индексы n и h обозначают нормальную и тангенциальную компоненты соответственно;

- непрерывные граничные условия. Согласно формулам Ампера и теореме Гаусса, граничные условия между воздухом и поверхностью диэлектрического материала принимают вид:

$$E_h = E'_h, H_h = H'_h \quad (2)$$

$$D_n = D'_n, B_n = B'_n, \quad (3)$$

где ` обозначение одного из материалов;

- поглощающие граничные условия. На нижней стенке камеры выполняются поглощающие условия Мура:

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \pm \vartheta \frac{\partial E_y}{\partial z}; \quad (4)$$

- падающая волна, излученная от магнетрона, представляется в виде следующих компонент:

$$E_y = E_{yex} \sin\left(\frac{\pi x}{L_x}\right) \sin(2\pi ft), \quad (5)$$

$$H_x = \frac{E_{yex}}{Z_H} \sin\left(\frac{\pi x}{L_x}\right) \sin(2\pi ft), \quad (6)$$

где E_{yex} – входная интенсивность электрического поля, L_x – длина камеры вдоль оси X , Z_H – волновой импеданс;

- условие адиабатичности. Предполагается, что многослойная система изолирована от окружающей среды:

$$\frac{\partial T}{\partial n} = 0; \quad (7)$$

- условие движения границы таяния. Движение границы между слоем, находящимся в твердом состоянии, и жидким слоем описывается с помощью формулы Стефана:

$$\left(\lambda_{mv} \frac{\partial T_{mv}}{\partial z} - q_{zp} \Delta z - \lambda_{жс} \frac{\partial T_{жс}}{\partial z} \right) \left[1 + \left(\frac{\partial z_{zp}}{\partial x} \right)^2 \right] = \rho_{mv} L_{mv} S_{mv} \frac{\partial z_{zp}}{\partial t}. \quad (8)$$

Результаты и обсуждение. На рис.4 показаны экспериментальные результаты и результаты математического моделирования температурного распределения внутри исследуемых многослойных структур: (а) – снег/лед/вода, (б) – вода/лед/снег, (в) – лед/снег/вода, (г) – снег/вода/лед при начальной температуре льда и снега – 10°C и температуре воды 0°C, напряженности электрического поля: 7000 В/м. Электромагнитные и теплофизические параметры, используемые в вычислениях, приведены в табл. 1.

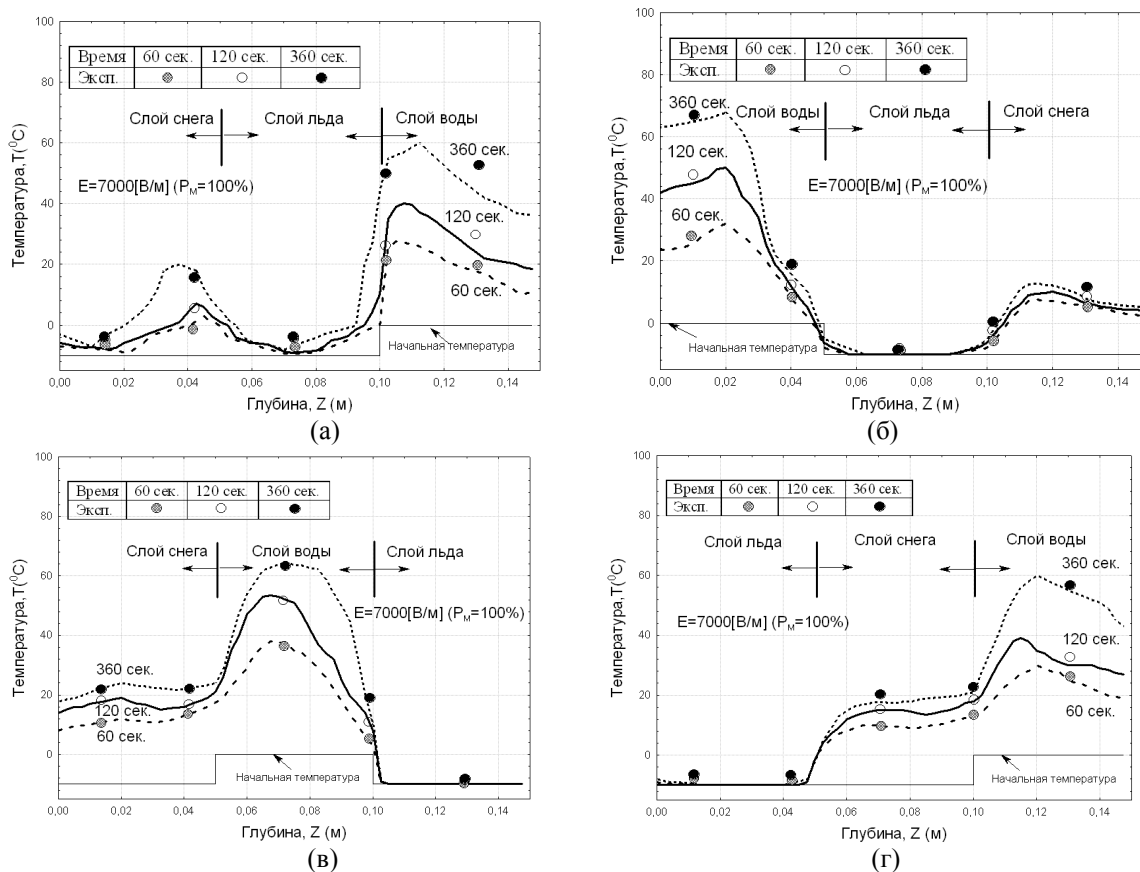


Рис.4. Распределение температуры в трехслойных структурах исследуемых образцов

Представленные на рис.4 результаты распределения температурного поля вдоль оси Z трехслойных образцов исследуемых структур иллюстрируют значимость расположения слоев. Например, слой воды, находящийся над всеми слоями (случай (б)), подвергается большему нагреву, чем в случае (а), где распределение температурного поля в слое воды существенно ниже.

Слой снега, находящийся под микроволновым нагревом из-за низкой плотности, а

Т а б л и ц а 1

Электромагнитные и теплофизические параметры

Параметры	Вода	Снег	Лед
$\lambda, Вт/(м \cdot К)$	0,610	2,08	2,24
$C_p, Дж/(кг \cdot К)$	4200	2080	2120
$\rho, кг/м^3$	1000	130	917
$f, МГц$	2450		
$\mu, Гн/м$	$4\pi \times 10^{-7}$		
$\varepsilon, Ф/м$	$8,854 \times 10^{-12}$		
$E, В/м$	7000, 4200, 2800		

также за счет увеличения диэлектрических потерь, переходит в жидкую фазу, в то время как интенсивность таяния слоя льда ниже ввиду высокой «прозрачности» микроволнам. Слой льда, обладающий наименьшими диэлектрическими потерями, является менее нагретым, поэтому температурное поле внутри слоя растет равномерно и менее интенсивно.

Из рис. 4 (а–г) видно, что наиболее активное движение границы таяния происходит на границе между слоями вода/снег и вода/лед. Таким образом, слой воды оказывает наибольшее влияние на движение границы таяния и процесс таяния соответственно.

На рис.5 показаны сравнительные результаты математического моделирования и результаты экспериментальных исследований, расхожимость которых не превышает 6 %. Микроволновая обработка снега и льда была проведена при различном уровне интенсивности электромагнитного поля $E=7000, 4200, 2800$ В/м. Выполнена математическая обработка массива полученных данных [4]. В табл.2 представлены расчетные значения математических ожиданий и дисперсий результатов экспериментальных исследований.

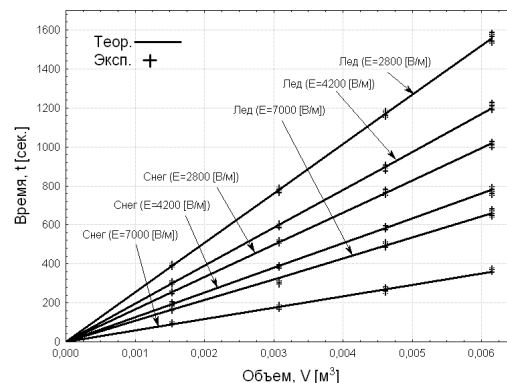


Рис.5. Время таяния снега, льда при различном объеме и интенсивности микроволнового нагрева

Т а б л и ц а 2

Значения математических ожиданий и дисперсий результатов экспериментальных исследований

	E[В/м] V[м³]	Снег			Лед		
		7000	4200	2800	7000	4200	2800
M*	0,00154	91,1	192,2	252,2	162,2	300,0	389,4
	0,00308	187,3	388,3	510,0	332,2	598,9	778,3
	0,00462	265,6	582,8	765,6	496,1	896,7	1170
	0,00615	363,9	777,2	1020,0	660	1202	1158
D*	0,00154	23,6	75,7	31,9	25,7	37,5	40,2
	0,00308	50,0	37,5	37,5	131,9	86,1	118,8
	0,00462	90,3	44,4	77,8	98,6	112,5	112,5
	0,00615	48,6	213,2	119,4	187,5	194,4	331,3

Заключение. В данной работе был изучен процесс нагрева снега, льда, жидкой воды в виде трехслойных структур при различных расположениях слоев: вода/лед/снег, снег/лед/вода, лед/снег/вода, снег/вода/лед под воздействием микроволнового нагрева. В частности, были достигнуты следующие результаты:

- 1) построена математическая модель, корректно описывающая процесс таяния трехслойных систем;
- 2) выполнены экспериментальные исследования процесса таяния снега, льда, жидкой воды в виде многослойных структур;
- 3) расхождение значений результатов математического моделирования и результатов экспериментов не превышает 6 %;
- 4) полученные результаты свидетельствуют о практическом применении и пользе проведенных теоретико-экспериментальных исследований.

Список литературы

1. Pangrle, B.J. Microwave thawing of cylinders / B.J. Pangrle, K.G. Ayappa, H.T. Davis, E.A. Davis, J. Gordon // AIChE J. – 1991. – V. 37. – P.1789–1800.
2. Ratanadecho, P. A numerical and experimental investigation of the modeling microwave melting of frozen packed beds using a rectangular wave guide / P. Ratanadecho, K. Aoki, M. Akahori // Int. Comm. Heat Mass Trans. – 2001. – V. 28. – No.6. – P. 751–762.
3. Ratanadecho, P. Theoretical and experimental investigation of microwave thawing of frozen layer using a microwave oven (effects of layered configurations and layer thickness) / P. Ratanadecho // Int. J. Heat Mass Trans. – 2004. – V.47. – P. 937-945.
4. Теория вероятностей и математическая статистика: Учебное пособие для вузов / В. Е. Гмурман; Изд. 4-е, доп. – М.: Высш. школа, 1972. – 368 с.

Статья поступила в редакцию 14.04.11.

M. S. Lapochkin, O. G. Morozov

INVESTIGATION OF THE PROCESS OF MICROWAVE HEATING OF DIFFERENT WATER PHASES IN THE FORM OF THREE-LAYERED STRUCTURES: THEORY AND EXPERIMENT

The mathematical model of the melting process of three-layered structures made of different water phases: snow, ice and liquid water has been developed. The experimental researches into the melting process on the basis of the developed experimental microwave heating system have been conducted. The comparative analysis of received modeling and experimentation results which divergence doesn't exceed 6 % is carried out.

Key words: microwave heating, melting process, three-layered system, temperature distribution.

ЛАПОЧКИН Марат Сириневич – аспирант кафедры телевидения и мультимедийных систем КГТУ им. А. Н. Туполева. Область научных интересов – теоретические и прикладные исследования в сфере применения микроволновых технологий. Автор более 30 публикаций.

E-mail: 11marat@mail.ru

МОРОЗОВ Олег Геннадьевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой телевидения и мультимедийных систем КГТУ им. А. Н. Туполева. Область научных интересов – информационно-измерительные и телекоммуникационные системы оптического и микроволнового диапазонов. Автор более 120 публикаций.

E-mail: microoil@mail.ru

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 621.391.266

Р. Г. Хафизов, И. Н. Багаутдинов, С. А. Охотников

ПРИМЕНЕНИЕ КОНТУРНОГО АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДЕФЕКТОСКОПИИ ПИЛОМАТЕРИАЛОВ

Представлен подход к решению задачи дефектоскопии пиломатериалов на основе анализа формы изображений дефектов. Рассмотрены методы структурного анализа формы изображений дефектов пиломатериалов фильтрами, согласованными с классом форм. При этом форма изображения представляет собой информацию, содержащуюся в контуре.

Ключевые слова: дефекты древесины, форма изображения, контур, контурный согласованный фильтр, принятие решения.

Введение. В современном мире элементы из клееной древесины широко используются в домостроении, мебельном производстве и т.п. Относительно малый вес (по сравнению с обычной цельной древесиной) и высокая прочность конструкции из клееной древесины (которая дополнительно увеличивается за счет процесса склеивания и ликвидации дефектов дерева) обеспечивает возможность получения оригинальных архитектурно-дизайнерских решений при отсутствии необходимости в дополнительной отделке. Конструкция из клееной древесины на 50-70 % прочнее цельной древесины, это более декоративный материал, в котором отсутствуют трещины, сучки имеют здоровый вид (или полностью отсутствуют) и т.д. Производство клееной древесины сегодня является одной из наиболее высокотехнологичных областей деревообработки [1, 2].

При производстве клееных изделий (мебельные щиты, двери, брус, ступени и т.д.) используются мебельные заготовки, или обрезанные доски с удаленными (в большинстве случаев) пороками, которые склеиваются по длине, ширине, толщине до получения необходимой заготовки. Таким образом, готовое изделие не содержит пороков древесины, таких, как сучки, червоточины, трещины, обзол и т.д. (рис. 1) [1].

Технология изготовления клееной древесины включает следующие этапы [2]:

- 1) распиловка круглого лесоматериала на необрезанные доски;
- 2) распиловка необрезанной доски на обрезанные ламели определенной ширины;
- 3) вырезание дефектов из обрезанных ламелей.

Таким образом, получают заготовки, которые поступают на сушку и последующую склейку для получения готовой продукции.

Наиболее ответственным этапом при изготовлении элементов из клееной древесины является оптимизация как по дефектам, так и по параметрам, которые могут иметь широкую номенклатуру. При этом вырезка дефектных мест на заготовках осуществляется по люминесцентным меткам, наносимым оператором станка. Причем производительность деревообрабатывающего станка и полезный выход древесины напрямую зависят от скорости работы и точности нанесения меток оператором.

В работе [3] рассмотрены подходы к созданию системы идентификации дефектов древесины и в качестве одного из критериев определения дефектов древесины предлагается использовать геометрические формы дефектов.



Расколотые края



Трещина



Точечная червоточина



Рыхлая сердцевина



Обзол



Сучковое отверстие



Червоточина



Сучок



Здоровый сросшийся сучок

Рис. 1. Дефекты древесины

Целью данной работы является разработка подходов к автоматизации решения задачи дефектоскопии пиломатериалов на основе анализа формы изображений дефектов.

При этом под формой изображения будем понимать информацию, содержащуюся в контуре. Достоинства методов контурного анализа в задачах обработки изображений и распознавания зрительных образов заключаются в возможности решения этих задач с единых теоретических позиций теории сигналов. Контурные изображения полностью характеризуют их форму и позволяют создать простые аналитические описания, инвариантные к переносу, повороту и масштабированию изображений. Рассмотрение контуров изображений как комплекснозначных сигналов и представление их в линейном комплекснозначном пространстве позволяет получить меру близости двух контуров в виде их скалярного произведения, инвариантную к преобразованиям переноса, поворота и масштабирования. При этом на основании значения самого скалярного произведения можно оценить угол поворота и коэффициент масштабирования.

1. Выделение контуров изображений дефектов. Один из распространенных подходов к выделению контуров изображений в многоградационной по яркости сцене F базируется на получении бинарной сцены F_6 , в которой формы изображений объектов минимально искажены. При наличии сцены F_6 контуры изображений достаточно просто выделяются на основании алгоритма Розенфельда [4]. Для выделения изображений дефектов древесины предлагается использовать локально-оптимальную процедуру

формирования порогового уровня для получения бинарной сцены. Алгоритм формирования бинарной сцены F_{θ} на основе ограничения по яркости полутоновой сцены F на уровне локально-оптимального порога работает следующим образом [4].

1. Формируется начальная бинарная сцена F_{θ} при ограничении по яркости на уровне $I_{cp} + 1$ полутоновой сцены F , где I_{cp} – средняя яркость сцены F .

2. Проводится строчный поиск и обнаружение начальной контурной точки a_0 текущего изображения.

3. Выделяется контур бинарного изображения и если выполняется условие по длине l контура

$$l_{\min} < l < l_{\max},$$

где $l_{\min}$ и $l_{\max}$ – допустимые границы длины контура, то вычисляется коэффициент формы

$$k_{\phi} = \sqrt{s} / l,$$

где s – площадь контура, а l – длина контура (периметр изображения). При непревышении заданного порогового уровня считается, что обнаружен шумовой контур и производится поиск следующего изображения.

4. Для обнаруженного изображения путем инкрементации предыдущего порогового уровня формируется следующий пороговый уровень $I_{cp} + 2$. При этом проверяется условие достижения максимума коэффициента формы. Как только величина коэффициента формы при каком-то значении порога начинает уменьшаться, считается, что такой максимум достигнут и процедура поиска локально-оптимального порога закончена. Получившийся контур считается контуром искомого изображения.

На рис. 2 представлен пример выделения контуров изображений дефектов на основе локально-оптимальной процедуры формирования порогового уровня.

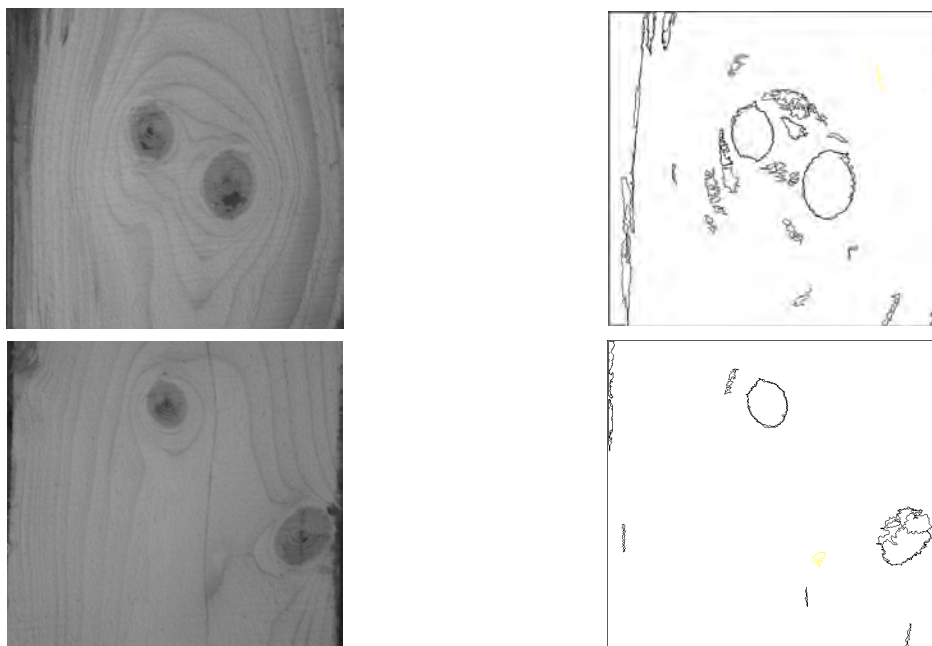


Рис. 2. Пример выделения контуров дефектов древесины типа «сучок» и «здоровый сросшийся сучок»

Выделенный контур Γ , состоящий из элементарных векторов $\gamma(n)$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, представим в виде

$$\Gamma = \{\gamma(n)\}_{0, s-1} = \{\gamma(0), \gamma(1), \dots, \gamma(s-1)\},$$

где $\gamma(n) = \gamma_1(n) + i\gamma_2(n) = |\gamma(n)| \exp\{i\varphi(n)\}$; $\gamma_1(n) = \operatorname{Re}\gamma(n)$; $\gamma_2(n) = \operatorname{Im}\gamma(n)$; $|\gamma(n)|$ и $\varphi(n)$ – модуль и аргумент элементарного вектора.

Характерной особенностью методологии контурного анализа изображений является инвариантность алгоритмов обработки к повороту и масштабированию изображений, что является существенным преимуществом по сравнению с методами, основанными на поточной обработке. В работе [4] разработан аппарат спектрального и корреляционного анализа, согласованной фильтрации, решены задачи обнаружения, оценки параметров линейных преобразований и распознавания изображений по их форме.

2. Анализ формы изображений дефектов. Согласованные фильтры обеспечивают образование количественной меры схожести между фильтруемым контуром N и эталонной формой, определяемой контуром Γ . Для ряда дефектов древесины характерно наличие общих признаков, связанных с некоторыми их общими свойствами, например, прямолинейные участки линии контура для изображений дефектов типа «трещина», «рыхлая сердцевина», «расколотый край» или круглая форма для изображений дефектов типа «сучок», «здоровый сросшийся сучок», «червоточина» или «сучковое отверстие». Данные признаки образуют определенный класс форм и если учесть эту закономерность в выражении для контурного согласованного фильтра, то такой фильтр будет вырабатывать меру схожести с эталоном не для одного конкретного контура, а для целого класса контуров с общими свойствами.

Пусть $N = \{v(n)\}_{0, s-1}$ содержит прямолинейный фрагмент из l стандартных элементарных векторов $v(r), v(r+1), \dots, v(r+l-1)$.

Выражение для фильтра с окном из p элементов $p \leq l$, вырабатывающего максимально возможный уровень выходного сигнала при попадании окна в пределы прямолинейного фрагмента, имеет вид

$$\eta(m) = \sum_{n=0}^{p-1} (n+m), \quad m = 0, 1, \dots, s-1.$$

Эталонный контур при этом имеет вид

$$\Gamma_{np} = \{\gamma_{np}(n)\}_{0, s-1} = \{1\}_{0, s-1}.$$

Квадрат модуля выходного нормированного сигнала фильтра будет равен

$$|\eta(m)|^2 = \frac{1}{p} \frac{\left| \sum_{n=0}^{p-1} v(n+m) \right|^2}{\sum_{n=0}^{p-1} |v(n+m)|^2}, \quad m = 0, 1, \dots, s-1.$$

Так как нормированный выходной эффект контурного согласованного фильтра инвариантен к повороту контура, то данное соотношение справедливо для фильтрации произвольно ориентированных прямолинейных фрагментов контура. Для выделения дефектов древесины типа «сучок», характеризующихся круглой формой, контурный согласованный фильтр должен быть согласован с элементарным контуром порядка

$m = 1$. Элементарные контуры $\Gamma_m = \{\gamma_m(n)\}_{0, s-1}$ порядка m , $m = 0, 1, \dots, s-1$ представляют собой правильно ориентированные s -угольники с одинаковыми по модулю элементарными векторами, равными $|\gamma| = 1$ и одинаковыми по величине углами между соседними элементарными векторами, равными $\frac{2\pi}{s} m$:

$$\Gamma_m = \{\gamma_m(n)\}_{0, s-1} = \left\{ |\gamma| \exp\left(i \frac{2\pi}{s} mn\right) \right\}_{0, s-1}, \quad m = 0, 1, \dots, s-1.$$

Для $m = 1$ получаем

$$\Gamma_1 = \{\gamma_1(n)\}_{0, s-1} = \left\{ \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} n\right\} \right\}_{0, s-1}.$$

Дискретное преобразование Фурье элементарного контура Γ_m :

$$\begin{aligned} \rho(d) &= \sum_{n=0}^{s-1} \gamma(n) \exp\left\{-i \frac{2\pi}{s} dn\right\} = \sum_{n=0}^{s-1} \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} mn\right\} \exp\left\{-i \frac{2\pi}{s} dn\right\} = \\ &= \sum_{n=0}^{s-1} \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} n(m-d)\right\}. \end{aligned}$$

При $d = m$ значение экспоненты равно 1, а последнее выражение – s . При $d \neq m$, в соответствии с известным тождеством

$$\sum_{n=0}^{s-1} \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} jn\right\} = 0,$$

выражение ДПФ контура Γ_m обращается в ноль. Таким образом, спектр элементарного контура $\Gamma_m = \{\gamma_m(n)\}_{0, s-1}$ содержит только одну ненулевую составляющую (рис. 3).

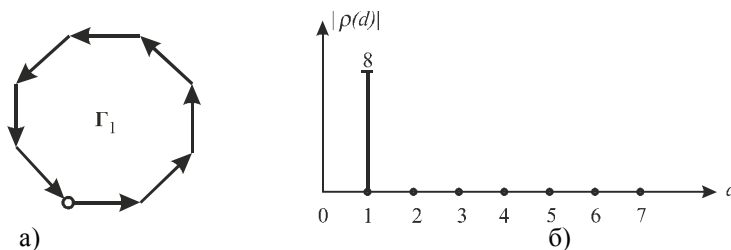


Рис. 3. Элементарный контур порядка $m=1$ размерностью $s=8$ (а) и его амплитудный спектр (б)

На рис. 4 представлен выделенный контур изображения дефекта древесины типа «сучок» и его амплитудный спектр.

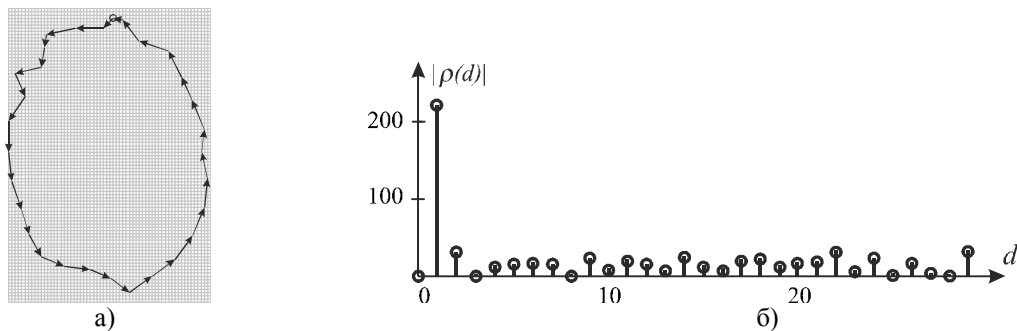


Рис. 4. Контур изображения дефекта типа «сучок» (а) и его амплитудный спектр (б)

Таким образом, структура системы идентификации дефектов древесины по форме изображения дефекта содержит два канала. Каждый канал состоит из фильтра, согласованного с определенным классом дефекта (рис. 5).

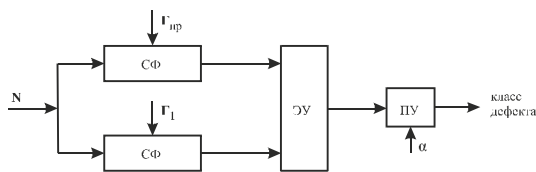


Рис. 5. Структура системы идентификации дефекта древесины по форме изображения дефекта

Экстремальное устройство (ЭУ) выбирает максимальный отчет фильтра и сравнивает его с порогом α . В случае превышения уровня выходного сигнала порога α на выходе системы получаем решение о классе дефекта. Для выявления дефектов с неопределенной формой типа «обзол» или «точечная червоточина» требуется исследование текстурных признаков изображений.

Заключение. В работе представлены подходы к автоматизации решения задачи дефектоскопии пиломатериалов на основе анализа формы изображений дефектов. При этом под формой изображения понимается информация, содержащаяся в контуре. Разработана структура системы идентификации дефектов древесины, характеризующихся прямолинейной и круглой формой.

Список литературы

1. Жуков, В. П. Технология склеивания древесины / В. П. Жуков. – Воронеж: ВГУ, 1981. – 80 с.
2. Волинский, В. Н. Технология клееных материалов: Учебное пособие для вузов (2-е изд.) / В. Н. Волинский. – Архангельск: Изд-во Арханг. гос. техн. ун-та, 2003. – 280 с.
3. Илющенко, В. Современные методы дефектоскопии пиломатериалов / В. Илющенко // Леспротектор. – 2010. – №1 (67). – С. 142-145.
4. Введение в контурный анализ и его приложение к обработке изображений и сигналов / Под ред. Я.А. Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 592 с.

Статья поступила в редакцию 05.03.11.

Работа выполнена при финансовой поддержки РФФИ (проект № 11-07-00585-а)

R. G. Hafizov, I. N. Bagautdinov, S. A. Okhotnikov

APPLICATION OF CONTOUR ANALYSIS OF IMAGES FOR PROBLEM SOLVING OF LUMBER DEFECTOSCOPY

The approach to the problem of lumber defectoscopy on the basis of the analysis of a defect image form is presented. The methods of the structural analysis of the image form of lumber defects by filters matching the form class are considered. In this connection the image form is the information contained in the contour.

Key words: wood defects, image form, contour, contour matched filter, decision making.

ХАФИЗОВ Ринат Гафиятуллович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор более 100 публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

БАГАУТДИНОВ Ильдар Нургаязович – кандидат технических наук, доцент кафедры эксплуатации машин и оборудования МарГТУ. Область научных интересов – разработка и совершенствование лесозаготовительных машин и деревообрабатывающего оборудования. Автор более 20 публикаций.

E-mail: bagautdinovin@marstu.net

ОХОТНИКОВ Сергей Аркадьевич – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор восьми публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

УДК 004.75

П. П. Шурховецкий

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ СТРУКТУРИРОВАННОЙ P2P СЕТИ НА ОСНОВЕ MESH-ТОПОЛОГИИ ДЛЯ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ РЕСУРСОВ В ГЛОБАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЁННЫХ СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Разработана программная система имитационного моделирования децентрализованной структурированной P2P сети на основе mesh-топологии для решения задачи обнаружения ресурсов в глобально распределённых системах обработки данных. Произведён ряд экспериментов на модели P2P сети. Получены оценки основных характеристик исследуемой модели P2P сети. Произведён анализ полученных оценок модели P2P сети.

Ключевые слова: p2p, глобально распределённая система.

Введение. В настоящее время большое число актуальных задач из различных областей науки и техники требуют для своего решения построения глобально распределённых систем обработки данных. Архитектура таких систем предполагает наличие соответствующей инфраструктуры для организации доступа узлов системы к предоставляемым системой ресурсам – вычислительным мощностям и данным (так называемая задача обнаружения ресурсов, Resources Location and Discovery Task [1]). В последнее время в качестве такой инфраструктуры всё более широко применяются решения на основе пиринговых сетей.

Пиринговые (P2P, peer-to-peer) сети – это одноранговые глобальные сети, работающие над сетевым уровнем стека TCP/IP, отличительной чертой которых является то, что каждый узел сети является одновременно и клиентом, и сервером. P2P сети хорошо масштабируются, надёжны и автономны. Благодаря этому, они находят всё более широкое применение для решения задачи поиска ресурсов в глобально распределённых системах. Размеры крупнейших современных пиринговых сетей – порядка 10^6 - 10^8 узлов [2, 3].

Существенными недостатками, присущими P2P сетям, являются: непредсказуемое в широких пределах время доставки сообщения между узлами сети (L_{avg}) и большая интенсивность потока служебного трафика через узел сети (R_{avg}).

С целью преодоления данных недостатков в настоящее время используется подход, основанный на структурировании связей между узлами P2P сети таким образом, чтобы полученная структура сети обладала определёнными свойствами. Данные свойства используются для оптимизации алгоритмов работы пиринговой сети по соответствующим критериям. Пиринговые сети, в которых нет выделенных узлов, и связи между узлами которых структурированы каким-либо образом, принято называть децентрализованными структурированными пиринговыми сетями.

С целью преодоления указанных недостатков нами был предложен подход к улучшению характеристик P2P сети, основанный на использовании свойств mesh-структуры

связей между узлами сети [4 – 6]. Mesh-структура в общем случае представляет собой многомерную сетку, узлами которой являются узлы сети, а связями – логические связи, устанавливаемые между узлами. В нашем случае mesh-структура сети представляет собой d -мерную сетку, узлы которой являются узлами P2P сети. Данная структура обладает тем свойством [7], что среднее число передач, которое требуется произвести, чтобы передать сообщение между двумя произвольными узлами такой структуры, пропорционально:

$$p = \sqrt[d]{\sqrt[d]{p_n}}. \quad (1)$$

Отсюда вытекает, что при $d > 1$ p растёт очень медленно вместе с ростом числа узлов, т.к. p_n находится под двумя корнями степени d и что форма кривой зависимости времени передачи сообщения от числа узлов сети на основном участке графика ($p_n \in [2 \cdot 10^4, +\infty)$) близка к линейной (рис. 1).

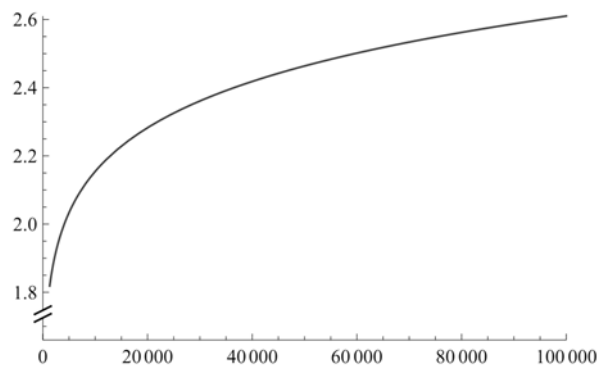


Рис. 1. Зависимость среднего числа передач сообщения (1) от числа узлов сети при $d = 6$

Для оценки конструктивности данного подхода требуется разработать и исследовать модель децентрализованной структурированной пиринговой сети, узлам которой соответствуют точки в многомерном декартовом информационном пространстве, а связи между узлами в информационном пространстве образуют mesh-структуру. Во многих приложениях данной модели информационное пространство может иметь достаточно много измерений, число которых, вообще говоря, ничем не ограничено (в экспериментах было промоделировано число измерений вплоть до 15). В частности, одним из наиболее естественных базисов информационного пространства, в свете ориентированности модели на решение вычислительных задач, представляется тройка (*ОбъёмОЗУ, ОбъёмДиска, ЧастотаЦП*).

На основании оценки (1) было сделано предположение, что за счёт использования mesh-структуры и вытекающего отсюда сокращения числа передач пакетов данных между узлами сети при доставке сообщения возможно уменьшить время доступа узла L_{avg} к размещённой в сети информации и снизить интенсивность потока служебного трафика R_{avg} через узел сети, что, в свою очередь, позволит решать задачу обнаружения ресурсов в P2P сетях более эффективно.

Целью работы является проверка конструктивности предложенного подхода к построению P2P сети на имитационной модели разработанной P2P сети.

В соответствии с поставленной целью были сформулированы и решены следующие задачи:

- 1) определено множество основных исследуемых характеристик модели P2P сети и множество факторов, влияние которых на выходные величины модели исследуемой P2P сети будет изучаться;
- 2) спланирован ряд экспериментов, разработаны интервалы и шаг варьирования факторов для каждого эксперимента;
- 3) проведены эксперименты, получены выходные величины модели P2P сети;
- 4) на основе анализа выходных величин сделаны оценки основных характеристик предложенной модели P2P сети.

Структура системы моделирования. Система моделирования (рис. 2) состоит из следующих подсистем: ввода исходных данных (ВД), моделирования среды передачи данных (СПД), моделирования работы узла (МОД_У), сохранения выходных данных модели (СД). На входе система моделирования принимает путь к файлу с конфигурацией модели f в формате XML. На выходе система выдаёт файл f_{csv} в формате CSV, в котором сохранены выходные данные модели. Формат CSV (Character Separated Values) совместим со многими программными пакетами, в том числе Microsoft Excel 2003 и Mathcad 14.

Подсистема ввода исходных данных модели предназначена для конфигурирования модели сети на основе параметров конфигурации из файла. Данная подсистема состоит из модуля считывания данных (СЧИТ_ДАН), модуля генерации городов (ГЕН_ГОР) и модуля генерации узлов (ГЕН_УЗЛ). Модуль считывания данных на входе принимает путь к файлу с конфигурацией модели для считывания f , а на выходе выдаёт набор входных данных для модели P2P сети: число узлов сети p_n , размерность информационного пространства сети d , число городов c_n и пр.

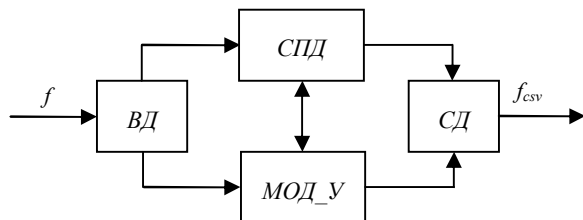


Рис. 2. Структура системы моделирования

Для генерации множества городов и связей между городами используется модуль генерации городов, на входе он принимает число городов c_n , на выходе выдаёт множество городов C и таблицу связей между городами T_{adj} . Модуль генерации множества узлов сети принимает на входе число узлов сети p_n , размерность информационного пространства сети d , на выходе выдаёт множество узлов сети P .

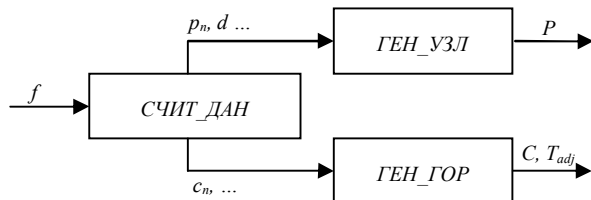


Рис. 3. Подсистема ввода исходных данных

Подсистема моделирования среды передачи данных моделирует передачу пакетов протокола UDP транспортного уровня модели OSI (протокол без подтверждения доставки сообщения) между узлами сети. Данная подсистема состоит из модуля расчета задержки (ЗАДЕРЖ) и модуля передачи пакетов (СРЕДА).

Модуль задержки используется для вычисления задержки, возникающей при передаче пакета между двумя произвольными узлами сети n_1 и n_2 . На входе данный объект получает состояние узлов отправителя n_1 и получателя n_2 , а также сообщение m , которое необходимо доставить. Модуль задержки анализирует географическое расположе-

ние узлов в пространстве и параметры сообщения m и выдаёт на выходе значение времени t , за которое сообщение m будет доставлено от узла n_1 к узлу n_2 .

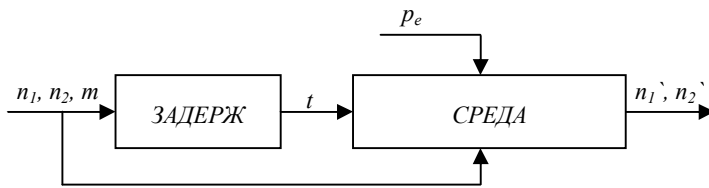


Рис. 4. Подсистема моделирования среды передачи данных

Модуль передачи пакетов обеспечивает физическое перемещение объекта сообщения m внутри модели сети от объекта узла n_1 к объекту узла n_2 и моделирование потерь сообщений при передаче. На входе он получает значение вероятности потери произвольного сообщения при передаче p_e , вычисленное с помощью модуля задержки значение времени t передачи сообщения m и само сообщение m . Далее на основании полученных данных модуль передачи пакетов принимает решение о том, с какой задержкой (по внутреннему времени модели) сообщение m будет доставлено от узла n_1 к узлу n_2 и будет ли оно доставлено или «потеряно» при передаче. На выходе модуля передачи пакетов находятся изменённые объекты узлов n_1 и n_2 – n_1' и n_2' , причём сообщение m либо перемещено из очереди исходящих сообщений узла n_1' в очередь входящих сообщений узла n_2' (сообщение доставлено), либо сообщение m удалено из очереди исходящих сообщений узла n_1' и не поставлено в очередь входящих сообщений узла n_2' (сообщение «потеряно» при передаче).

Подсистема моделирования работы узла сети предназначена для моделирования реакции узла сети на сообщения от других узлов сети и изменения состояния узла, основанные на текущем состоянии узла. Подсистема состоит из одного модуля (МОД_УЗЕЛ). Данный модуль обрабатывает состояние узла, применяя к нему процедуры, соответствующие обработке входящих запросов от других узлов и изменение состояния узла. На входе данного модуля находятся состояние узла S (очереди входящих и исходящих сообщений узла и пр.), на выходе находится изменённое состояние узла S' .

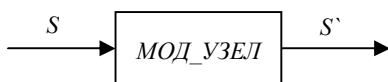


Рис. 5. Подсистема моделирования работы узла

Сохранение выходных данных модели производится в файл формата CSV (Character Separated Values), который совместим с программными пакетами Microsoft Excel 2003 и Mathcad 14. За сохранение отвечает модуль сохранения (СОХР). На входе данный модуль принимает состояние сети $S = \{N, C, \dots\}$, где N – множество узлов сети, C – множество городов сети и т.д. и путь к файлу p_{csv} , в котором данное состояние будет сохранено. На выходе получаем файл f_{csv} установленного формата, в котором сохранены выходные данные модели.

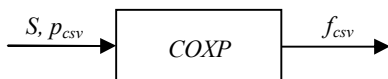


Рис. 6. Реализация подсистемы фиксации выходных данных модели

Методика проведения экспериментов. С целью проверки адекватности разработанной системы моделирования предложенной модели Р2Р сети и обеспечения достоверности полученных с её помощью результатов были изучены характеристики реально существующих

сред передачи данных. На основе этих данных были сформированы наборы тестов для соответствующих модулей системы моделирования. С их помощью была показана не-

противоречивость основных положений работы данным, полученным опытным путём. Показана адекватность разработанной имитационной системы моделирования предложенной архитектуре P2P сети [5, 6].

Анализ опыта применения P2P сетей для организации взаимодействия компонент глобально распределённых систем обработки данных показал, что из всех неспецифических (т.е. общих для всех P2P сетей) факторов наибольшее влияние на характеристики P2P сетей оказывают число узлов сети (p_n) и вероятность потери сообщения при передаче между узлами сети (p_e) [3, 5]. К специфическим факторам, относящимся к предлагаемой модели P2P сети, относятся размерность информационного пространства (d) и максимально допустимое число связей узла сети (v). Тогда набор зависимостей, которые требуется получить в результате экспериментов на модели, будет иметь следующий вид:

- 1) $L_{avg} = f(p_n)$ и $R_{avg} = f(p_n)$ при $d = const$, $v = const$ и $p_e = const$;
- 2) $L_{avg} = f(p_e)$ и $R_{avg} = f(p_e)$ при $d = const$ и $v = const$ и $p_n = const$;
- 3) $L_{avg} = f(d)$ и $R_{avg} = f(d)$ при $p_n = const$ и $v = const$ и $p_e = const$;
- 4) $L_{avg} = f(v)$ и $R_{avg} = f(v)$ при $d = const$ и $p_e = const$ и $p_n = const$.

Проведение эксперимента включает следующие этапы.

1. Ввод входных величин исследуемой модели P2P сети в программную систему имитационного моделирования P2P сети.
2. Осуществление требуемого числа прогонов системы моделирования.
3. Снятие выходных величин исследуемой модели P2P сети, предварительная обработка и сохранение полученных данных в файл с помощью Microsoft Excel 2003.
4. Ввод выходных величин исследуемой модели P2P сети из файла Microsoft Excel в систему Mathcad.
5. Обработка выходных величин модели P2P сети в системе Mathcad методами математической статистики и вычислительной математики с целью выявления характера зависимости между выходными и входными величинами модели.
6. Исследование отклика значений выходных величин исследуемой модели P2P сети на изменение входных величин модели.

С целью обеспечения достоверности статистических данных, полученных с помощью системы моделирования, использовались следующие условия проведения эксперимента.

1. Координаты узлов в информационном пространстве распределялись случайным образом, по равномерному закону.
2. На одном и том же множестве узлов может быть построено несколько mesh-структур, отличающихся конфигурацией связей между узлами сети. Таким образом, при выборе парного узла n_i для связывания с узлом n существует некоторое множество вариантов $N, n_i \in N$, из которого может быть произведён выбор узла n_i . С целью обеспечения однородности mesh-структуры в разработанной системе моделирования этот выбор делался случайным образом.
3. С целью исключения влияния случайных выбросов на результат каждый эксперимент был повторён несколько раз; объем выборки пар выходных и входных параметров по каждому из исследуемых параметров составил порядка $10^6 - 10^7$ значений.
4. Для приближения полученных функций зависимости входных параметров от выходных использован регрессионный сплайн [8] (MARS) со штрафной функцией

$S(x)$, который обладает регулируемой устойчивостью к выбросам (здесь λ – штрафной коэффициент, подобранный таким образом, чтобы погасить все выбросы на графике).

$$S(x) = \arg \min_{s(x)} \left(\sum_i (y_i - S(x_i))^2 + \lambda \int (S''(x))^2 dx \right) \quad (2)$$

С целью определения среднего времени L_{avg} доставки сообщения между узлами сети использовалась следующая последовательность операций.

1. После этапа генерации множества узлов сети P , но до начала процесса моделирования работы сети, всё множество узлов сети разбивается случайным образом на два равных по размеру непересекающихся подмножества P_1 и P_2 размером $k = p_n / 2$.

2. Затем от каждого i -го узла $p_{1,i}$, входящего в множество P_1 , формируется сообщение i -му узлу $p_{2,i}$, входящему в множество P_2 .

3. Производится моделирование работы сети длительностью t_{exp} (по внутреннему времени модели).

4. После окончания процесса моделирования замеряется время t_i доставки каждого i -го сообщения, после чего полученные значения усредняются.

С целью определения средней интенсивности R_{avg} потока трафика через узел сети использовалась следующая методика.

1. В каждом i -м узле сети заводится счётчик трафика r_i через узел сети.

2. Вычисляется среднее время доставки сообщения между узлами сети по указанной ранее методике.

3. Значения счётчиков r_i всех узлов сети усредняются.

Данные последовательности операций могут быть представлены аналитически в виде следующих выражений:

$$L_{avg} = k^{-1} \sum_{i=1}^k t_i, \quad R_{avg} = p_n^{-1} \sum_{i=1}^{p_n} (r_i \cdot t_{exp}^{-1}).$$

Имитационное моделирование. Интервалы и шаг варьирования переменных параметров и значения констант для каждого эксперимента заданы следующим образом:

1) $p_n \in \{10^2, 10^3, 10^4, 2.5 \cdot 10^4, 5 \cdot 10^4, 7.5 \cdot 10^4\}$, $d = 3$, $v = 4$ и $p_e = 0$;

2) $d \in \{2, 4, 6, 10, 15\}$, $v = 4$, $p_n = 10^4$ и $p_e = 0$;

3) $p_e \in \{0; 0,001; 0,005; 0,008; 0,01\}$, $d = 3$, $v = 4$ и $p_n = 10^4$;

4) $v \in \{2, 3, 4, 6, 8, 10, 15, 20\}$, $d = 3$, $p_e = 0$ и $p_n = 10^4$.

На рис. 7 отображены полученные с помощью системы моделирования кривые зависимости среднего времени доставки сообщения от числа узлов. Наибольший интерес здесь представляет кривая максимального времени доставки сообщения, т.к. по ней можно дать верхнюю оценку соответствующей величины (наиболее информативную в рассматриваемом контексте). На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были получены следующие оценки:

1) коммуникационная среда на основе предложенной модели Р2Р сети обеспечивает время доставки сообщения не более 4 с при числе узлов не более 75000, размерности информационного пространства 3, максимальном числе связей узла 4 и нулевой вероятности потери сообщения при передаче между узлами сети;

2) рост числа узлов на 3 порядка при размерности информационного пространства 3 привёл к росту времени доставки сообщения на 5 %, что хорошо согласуется с аналитической оценкой (1);

3) зависимость измеренных величин на указанном промежутке значений может быть выражена эмпирической формулой $L_{avg}(p_n) = 3150 + 0,02 \cdot p_n$ с коэффициентом корреляции по Пирсону 0,67.

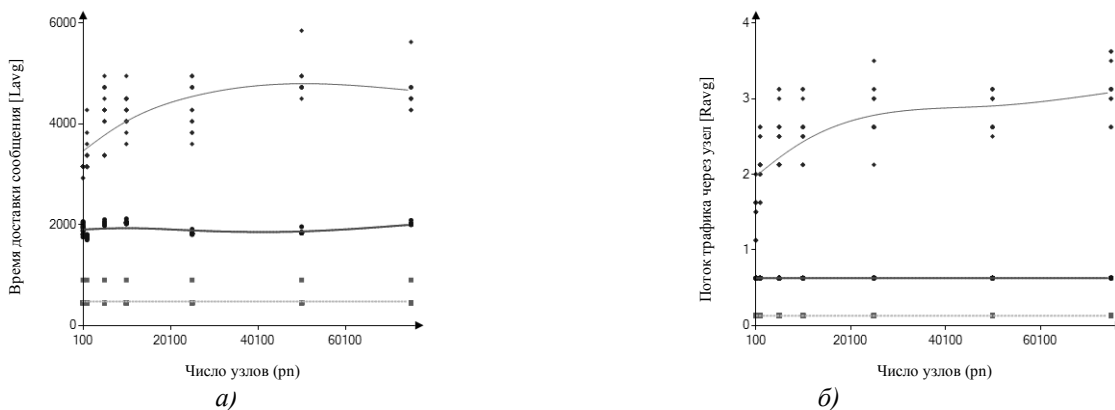


Рис. 7. Зависимость среднего времени доставки сообщения между узлами сети (а) и интенсивности потока трафика через узел сети от числа узлов (б)

На рис. 8 отображены полученные с помощью системы моделирования кривые зависимости интенсивности потока трафика через узел сети от числа измерений информационного пространства. Наиболее информативной оценкой интенсивности потока трафика через узел является оценка пиковой интенсивности потока трафика через узел сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были получены следующие оценки:

1) пиковая интенсивность потока трафика через узел сети составляет не более 2,4 Кб/с при числе узлов не более 75000, размерности информационного пространства 3, максимальном числе связей узла 4 и нулевой вероятности потери сообщения при передаче между узлами сети;

2) рост числа узлов на 3 порядка при размерности информационного пространства 3 привёл к росту пиковой интенсивности потока трафика через узел ~17 %;

3) зависимость измеренных величин на указанном промежутке значений может быть выражена эмпирической формулой $R_{avg}(p_n) = 1,5 + 0,002 \cdot p_n$ с коэффициентом корреляции по Пирсону 0,65.

На рис. 8 (а) отображена зависимость времени доставки сообщения между двумя произвольными узлами сети от числа измерений информационного пространства сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были сделаны следующие оценки:

1) существует отрицательная корреляция с коэффициентом $-0,52$ между измеренными величинами;

2) зависимость между измеренными величинами на указанном промежутке значений может быть выражена эмпирической формулой $L_{avg}(d) = 4725 - 57,49 \cdot d$.

На рис. 8 (б) отображена зависимость интенсивности потока трафика через узел сети от числа измерений информационного пространства сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были сделаны следующие оценки:

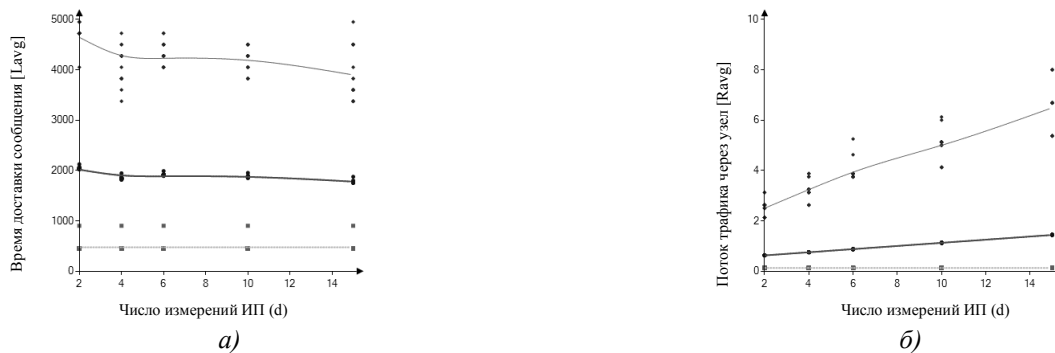


Рис. 8. Зависимость времени доставки сообщения и интенсивности потока трафика через узел сети от числа измерений информационного пространства

1) имеется существенная положительная корреляция между числом измерений ИП и пиковой интенсивностью потока трафика через узел с коэффициентом корреляции 0,93;

2) зависимость между измеренными величинами можно выразить с помощью эмпирической формулы $R_{avg}(d) = 2,63 + 0,31 \cdot d$.

На рис. 9 (а) отображена зависимость времени доставки сообщения между двумя произвольными узлами сети от вероятности потери сообщения при передаче между двумя произвольными узлами сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были получены следующие оценки:

1) существует положительная корреляция между вероятностью потери сообщения и пиковым временем доставки сообщения с коэффициентом корреляции $-0,13$;

2) функциональная зависимость между измеряемыми величинами может быть выражена эмпирической формулой $L_{avg}(p_e) = 4725 - 15427,69 \cdot p_e$.

На рис. 9 (б) отображена зависимость интенсивности потока трафика через узел сети от вероятности потери сообщения при передаче между двумя произвольными узлами сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике были получены следующие оценки:

1) существует несущественная отрицательная корреляция между вероятностью потери сообщения и пиковым временем доставки сообщения с коэффициентом корреляции 0,09;

2) функциональная зависимость между измеряемыми величинами может быть выражена эмпирической формулой $R_{avg}(p_e) = 2,63 + 5,11 \cdot p_e$.

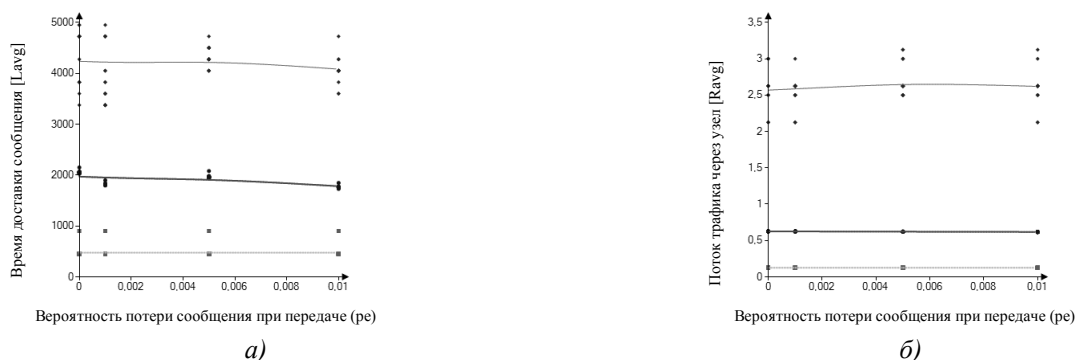


Рис. 9. Зависимость времени доставки сообщения и интенсивности потока трафика через узел сети от вероятности потери сообщения

На рис. 10 (а) отображена зависимость времени доставки сообщения между двумя произвольными узлами сети от числа связей узла сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике была получена оценка корреляции между числом связей узла и пиковым временем доставки сообщения с коэффициентом корреляции 0,03, что говорит об отсутствии существенной зависимости между измеренными величинами.

Сравнение основных характеристик P2P сетей

Имя P2P сети	T	Ограничения на число узлов	L_{avg}	R_{avg}
Skype	ДЦ	Должна поддерживаться определённая пропорция между числом узлов и суперузлов	10 с	1 Кб/с
BitTorrent DHT	ДС	Нет ограничений	10^2 с	1 Кб/с
Gnutella	ДН	Нет ограничений	10^3 с	10 Кб/с
Разработанная модель сети	ДС	Нет ограничений	10 с	1 Кб/с

Здесь T – архитектура сети: ДЦ – централизованно-децентрализованная, ДС – децентрализованная структурированная, ДН – децентрализованная неструктурированная; L_{avg} – среднее время доставки сообщения между узлами сети; R_{avg} – средняя интенсивность потока служебного трафика через узел сети.

На рис. 10 (б) отображена зависимость интенсивности потока трафика через узел сети от числа связей узла сети. На основе анализа формы данной кривой и её положения на графике была получена оценка корреляции между вероятностью потери сообщения и пиковой интенсивностью потока трафика через узел сети с коэффициентом корреляции 0,03, что говорит об отсутствии существенной зависимости между измеренными величинами.

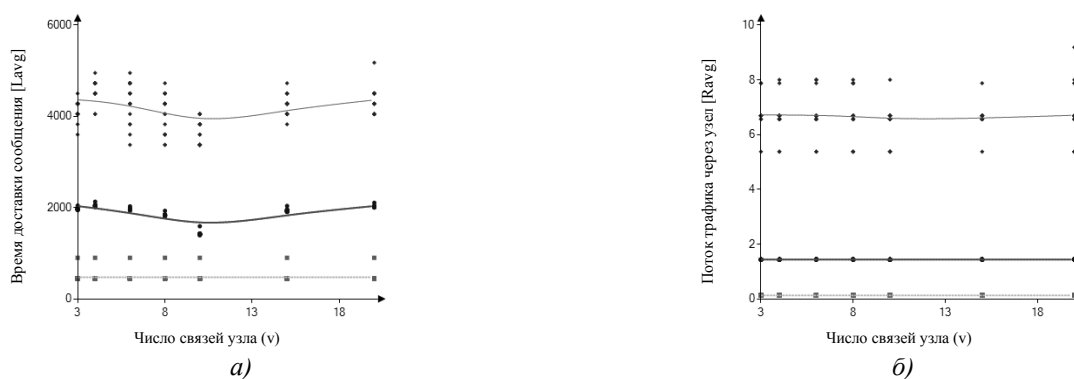


Рис. 10. Зависимость времени доставки сообщения и интенсивности потока трафика через узел сети от числа связей узла

Анализ результатов. Переменные параметры, влияние которых на характеристики сети изучалось, не связаны друг с другом. Таким образом, эмпирические формулы для расчёта основных характеристик среды связи на основе разработанной модели P2P сети на исследованном участке могут быть получены простым сложением эмпирических формул, составленных для отдельных переменных параметров, и будут иметь следующий вид:

$$L_{avg}(p_n, p_e, d, v) = 4725 + 0,02 \cdot p_n + 15427,69 \cdot p_e - 57,49 \cdot d, \quad (2)$$

$$R_{avg}(p_n, p_e, d, v) = 2,63 + 0,0002 \cdot p_n - 5,11 \cdot p_e + 0,31 \cdot d. \quad (3)$$

Выводы.

1. Получены оценки значений среднего времени доступа узла сети к размещённым сети данным. Порядок значений составил 10 с при числе узлов порядка $10^3 - 10^5$.
2. Получены оценки значений средней интенсивности трафика через узел сети. Порядок значений составил порядка 1 Кб/с при числе узлов порядка $10^3 - 10^5$.
3. Получены аналитические выражения (2) и (3) для получения оценок значений основных характеристик системы связи на основе предложенной модели P2P сети.
4. Оценки характеристик системы связи на основе разработанной модели P2P сети (см. табл.) позволяют предположить, что данная модель может быть использована для решения задачи обнаружения ресурсов в глобально распределённых системах обработки данных.

Список литературы

1. Iamnitchi, A. A Peer-to-Peer Approach to Resource Location in Grid Environments / A. Iamnitchi, I. Foster // Grid Resource Management: State of the Art and Future Trends. – Kluwer Academic Publishers, USA, 2004. – P. 413-430.
2. Rossi, D. A Detailed Measurement of Skype Network Traffic / D. Rossi, M. Mellia, M. Meo // 7th International Conference on Peer-to-Peer Systems. – USENIX Association Berkeley, CA, USA, 2008. – P. 25-38.
3. Powelse, J. A. The BitTorrent P2P File-Sharing System: Measurement and Analysis / J. A. Powelse, P. Garbacki, D. H. J. Epema et al. // 4th International Workshop on Peer-to-Peer Systems (IPTPS). – Berlin: Springer, 2005. – P. 205-216.
4. Шурховецкий, П.П. Перспективы и проблемы интеграции децентрализованных структурированных p2p сетей в глобальной компьютерной среде / П.П. Шурховецкий, А.А. Власов, В. Н. Зиновин // Управление развитием крупномасштабных систем (MLSD'2010): Труды Четвертой международной конференции (4-6 октября 2010 г., Москва, Россия). Том II. – М: ИПУ РАН, 2010. – С. 245-250.
5. Шурховецкий, П.П. Управление и контроль в P2P сетях распределённых вычислений / П.П. Шурховецкий // Программные и аппаратные системы управления, контроля и измерения (УКИ-2010). – М: ИПУ РАН, 2010. – С. 214-215.
6. Шурховецкий, П.П. Модель децентрализованной структурированной P2P сети для распределённых вычислений / П.П. Шурховецкий // Parallel Computing and Control Problems (PACO-2010). – М: ИПУ РАН, 2010. – С. 1433-1450.
7. Ratnasamy, S. A Scalable Content-Addressable Network / S. Ratnasamy, P. Francis, M. Handley et al. // SIGCOMM Conference. – Berlin: Springer, 2001. – P. 161-172.
8. Hastie, T. The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Interference and Prediction 2nd edition / T. Hastie, R. Tibshirani, J. Friedman. – Berlin: Springer, 2009. – P. 321-328.

Статья поступила в редакцию 22.04.11.

P. P. Shurkhovetsky

**MODELING OF DECENTRALIZED STRUCTURED P2P NETWORK ON THE BASIS
OF MESH TOPOLOGY FOR THE PROBLEM OF RESOURCE DETECTION
IN GLOBALLY DISTRIBUTED DATA PROCESSING SYSTEMS**

The programmatic system of simulation of the decentralized structured P2P network based on mesh topology for the problem solving of resource detection in globally distributed data processing systems was developed. The series of experiments was carried out on a P2P network model. The estimations of the key features of the P2P network model were received. The analysis of the estimations of the P2P network model was conducted.

Key words: *p2p, globally distributed system.*

ШУРХОВЕЦКИЙ Петр Петрович – аспирант МАРГТУ. Область научных интересов – глобально распределённая обработка данных, пиринговые сети. Автор 12 публикаций.
E-mail: petr.shurhovetski@gmail.com

УДК: 369.011

И. Н. Камышная, И. А. Рахимов

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ WORKFLOW В ЭЛЕКТРОННОМ ДОКУМЕНТООБОРОТЕ. УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ

Определены основные понятия и проблемы электронного документооборота. Описаны методики управления процессами, примеры использования, архитектура подсистемы управления процессами.

Ключевые слова: документ, электронный документооборот, управления процессами, workflow.

Введение. Управление любой организацией или предприятием осуществляется путем документального оформления решений, доведения их до исполнителей и последующего контроля исполнения. Существуют некоторые общие операции, которые в обязательном порядке необходимо выполнять независимо от содержания и типа документа, а именно принимать и отправлять, регистрировать в специальной картотеке, передавать по назначению, контролировать ход исполнения документов, выдавать справки по документам.

В российских учреждениях традиционно сложились определенные правила организации этой работы. Особенности российской модели документооборота является максимальная централизация контроля за движением документов: документ должен быть сначала доложен руководству, а лишь затем – обрастая резолюциями в соответствии со служебной иерархией – он спускается к непосредственным исполнителям. Предполагается также централизация и регламентация деятельности основных делопроизводственных служб: прием и рассылка документов – в экспедиции, регистрация и контроль прохождения документов – в канцелярии, контроль исполнения в группе контроля и т.п.

Документы – это основные информационные ресурсы любой организации, работа с ними требует правильной постановки. Документы обеспечивают информационную поддержку принятия управленческих решений на всех уровнях и сопровождают все бизнес-процессы. Документооборот – это непрерывный процесс движения документов, объективно отражающий деятельность организации и позволяющий оперативно ей управлять. Кипы бумаг, длительный поиск нужного документа, потери, дубликаты, задержки с отправкой и получением, ошибки персонала составляют далеко не полный перечень проблем, возникающих при неэффективном построении документооборота. Всё это может затормозить, а в исключительных случаях – полностью парализовать работу организации.

Целью настоящей работы является разработка программного комплекса, состоящего из: 1) базы данных, 2) Windows сервиса, 3) подсистемы управления процессами (UI) и 4) непосредственно самих процессов, для системы электронного документооборота, который позволит полностью или частично автоматизировать бизнес-процессы любой организации, при которой документы, информация или задания передавались бы от

одного участника бизнес-процесса к другому для выполнения действий согласно набору руководящих правил.

Для достижения цели в работе решены следующие **задачи**:

- 1) проведен анализ состояния вопроса;
- 2) обозначены и определены современные условия использования автоматизированных систем управления документацией;
- 3) выявлены положительные и отрицательные стороны работы с автоматизированными системами управления документацией;
- 4) описано, как новые технологии могут отразиться на условиях работы;
- 5) продемонстрировано, какие изменения это позволит внести в способы организации и выполнения работы;
- 6) показано, каким образом подобные перемены открывают путь конкуренции между современными и традиционными системами электронного документооборота.

Объектом исследования данной работы являются автоматизированные системы управления документацией.

Предметом исследования – технология управления процессами, система электронного документооборота «Дело».

Исследования, выполненные в работе, базируются на теории автоматизированного управления и методологии проектирования.

Понятие электронного документооборота. Традиционный документооборот. Эффективный документооборот является обязательной составляющей эффективного управления. Документооборот исключительно важен для правильной организации финансового и управленческого учёта.

Система электронного документооборота (далее СЭД) – это организационно-техническая система, предназначенная для оперативного принятия управленческих решений и контроля их исполнения. При создании системы электронного документооборота ускоряется прохождение документов на всех этапах жизненного цикла, обеспечивается достоверность схем рассылки документов, при всем этом достигается повышение степени защищенности данных, находящихся в документообороте, обеспечение их конфиденциальности за счет использования сертифицированных систем электронной цифровой подписи и шифрования. Они охватывают процессы создания, обработки, тиражирования, передачи, хранения документов, контроля их исполнения и предназначены для эффективного управления современным предприятием.

Следствием внедрения системы электронного документооборота в организации являются:

- создание единого информационного пространства при работе с документами;
- усиление контроля над обработкой, исполнением и хранением документов;
- повышение эффективности и оперативности принятия управленческих решений.

Основными задачами создания системы электронного документооборота являются:

- охват всего жизненного цикла документооборота организации;
- объединение разрозненного потока документов территориально удаленных структур в единую систему;
- гибкое управление документами с помощью жесткой или свободной маршрутизации документов;
- разграничение прав доступа пользователей к различным документам в зависимости от их компетенции, занимаемой должности и полномочий.

При внедрении СЭД можно выделить как тактические, так и стратегические выгоды. Таким образом, внедрение электронных технологий в делопроизводство способствует оптимизации функционирования предприятия и повышению эффективности его работы за счет сокращения срока принятия решения, повышения их качества за счет комплексного анализа данных и моделирования ситуаций, сокращению числа бумаг, совершенствованию системы контроля исполнения.

Отметим основные этапы развития электронного документооборота, которые затрагивает внедрение СЭД на предприятии. СЭД может быть выражена следующей блок-схемой (см. рис.1):

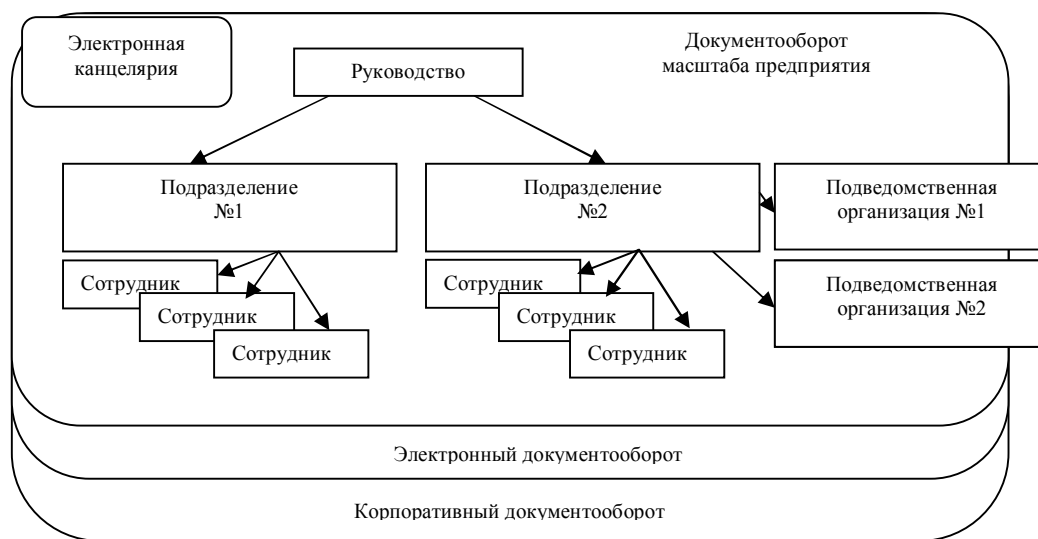


Рис. 1. Этапы развития электронного документооборота

Исходя из приведенного выше рисунка, видно, как работает на практике теория документооборота. Технология документооборота распространяется на все уровни иерархии и во все подразделения и подведомственные организации. На предприятии имеется электронная канцелярия, в которой заводятся регистрационные карточки, и документ начинает свой жизненный цикл по всевозможным подразделениям вплоть до закрытия конкретного документа или списания его в архив.

Таким образом, можно сказать, что СЭД позволяла на тот момент автоматизировать исключительно движение документов внутри организации. С течением времени требования к автоматизации деловых процессов выросли. И если когда-то ставилась задача автоматизации отдельных участков работы подразделений, что привело к наличию большого количества разрозненных программных продуктов, то теперь основная задача – организация комплексной системы оперативного управления. Именно этот подход позволяет наиболее эффективно решить задачу автоматизации.

Системы класса Workflow. В настоящий момент особенностью внедрения СЭД является формирование нового поколения систем автоматизации предприятий. Основными объектами автоматизации являются как документы, так и бизнес-процессы, представляющие движение документов по организации и их обработку. Этот подход к автоматизации предприятий является одновременно и конструктивным, и универсальным, поскольку обеспечивает автоматизацию документооборота и всех бизнес-процессов организации в рамках единой концепции и единого программного инструментария.

Из всего вышесказанного можно сделать следующий вывод о том, что предыдущие решения по управлению документационным потоком организации позволяли достаточно эффективно автоматизировать отдельные операции или функции при участии самих делопроизводителей, а предлагаемое решение на основе информационной среды Workflow состоит в определении, реализации, выполнении и управлении рабочими процессами организации, без участия сотрудников организации, причем выполнение бизнес-процессов, касательно документообмена на предприятии выполняется с наибольшей скоростью, наименьшими затратами и максимальной эффективностью, то есть полностью или частично автоматизируются бизнес-процессы, при которых документы, информация или задания передаются от одного участника (бизнес-процесса) к другому для выполнения действий согласно набору руководящих правил.

Как известно, информационная среда Workflow позволяет перейти к процессно-ориентированной структуре управления предприятием с помощью создания инфраструктуры, обеспечивающей исполнение формализованного бизнес-процесса. Процессно-ориентированная структура дает руководству надежный управленческий механизм для реального контроля над технологическими процессами предприятия. Подчеркнем, что системы Workflow используются для автоматизации текущей деятельности и позволяют документам автоматически проходить заданные маршруты и получать отчеты как по содержанию документов, так и по процессу.

Главной целью внедрения систем класса Workflow является [1]:

1) управление выполнением бизнес-процессов, которое позволяет организовать конвейер обработки информационных, финансовых и материальных потоков на основе согласованного выполнения операций, работ и заданий;

2) сбор, организация хранения и доступа к документам и данным, используемым при выполнении бизнес-процессов. Системы Workflow устанавливают связь между документами и операциями бизнес-процесса, управляют правилами прохождения документов, доставкой конкретному человеку в определенное время;

3) получение достоверной информации о деятельности компании, анализ которой служит основанием для принятия управленческих решений и своевременной корректировки стратегии развития;

4) интеграция отдельных систем автоматизации, существующих в различных подразделениях предприятия, в единую информационную систему поддержки выполнения бизнес-процессов. Такая интеграция позволяет избежать дублирования и несогласованности данных, используемых в различных подразделениях. Например, система МЭДО (межведомственный электронный документооборот).

Вышеописанные цели реализованы в программном комплексе «Управление процессами» (модуль «Управление процессами» входит в СЭД «Дело» компании «Электронные Офисные Системы» (ЭОС)). Если вернуться к рассмотрению предыдущих версий систем электронного документооборота, то очевидно, что при обработке документов без использования технологии Workflow сотрудникам, участвующим в документообороте, приходилось вручную отправлять их для регистрации/визирования по ниже- или вышестоящим инстанциям. В данной технологии создаются процессы, которые по заданным маршрутам и на основании распределения ролей и правил отправляют и фиксируют этот документ автоматически, ожидая при этом действия того сотрудника, к которому был направлен документ. Если по документу не было произведено действие, система напоминает сотруднику о документе, и как только происходит то или иное действие, документ следует далее по инстанциям.

Уточним, в каждой организации существует регламент, описывающий действия,

которые должны происходить с конкретным типом документов. До сих пор все эти правила обязан был знать специалист, занимающийся регистрацией документов, и несоблюдение этих правил, например, по невнимательности, могло повлечь за собой серьезные последствия для организации. Процессная автоматизация существенно облегчает работу регистратора, минимизирует его временные затраты на осуществление монотонных операций и сводит к минимуму возможность ошибок. Тем более это важно, если в делопроизводстве участвуют топ-менеджеры, для которых знания регламентов совершенно необязательны, и скорее всего, обременительны.

Заметим, что автоматизации подвергаются бизнес-процессы в целом, а не отдельные функции сотрудников. Сотрудники получают задания от системы в соответствии с описаниями процессов вместе с инструментами и данными, необходимыми для исполнения задания. Также среда берет на себя контроль над выполнением заданий сотрудников, оповещая руководство о несвоевременном исполнении. Если это предусмотрено описанием, система в качестве крайней меры может выполнить задание за сотрудника.

Особенностью модуля «Управление процессами» является возможность автоматизировать любые операции над документами (см. рис.2).

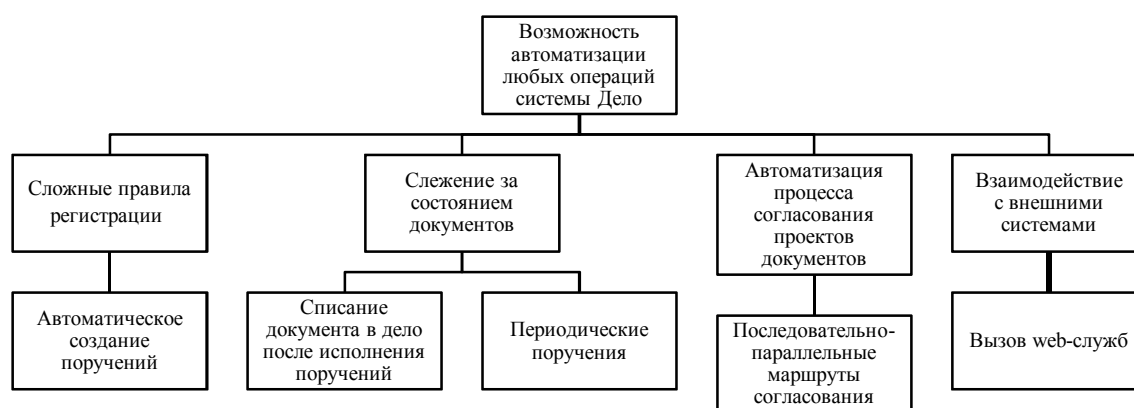


Рис. 2. Автоматизация операций в системе «Дело»

Как видно из рисунка, в разработанном комплексе выполняется автоматическое создание, прием и регистрация документов, продвижение их по предприятию с фиксацией поручений и отчетов, а также контроль исполнения поручений. Данный модуль предусматривает взаимодействие с внешними системами посредством обмена информацией, например, xml-данных. Другие системы также могут вызывать создание процессов сервисом управления процессами в разработанной системе посредством вызова методов веб-сервиса системы «Дело».

Согласование документов. Как известно, среда workflow содержит в себе механизмы маршрутизации документов. В результате исполнения задания может быть сформирован административный или другой документ, который впоследствии автоматически направляется нужному сотруднику.

Если подробно рассматривать согласование документов сотрудниками организации, то преимущества использования автоматизирования данного процесса так же очевидны, как в любом виде деятельности. После процессной автоматизации исполнитель видит регистрационный документ, вносит реквизиты в регистрационную карточку, но специфики регламента может и не знать, что особенно важно при работе с документами, для маршрутизации которых единого для всех организаций регламента быть не может. Невозможно написать универсальный регламент для согласования договоров, приведем пример: у одного из клиентов для автоматизации согласования договоров в сис-

тему пришлось внести порядка 3–4 показателей: сумма договора, типизированность (типовой или нет), тема договора, направление и регион. От этих показателей зависит число лиц, которым договор должен быть отправлен на согласование – их может быть от 7 до 15 человек. И регистратору совершенно необязательно помнить правила, по которым он должен выбрать этих специалистов из нескольких десятков. Очевидно, что такие специфические правила не могут быть использованы ни в какой другой организации.

Поскольку среда workflow – событийная среда, то бизнес-процессы могут стартовать не только по инициативе пользователя, но и по возникновению какого-либо события. Среди них различаются: события среды, бизнес-приложений, временные, технические (или служебные). Обработка и реакция на события могут быть настроены таким образом, что довольно большое количество функций сотрудников будет брать на себя система.

В разработанном комплексе «Управление процессами» реализованы процессы электронного согласования и исполнения документов с использованием последовательной и параллельной маршрутизации. Однако в настоящее время назрела необходимость реализации механизмов произвольных процессно-ориентированных приложений с использованием возможностей СЭД «ДЕЛО». Программный комплекс «Управление процессами» позволяет проектировать и создавать произвольные процессно-ориентированные приложения (например, произвольные процедуры согласования документов и т.п.). Также предоставляется возможность по описанию сложных процессов обработки информации в организации. На рис.3 схематически изображен пример создания поручений. При регистрации РК (регистрационной карточки), принадлежащей группе документов «Входящие из вышестоящих организаций», идет проверка наличия поручений, и в случае их отсутствия создается поручение по шаблону.

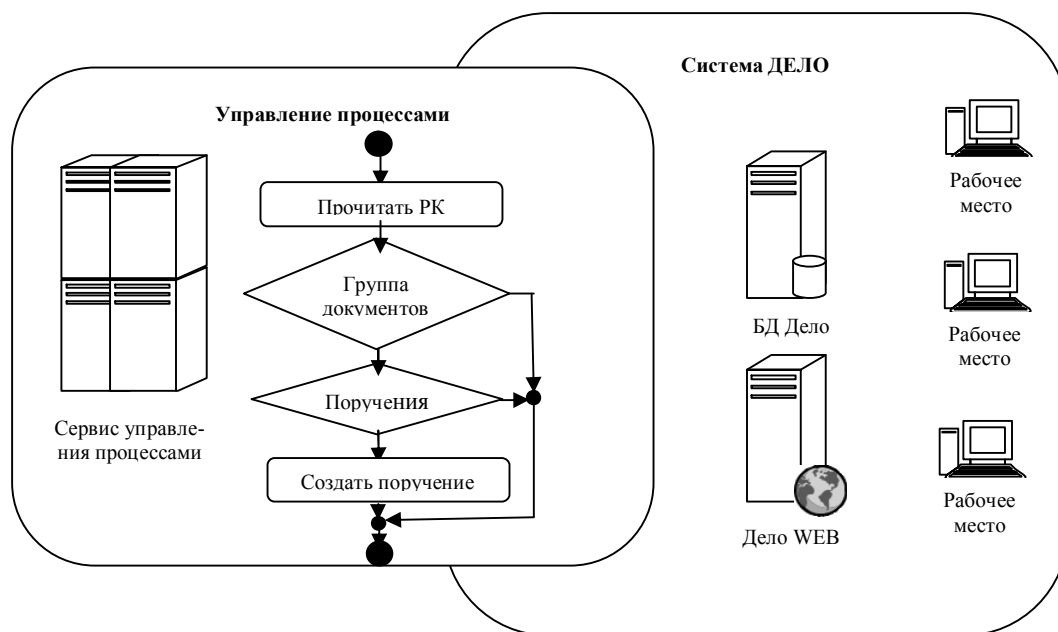


Рис. 3. Управление процессами в СЭД «Дело»

Отметим, что данный программный комплекс реализован на базе Microsoft Workflow Foundation – стандартной исполняющей среды, входящей в Microsoft NET Framework. Физически подсистема состоит из следующих компонентов: сервис управ-

ления процессами, хранилище данных процессов, приложение конфигурирования и мониторинга исполнения процессов [2].

Архитектура подсистемы управления. Архитектура подсистемы управления процессами представлена на рис.4 и выглядит следующим образом:

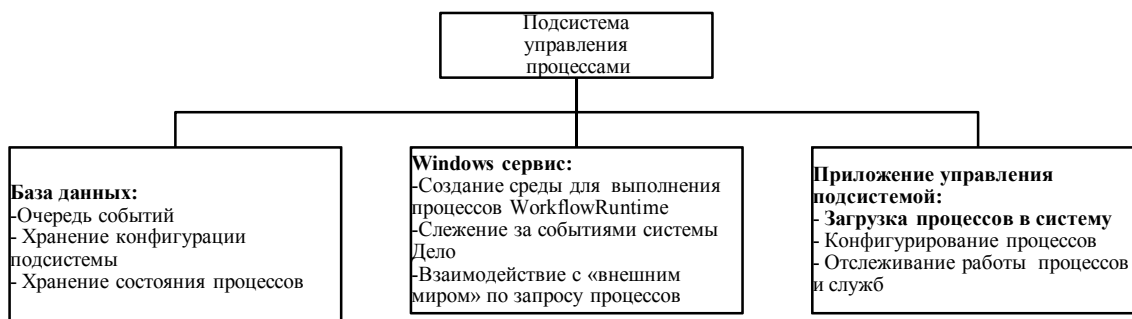


Рис. 4. Архитектура подсистемы управления процессами

По сравнению с остальными системами электронного документооборота система workflow дает следующие реальные преимущества (см. табл.):

Преимущества систем электронного документооборота

Для организации	усиливается контроль над выполнением задач, связанных с обработкой информации, повышается конфиденциальность и ужесточается контроль
Для сотрудников	резкое повышение качества процессов, что позволяет значительно сократить или даже полностью исключить из бизнес-процесса ошибки, обуславливаемые человеческим фактором, на 25-30% рост эффективности работы сотрудников, каждый работающий видит перечень функций, которые он должен выполнить, и может организовать свою работу соответствующим образом, из чего вытекают гибкость в работе, быстрота исполнения и высокая степень комфорта
Для руководства	позволяет принимать решения в нужный момент и представляет достаточную информацию, чтобы руководство могло эффективно вмешиваться в процесс

Перечислив основные преимущества среды **workflow**, целесообразно сказать о том, какими возможностями обладает разработанный модуль «Управление процессами»:

- синхронизация процесса обработки документов по времени и по событиям;
- возможность сочетания элементов жесткой и свободной маршрутизации электронных документов;
- динамическое изменение процесса обработки в зависимости от условий, возникающих в процессе обработки;
- создание библиотеки шаблонов процессов обработки информации в организации.

Одной из основных целей внедрения СЭД в крупной организации является решение проблемы управления бизнес-процессами: многочисленные структурные и особенно удаленные подразделения и смежные предприятия взаимодействуют между собой по многим направлениям деятельности.

Координация взаимодействия участников проекта, контроль за ходом процессов и анализ их результатов позволяют оптимизировать бизнес-процессы и повысить их эффективность, что дает прямую финансовую отдачу и конкурентные преимущества.

Вывод. Таким образом, в данной статье был описан разработанный модуль «Управление процессами», предоставляющий платформу и инструментарий для разработки и выполнения процессов, автоматизирующих работу с документами в системе «ДЕЛО», в соответствии с требованиями и регламентами конкретной организации. Подсистема обеспечивает синхронизацию обработки документов по времени и по событиям, она способна сочетать элементы жесткой и свободной маршрутизации электронных документов. В состав такого программного комплекса «Управление процессами» также входит библиотека стандартных операций, позволяющих автоматически выполнять какие-либо действия над данными в системе «ДЕЛО», и стандартные процессы согласования.

Сформулированы основные проблемы использования систем электронного документооборота и пути их решения. Описаны основные преимущества применения процессного управления. Разработанные процессы позволяют задавать маршруты движения документов, реализовывать дополнительные правила регистрации документов, управлять ходом согласования проектов документов, осуществлять взаимодействие с другими системами, что значительно упростит работу совместного ведения документов на предприятии.

Список литературы

1. Громов, А. Управление бизнес-процессами на основе технологии Workflow / А. Громов, М. Каменнова, А. Старыгин // Открытые системы. – 1997. – № 1. – С. 1-8.
2. Шукла, Д. Основы Windows Workflow Foundation / Д. Шукла, Б. Шмидт. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 352 с.

Статья поступила в редакцию 27.05.11.

I. N. Kamyshnaya, I. A. Rakhimov

APPLICATION OF WORKFLOW TECHNOLOGY IN ELECTRONIC DOCUMENT MANAGEMENT SYSTEM PROCESS CONTROL

The basic concepts and problems of the electronic document management system have been defined. The methods of the process control, application examples and process control subsystem architecture have been described.

Key words: *document, electronic document management system, process control, workflow.*

КАМЫШНАЯ Ирина Николаевна – заведующая лабораторией вычислительной техники НОУ ВПО «Российский новый университет». Область научных интересов – информационные системы и технологии, управление в социально-экономических системах. Автор 10 публикаций.

E-mail: kamyshnaya@rosnou.ru

РАХИМОВ Илья Александрович – эксперт компании «Электронные офисные системы» (ЭОС). Область научных интересов – информационные системы и технологии, управление в социально-экономических системах. Автор восьми публикаций.

E-mail: rakhimovia@gmail.com

УДК: 369.011

И. Н. Камышина, И. А. Рахимов

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ WORKFLOW В ЭЛЕКТРОННОМ ДОКУМЕНТООБОРОТЕ. СИСТЕМА МЕЖВЕДОМСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА

Определены основные понятия электронного документооборота. Приведено описание системы электронного межведомственного документооборота, ее назначение и условия применения, а также архитектура системы. Описана информационная модель типового сценария работы с документами для системы «Дело» и определено понятие «доклад о прохождении документа».

Ключевые слова: электронный документооборот, система межведомственного электронного документооборота, документ, доклад.

Введение. В январе 2002 года принята Федеральная целевая программа «Электронная Россия», предусматривающая «перевод в электронную цифровую форму большей части документооборота, осуществляемого между хозяйствующими субъектами, органами государственной власти и органами местного самоуправления».

Так как сегодня информационно-документационное обеспечение управления обеспечивается в том числе и разнообразными информационными системами, базами и банками данных, то встал вопрос об их более эффективном использовании. До последнего времени каждая информационная система использовалась исключительно внутри ведомства, а другие ведомства для получения нужной информации направляли письма-запросы, что требовало ручной обработки, причем занимала много времени не только обработка запроса, но и пересылка по почте.

Кроме того, многие бизнес-процессы, протекающие в крупном предприятии, могут быть описаны в виде цепочки событий, фиксируемых в виде документов (формальных или условных), содержащих информацию и метаданные. Участниками событий являются сотрудники организации, работающие в различных подразделениях, зачастую удаленных друг от друга, а некоторые бизнес-процессы затрагивают и сотрудников удаленных смежных предприятий [1,2].

Наиболее простые и часто применяемые бизнес-процессы, реализуемые в документной форме, предъявляют свои требования к механизму функционирования систем электронного документооборота (СЭД):

- оперативность;
- достоверность;
- конфиденциальность;
- эргономичность;
- экономичность;
- информационная достаточность.

Основными задачами при использовании СЭД в управлении бизнес-процессами являются:

- упорядочение и ускорение;
- контроль за ходом выполнения;
- оптимизация и упрощение;
- получение возможности гибкого реагирования на изменения условий функционирования бизнес-процессов;
- документирование событий;
- избегание множества возникающих ошибок;
- анализ эффективности.

Целью работы является создание системы автоматизации делопроизводства и межведомственного электронного документооборота для СЭД «ДЕЛО»^{*} в структурах государственной, исполнительной власти и муниципальных органах Республики Саха (Якутия).

Объединение в единый делопроизводственный цикл на основе электронного документооборота всех органов власти Республики Саха (Якутия), в том числе органов исполнительной власти и администраций муниципальных образований обусловлено:

- повышением оперативности исполнения поручений во всех структурных подразделениях республики;
- сокращением сроков получения информации о направлении документов, резолюций и других материалов в подразделения, отделы и территориально отдалённым участникам документооборота;
- обеспечением эффективного контроля за ходом исполнения документов и поручений;
- получением оперативной информации о состоянии дел по работе с документами и исполнительской дисциплине во всех межведомственных структурах;
- контролем за сроками исполнения и жизненным циклом документа;
- экономией непроизводственных затрат рабочего времени при поиске документов;
- экономией бумаги и расходных материалов, транспортных и иных затрат.

Задачей данной работы является достижение нового уровня технического, технологического и организационного взаимодействия между ведомствами Республики (Саха) Якутии с использованием системы межведомственного электронного документооборота (далее МЭДО). Под вышесказанным понимается предоставление обмена документами между участниками межведомственного электронного документооборота, в том числе направление и получение в электронной форме решений и поручений Президента республики, получение информации о ходе рассмотрения федеральными органами исполнительной власти электронных сообщений.

Объектом исследования данной работы являются системы электронного документооборота.

Предметом исследования – технология совместной работы над документами.

Исследования, выполненные в работе, базируются на теории автоматизированного управления и методологии проектирования.

Система межведомственного электронного документооборота. Под взаимодействием федеральных информационных систем электронного документооборота в Положении о системе межведомственного электронного документооборота понимается обмен электронными сообщениями/ведение служебной переписки в электронной фор-

^{*} Система межведомственного электронного документооборота входит в СЭД «Дело» компании «Электронные Офисные Системы» (ЭОС).

между участниками межведомственного электронного документооборота, при этом допускается обмен информационными сообщениями, содержащими общедоступную информацию и информацию, отнесенную к сведениям, составляющим служебную тайну.

Основными принципами межведомственного электронного документооборота являются:

- а) обеспечение технологической возможности использования межведомственного электронного документооборота переменным числом его участников;
- б) применение участниками межведомственного электронного документооборота совместимых технологий, форматов, протоколов информационного взаимодействия и унифицированных программно-технических средств;
- в) обеспечение целостности передаваемой информации;
- г) минимизация издержек, в том числе финансовых и временных, при осуществлении информационного взаимодействия участниками межведомственного электронного документооборота;
- д) обеспечение конфиденциальности передачи и получения информации.

Система межведомственного электронного документооборота служит для передачи документов и информации об их исполнении между разными экземплярами систем электронного документооборота любого производства. Информация передается в виде сообщений. Формирование и обработка сообщений создаются в рамках конкретной СЭД, стандартизуется только их формат.

Обмен же электронными сообщениями при осуществлении межведомственного электронного документооборота осуществляют уполномоченные сотрудники участников межведомственного электронного документооборота, то есть между участниками МЭДО, признавшими некоторую методику обмена и договорившимися о средствах доставки сообщений. Внутри СЭД документ движется ее собственной функциональностью. По возможности методика взаимодействия автоматизируется в части формирования и отправки сообщений о работе с документами внутри СЭД.

Назначение МЭДО. Система МЭДО предназначена для организации документооборота:

- корпоративных структур – управляющей компании, ее дочерних организаций, филиалов и партнеров,
- административных органов – правительства, министерства, комитетов и разных агентств, имеющих более одной систем электронного документооборота и желающих более тесного взаимодействия, нежели простая пересылка документов, а именно желающих автоматически получать информацию о прохождении (исполнении или согласовании) документа в подведомственных, одноранговых или вышестоящих структурах.

Далее будем называть «участником МЭДО» организацию, имеющую собственную СЭД и взаимодействующую с другими организациями посредством МЭДО.

Условия применения МЭДО. Предполагается, что система МЭДО будет использоваться в следующих условиях:

- между участниками МЭДО имеется устойчивый, интенсивный обмен электронными документами;
- участники МЭДО заинтересованы в автоматической регистрации и обработке (например, связывании ответа на запрос с запросом или учете резолюций) своих СЭД документов, поступивших от других участников МЭДО;
- участники МЭДО готовы к обмену информацией об обработке документов в своих подразделениях.

Система межведомственного электронного документооборота тесно интегрирована с системой электронного документооборота – например, с СЭД «ДЕЛО», и, несмотря на взаимодействие и работу нескольких систем, у пользователя появится иллюзия работы в одной системе.

Функционирование МЭДО упрощенно выглядит следующим образом:

- сотрудники участника МЭДО не используют непосредственно электронную почту для взаимодействия с сотрудниками другого участника МЭДО. Фактически, они не знают e-mail адреса друг друга. При необходимости послать документ в другую организацию они просто сообщают своей СЭД нужный **контакт** и требуют отправить документ;
- требование отправки сообщается серверу МЭДО, который выполняет все необходимые действия:
 - определяет e-mail адрес участника МЭДО (не сотрудника участника МЭДО),
 - готовит паспорт документа (каждому документу заводится паспорт, в котором содержатся все его основные реквизиты, то есть информация о регистрационной карточке и ее фигуранты),
 - отправляет почту через почтовый сервер;
- сервер МЭДО принимающей стороны, в свою очередь:
 - забирает почту со своего почтового сервера,
 - анализирует паспорт документа и, при необходимости, формирует лог «плохой почты»,
 - регистрирует в СЭД участника МЭДО поступившую почту. Одной из главных задач СЭД является четкая маршрутизация документа к реальному пользователю (т.е. «Кому»),
 - отправляет корреспонденту – участнику МЭДО квитанцию о регистрации.

Функционирование системы межведомственного электронного документооборота приведено на рис 1.

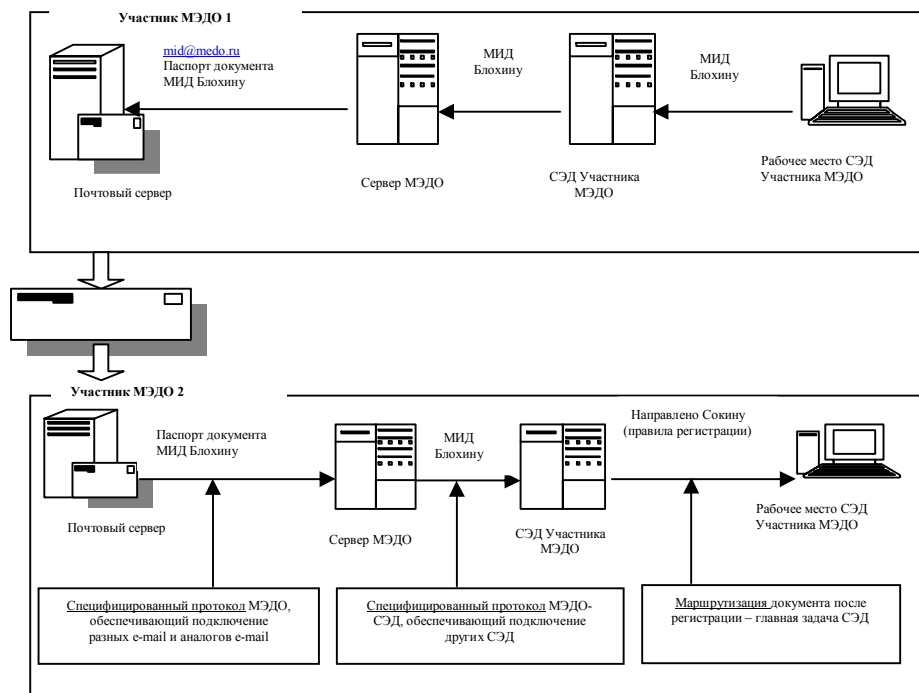


Рис. 1. Функционирование системы межведомственного электронного документооборота

Информационная модель для системы ДЕЛО. Поскольку система МЭДО создается в первую очередь для СЭД «ДЕЛО», рассмотрим «деловые» сценарии.

Рассмотрим последовательность выполнения действий в двух парных сценариях. В таблице представлено поэтапное прохождение документов между участниками системы МЭДО:

Поэтапное прохождение документов между участниками системы МЭДО

Дело1	Передается	Дело2
Существует документ с адресатами, являющимися Участниками МЭДО с неотмеченной отправкой		
(1)выбранным адресатам осуществляется отправка по МЭДО	Сообщение о первичном направлении документа	(2) Документ регистрируется
		Сообщение с докладом
(4) Прием доклада Отметка о регистрации, отчет		
Работа с документом, приводящая к повтору шагов (3) и (4)		
		Подготовлен документ-ответ Адресат – Дело1, тип связки – «ответ»
	Сообщение о первичном направлении документа	(5) осуществляется отправка по МЭДО документа-ответа.
(6) документ регистрируется		
	Сообщение с докладом	(7) формируется доклад, в котором будет событие «answer»
(8) Прием доклада		Доклады прекращаются

Доклады МЭДО. Введем понятие «Доклад о прохождении документа» или просто доклад – это информация, автоматически доставляемая средствами МЭДО корреспонденту и позволяющая корреспонденту понять, что происходит с его документом у адресата.

Ниже будут перечислены события, наступление которых может заинтересовать корреспондента.

Предполагается, что при посылке документа корреспондент может заказать доклад лишь о некоторых событиях, а адресат (даже при их заказе) может отказаться посылать данные о некоторых событиях.

Участники МЭДО будут делать это с помощью «параметров заказа» и «параметров отказа» соответственно.

«Параметры заказа» доклада документ всегда «несет в себе» при пересылке вместе со своим паспортом. Это дает возможность в будущем давать настройки заказа по каждому конкретному документу.

То есть, можно заказать доклад о доставке для группы «Приказы» и не заказывать доклад о доставке для группы «Отчеты». Соответственно, адресат сможет запретить доклад о доставке только для конкретной группы документов, а не для отдельного документа.

Архитектура системы межведомственного электронного документооборота. МЭДО представляет собой сервер – выделенный, постоянно функционирующий ком-

понент, имеющий устойчивую связь с СЭД и почтовой (или иной обменной) службой. Взаимодействие СЭД – МЭДО – «почтовая» служба производится по специфицированному интерфейсу, обеспечивающему **возможность** подключения других СЭД, отличных от ДЕЛО, и других обменных служб, отличных от e-mail.

В составе сервера имеет смысл выделить следующие подсистемы:

- сборщик / разборщик сообщений унифицированного формата;
- подсистема интеграции с обменными службами (отправить почту СЭД, получить почту СЭД);
- подсистема планирования запуска подсистем МЭДО (интеграции с почтой, интеграции с СЭД);
- подсистема хранения идентификационной информации отправленных и полученных сообщений;
- подсистема интеграции с СЭД, реализующая функции:
 - извлечение «исходящих» документов СЭД и организация их отправки,
 - получение «входящих» документов СЭД, их регистрация, связывание с другими документами и постановка «на учет» для последующего «доклада» корреспонденту,
 - получение от СЭД квитанции о регистрации и организация отправки ее корреспонденту,
 - опрос СЭД на предмет событий, вызывающих «доклад»,
 - формирование сообщений «доклада»;
- подсистема логирования событий и ошибок.

Таким образом, в данной работе показано, что при введении разработанной системы межведомственного электронного документооборота между участниками МЭДО позволяет значительно упростить контроль за ходом выполнения документов и ускорить порядок их прохождения. Это в свою очередь позволяет повысить оперативность исполнения поручений во всех структурных подразделениях Республики Саха (Якутия), сократит сроки получения информации о направлении документов, резолюций и других материалов в подразделения, обеспечит эффективный контроль за ходом исполнения документов и поручений, а также за сроками их исполнения.

Вывод. В данной работе представлено описание решения задачи разработки и внедрения системы межведомственного электронного документооборота. Рассмотрено функционирование данной системы при работе разных структурных подразделений, взаимодействие между несколькими участниками системы. Приведена архитектура разработанной системы, состоящая из нескольких подсистем с кратким описанием. Описанная система может быть также использована при разработке аналогичных моделей применительно к любым предприятиям, независимо от их территориально-структурного распределения, для оптимизации работы с электронными документами.

Список литературы

1. Гайнутдинов, Р.М. Городская система автоматизированного документооборота. Всероссийская конференция «Эффективный документооборот власти и информационное общество. 2011. [Электронный ресурс] / Р. М. Гайнутдинов // <http://www.gdm.ru/meropr/27.01.2011/5403/407/?DATE=27.01.2011&ID=5403%2F407> (дата обращения: 15.04.2011).
2. Колесов, А. МЭДО — лишь первый шаг к межведомственному документообороту / А. Колесов // PC Week Review: Документооборот. – 2010. – №4. – С. 1-3.

Статья поступила в редакцию 27.05.11.

*I. N. Kamyshnaya, I. A. Rakhimov***APPLICATION OF WORKFLOW TECHNOLOGY IN ELECTRONIC DOCUMENT
MANAGEMENT SYSTEM INTERDEPARTMENTAL ELECTRONIC DOCUMENT
MANAGEMENT SYSTEM**

The basic concepts of the electronic document management system were defined. The description of the interdepartmental electronic document management system, its function, application conditions and system architecture are presented. The information model of the typical script of work with documents for the system «Business» was described and the concept «document routing report» was defined.

Key words: *electronic document management system, interdepartmental electronic document management system, document, report.*

КАМЫШНАЯ Ирина Николаевна – заведующая лабораторией вычислительной техники НОУ ВПО «Российский новый университет». Область научных интересов – информационные системы и технологии, управление в социально-экономических системах. Автор 10 публикаций.

E-mail: kamyshnaya@rosnou.ru

РАХИМОВ Илья Александрович – эксперт компании «Электронные офисные системы» (ЭОС). Область научных интересов – информационные системы и технологии, управление в социально-экономических системах. Автор восьми публикаций.

E-mail: rakhimovia@gmail.com

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.375.1.029.62:621.382.049.77

Е. П. Павлов, М. С. Синельников, Е. Л. Грязина

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ГИБРИДНО-ПЛЁНОЧНОЙ МИКРОСХЕМЫ ПРЕЦИЗИОННОГО АТТЕНЮАТОРА НА ЕГО РАБОТОСПОСОБНОСТЬ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 0 ДО 100 МГц

Представлены результаты оценки работы аттенюатора при разных величинах ослабления. Представлен анализ влияния паразитных параметров на работоспособность аттенюатора в диапазоне частот от 0 до 100 МГц. Предложен диапазон величины ослабления для реализации ячеек аттенюатора, при котором значение частотной погрешности является наименьшим.

Ключевые слова: гибридно-плёночная микросхема, аттенюатор, коэффициент ослабления, частотная погрешность, паразитные параметры, ячейка аттенюатора.

Введение. Аттенюаторы находят широкое применение в устройствах управления амплитудой сигнала, в фазированных активных решетках, в схемах сложения мощности генераторов и т.д.

Незначительное увеличение рабочей частоты изменяет лишь параметры элементов радиотехнических средств (РЭС), дальнейшее увеличение частоты вызывает необходимость качественного изменения – перехода к элементам с распределенными параметрами. Предельная частота определяется возможностью технической реализации схемных элементов с сосредоточенными параметрами при заданных мощности, качественных показателях, перекрытии частот в перестраиваемых устройствах и т.п.

Целью разработчиков радиотехнических устройств является создание их частотной независимости. Однако осуществить это является практически невыполнимой задачей. Дело в том, что с повышением частоты в плёночных элементах возникают «паразитные» эффекты. Например, с повышением частоты у резисторов возникают дополнительная шунтирующая емкость и индуктивность, изменение фазового угла с частотой приводит к изменению входного сопротивления устройства.

Цель работы: исследовать влияние паразитных параметров прецизионного аттенюатора на его работоспособность в диапазоне частот от 0 до 100 МГц.

Основные соотношения параметров схемы в ячейке ступенчатого аттенюатора. Ячейка ступенчатого аттенюатора характеризуется следующими параметрами:

- 1) коэффициентом ослабления $\dot{K}$,
- 2) входным сопротивлением $\dot{Z}_{вх}$,
- 3) выходным сопротивлением $\dot{Z}_{вых}$ [1].

При использовании в ячейке аттенюатора активных резисторов входное и выходное сопротивление ячейки имеют также активный характер и должны быть равны по величине характеристическому сопротивлению R_0 при условии, что предыдущая цепь, которую нагружает данная ячейка, имеет выходное сопротивление R_0 , а входное сопротивление последующей за ячейкой цепи также равно R_0 .

Для «П»-образной ячейки аттенюатора рассмотрим соотношения, связывающие между собой параметры ячейки:

$$K = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = 1 + \frac{R_2}{R_0} + \frac{R_2}{R_1}; \quad (1)$$

$$R_{вх} = \frac{R_1(R_2R_3 + R_0R_2 + R_0R_3)}{R_1R_2 + R_2R_3 + R_0(R_1 + R_2 + R_3)}; \quad (2)$$

$$R_{вых} = \frac{R_3(R_1R_2 + R_0R_2 + R_0R_1)}{R_1R_3 + R_1R_2 + R_0(R_1 + R_2 + R_3)}. \quad (3)$$

Так как $R_{вх} = R_{вых} = R_0$, то из (1) – (3) можно получить соотношения, связывающие между собой величины элементов ячейки аттенюатора, характеристического сопротивления и коэффициента ослабления:

$$\frac{R_1}{R_0} = \frac{R_3}{R_0} = \frac{K+1}{K-1}; \quad (4)$$

$$\frac{R_2}{R_0} = \frac{K^2 - 1}{2K}. \quad (5)$$

Если задано ослабление в децибелах, т.е.

$$N_{дБ} = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = 20 \lg K \quad (6)$$

то отсюда можно определить величину K по следующей формуле:

$$K = 10^{N_{дБ}/20}. \quad (7)$$

При изменении величины K происходит изменение величины ослабления N , поэтому определим зависимость между относительной величиной изменения коэффициента ослабления δ_K и абсолютным изменением величины ослабления ΔN . Для этого прологарифмируем выражение (7):

$$\lg K = \frac{N}{20} \lg 10 = 0,115 N. \quad (8)$$

Найдем теперь производную

$$\frac{dK}{K} = 0,115 dN \quad (9)$$

и произведем переход к малым, но конечным приращениям:

$$\frac{\Delta K}{K} = \delta_K = 0,115 \Delta N. \quad (10)$$

Отсюда следует, что каждый процент изменения величины коэффициента ослабления K изменяет величину ослабления на 0,115 дБ. С другой стороны, добиваясь погрешности установки уровня ослабления в $\pm 0,01$ дБ, нужно обеспечить точность установки коэффициента ослабления в соответствии с выражением:

$$\delta_K = 0,115 \cdot 0,01 = 1,15 \cdot 10^{-3} = 0,115 \%. \quad (11)$$

В табл. 1 для заданных величин ослабления $N_{\text{дБ}}$ и характеристического сопротивления $R_0 = 50$ Ом приведены рассчитанные величины элементов ячейки аттенюатора. Из таблицы видно, что величины R_1 , R_2 , R_3 изменяются в весьма широких пределах от 0,057 до 86 к 870 Ом.

При работе аттенюатора в широком диапазоне частот (от постоянного тока до 100 МГц) параметры элементов ячейки могут изменяться за счет влияния распределенных параметров и влияния поверхностного эффекта.

Т а б л и ц а 1

Значение характеристик элементов ячейки аттенюатора

N, дБ	K	R_1, R_3 Ом	R_2 , Ом
0,01	1,0012	86 к 870	0,057
0,02	1,002	43 к 433	0,115
0,04	1,005	21 к 715	0,230
0,1	1,012	8 к 695	0,575
0,2	1,023	4 к 343	1,151
0,4	1,047	2 к 171	2,303
1	1,125	869,5	5,769
2	1,259	436,2	11,67
4	1,585	220,9	23,85
10	1,168	96,25	71,25
99	10,0	61,11	247,5

Но так как толщина проводящих пленок, используемых для образования резисторов, составляет величину порядка $1000 \text{ \AA}$, то влиянием поверхностного эффекта на частотах до 100 МГц практически можно пренебречь.

Эквивалентная схема резистора («П»-образной ячейки) в диапазоне высоких частот представлена на рис. 1.

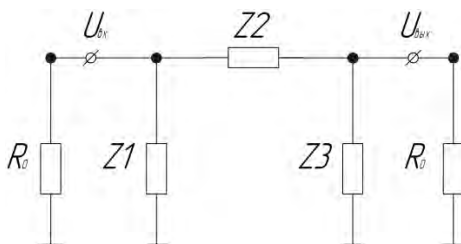


Рис. 1. Эквивалентная схема резистора в диапазоне высоких частот

При учете влияния распределенных параметров резисторов (распределенных индуктивностей и емкостей) эквивалентная схема резистора в диапазоне высоких частот выглядит следующим образом (рис. 1). Следует отметить, что для конструкции резисторов типа «меандр» эквивалентная схема, даже упрощенная, оказывается гораздо сложнее, чем приведенная на рис 1 [2].

Из эквивалентной схемы следует, что в области высоких частот сопротивление тонкопленочного резистора будет носить комплексный характер. А из (1) следует, что величина коэффициента ослабления также становится комплексной величиной и будет зависеть от значения рабочей частоты:

$$\dot{K} = 1 + \frac{\dot{Z}_2}{R_0} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}. \quad (12)$$

В свою очередь, от частоты будут также зависеть величины входного и выходного сопротивлений.

$$\dot{Z}_{\text{ex}} = \dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{Z}_1(\dot{Z}_1\dot{Z}_2 + \dot{Z}_1R_0 + \dot{Z}_2R_0)}{\dot{Z}_1^2 + \dot{Z}_1\dot{Z}_2 + R_0(2\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)}. \quad (13)$$

Так как теперь $\dot{Z}_{\text{ex}} = \dot{Z}_{\text{вх}} \neq R_0$, то появляется дополнительная частотная зависимость у коэффициента ослабления $\dot{K}$ и напряжения $\dot{U}_{\text{ex}}$ на входе ячейки аттенюатора:

$$\dot{K} = 1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ex}}} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}. \quad (14)$$

Подставив значения $\dot{K} = K \cdot e^{j\varphi_K}$, $\dot{K} = K \cdot e^{j\varphi_K}$, $\dot{Z}_{\text{ex}} = Z_{\text{ex}} \cdot e^{j\varphi_{Z_{\text{ex}}}}$, $\dot{Z}_1 = Z_1 \cdot e^{j\varphi_{Z_1}}$ в (14), получим следующее выражение:

$$K = \sqrt{1 + \left(\frac{Z_2}{Z_{\text{ex}}}\right)^2 + \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 + 2\frac{Z_2}{Z_1}\cos(\zeta_{Z_1} - \zeta_{Z_{\text{ex}}}) + \dots + 2\frac{Z_2}{Z_1}\cos(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_1}) + 2\frac{Z_2^2}{Z_1 \times Z_{\text{ex}}}\cos(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_{\text{ex}}})} \quad (15)$$

$$\zeta_K = \frac{\arctg \frac{Z_2}{Z_{\text{ex}}} \sin(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_{\text{ex}}}) + \frac{Z_2}{Z_1} \sin(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_1})}{1 + \frac{Z_2}{Z_{\text{ex}}} \cos(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_{\text{ex}}}) + \frac{Z_2}{Z_1} \cos(\zeta_{Z_2} - \zeta_{Z_1})}. \quad (16)$$

Из (15) видно, что появляется некоторая возможность компенсации частотных зависимостей коэффициента ослабления, если обеспечить одинаковые величины аргументов ζ_1 , ζ_2 , ζ_{ex} . Но обеспечить это, очевидно, можно только в том случае, когда номиналы резисторов весьма близки друг к другу.

Для малых номиналов резисторов ($R < 100$ Ом) основное влияние на высоких частотах оказывает последовательно включенная индуктивность. Поэтому, если пренебречь влиянием параллельно включенной емкости, можно записать условие частотной компенсации для коэффициента ослабления:

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{R_2}{L_2} = \frac{R_{\text{ex}}}{L_{\text{ex}}} = \text{const}, \quad (17)$$

где L_1 , L_2 , L_{ex} – распределенные индуктивности соответствующих резисторов.

В свою очередь, для больших номиналов резисторов ($R > 100$ Ом) можно пренебречь влиянием последовательно включенной индуктивности и только учитывать влияние шунтирующей емкости. В этом случае условие частотной компенсации для коэффициента ослабления записывается в следующем виде:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = \dots = R_{\text{ex}} C_{\text{ex}} = \text{const}. \quad (18)$$

Но так как величины распределенных параметров (шунтирующей емкости и последовательной индуктивности) определяются только геометрическими размерами и диэлектрической постоянной подложки, а номинал резистора помимо геометрии конфигурации зависит также от удельного сопротивления проводящей пленки, то выполнить условия (17) и (18) не всегда оказывается возможным.

Оценка частотной погрешности коэффициента ослабления для некоторых ячеек аттенюатора. В качестве примера для оценки величины частотной погрешности коэффициента ослабления были выбраны ячейки аттенюатора со следующими величинами коэффициента ослабления $N=0,01$; $N=4$; $N=20$ дБ.

Предварительно были проведены исследования, по результатам которых составлены графики для определения величины распределенных индуктивностей и емкостей, но

пользоваться этими графиками для определения величины последовательной индуктивности удобно, если длина линии $l > 10$ мм, а в нашем случае длина резисторов меньше этой величины, поэтому были дополнительно рассчитаны графики для нахождения величины самоиндукции для пленочных резисторов с длиной $l < 10$ мм [2, 3]. Основная расчетная формула:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[\ln \frac{2l}{b} + \frac{b}{3l} + \frac{1}{2} \right], \quad (19)$$

где l – длина полоски, b – ширина полоски, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Определим сначала величину погонной индуктивности:

$$L_1 = \frac{L}{l} = 0,2 \left[\ln \frac{2l}{b} + \frac{b}{3l} + \frac{1}{2} \right]. \quad (20)$$

Из (20) следует, что величина погонной индуктивности одиночной полоски шириной b и длиной l зависит от длины полоски l . Результаты расчета сведены в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Результаты расчета величины погонной индуктивности

l/b	0,5	1	1,5	2	3	4	5	7
L_1 , нГн/мм	0,2334	0,3046	0,3624	0,4114	0,4862	0,5306	0,5734	0,6376
l/b	1	10	15	20	30	40	50	70
L_1 , нГн/мм	-	0,7066	0,7844	0,8354	0,9182	0,9776	1,0214	1,0890
l/b	100	150	200	300	400	500	700	1000
L_1 , нГн/мм	1,1586	1,2364	1,304	1,3782	1,4382	1,4802	1,5490	1,620

На рис. 2 приведен график зависимости $L_1 = f(l/b)$.

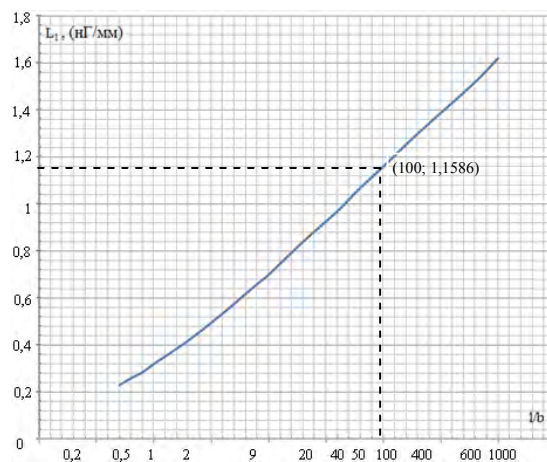


Рис.2. Зависимость погонной индуктивности полоски от ее геометрических размеров

Для нахождения величины самоиндукции одиночной полоски по заданным величинам l и b необходимо найти нормированную величину l/b , по которой находится величина L_1 . По найденной величине L_1 определяются величины самоиндукции в соответствии с выражением:

$$L = l \cdot L_1. \quad (21)$$

Например, если $l = 10$ мм, $b = 0,1$ мм, то $l/b = 10/0,1 = 100$. Для этой величины из

табл. 2 или графика (см. рис. 2) находим, что $L_1 = 1,1586$ нГн/мм. Полное значение самоиндукции из (21) будет равно:

$$L = l \cdot L_1 = 1,1586 \cdot 10 = 11,586 \text{ нГн.} \quad (22)$$

Для определения величины L на рис. 3 приведены графики, построенные для некоторых значений величины b . На рис. 4 приведен график определения величины взаимной индукции M между двумя полосками для удобства расчетов, здесь a – величина зазора между полосками [4].

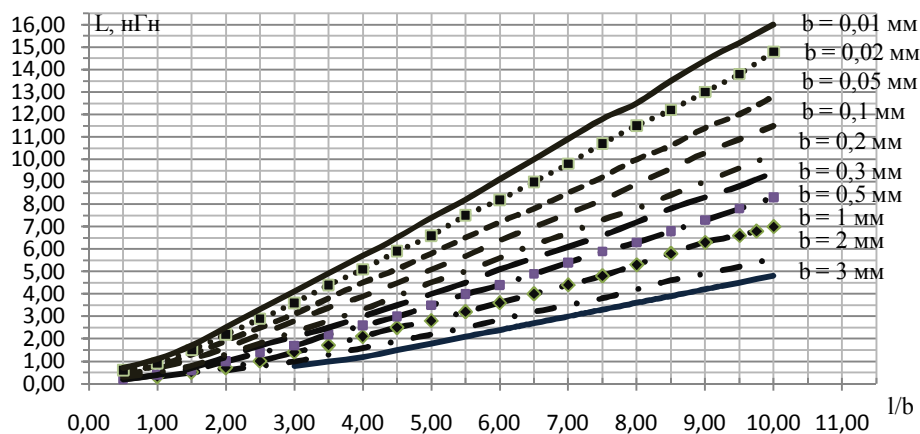


Рис. 3. Зависимости индуктивности полосок от их геометрических размеров для разных значений ширины b

Анализ работы ячейки аттенюатора при $N=0,01$ дБ. Для данного ослабления из табл. 1 получаем следующие значения: $R_1=R_3=86$ к 870 Ом, $R_2=0,057$ Ом.

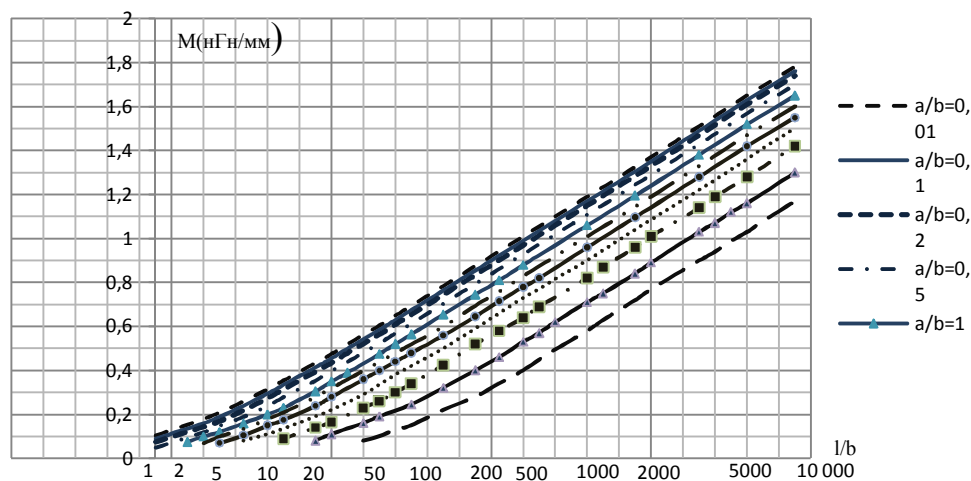


Рис. 4. Зависимости величины погонной взаимной индукции между двумя полосками от их геометрических размеров

Сначала проанализируем работу в области высоких частот резистора R_2 . Его конфигурация изображена на рис 5. Резистор имеет следующие линейные размеры: $l = 1,3$ мм; $b = 2,9$ мм.

Найдем величину распределения индуктивности. Для этого определяем величину $l/b = 1,3/2,9 = 0,45$. Из графика (рис. 2) получаем, что при этом значении $l/b = 0,45$ величина

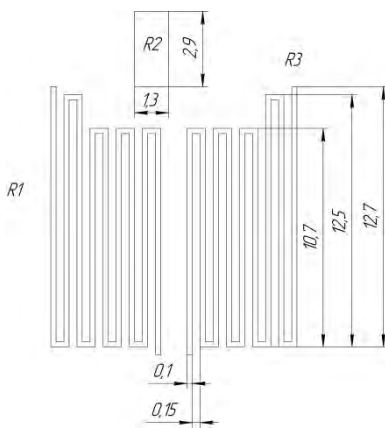


Рис. 5. Конфигурация резисторов аттенюатора и их геометрические размеры при $N = 0,01$ дБ

на распределения индуктивности $L_1 = 0,24$ нГн/мм. Таким образом, полная индуктивность резистора R_2 в соответствии с (21):

$$L = l \cdot L_1 = 0,24 \cdot 1,3 = 0,31 \text{ нГн.} \quad (23)$$

Величина последовательного индуктивного сопротивления этого резистора может быть рассчитана по следующей формуле:

$$X_L = 6,28 \cdot f \cdot L. \quad (24)$$

Исходя из значения (23) и выражения (24), рассчитаем значение последовательного индуктивного сопротивления резистора:

$$X_L = 6,28 \cdot f \cdot L = 1,95 \cdot 10^{-3} \cdot f_{\text{МГц}}. \quad (25)$$

На частоте $f = 100$ МГц величина индуктивного сопротивления будет составлять величину:

$$X_L = 1,95 \cdot 10^{-3} \cdot 10^2 = 0,195 \text{ Ом.} \quad (26)$$

Эта величина почти на порядок превышает величину активного сопротивления резистора R_2 , что является явно недопустимым, так как коэффициент ослабления этой ячейки очень сильно изменяется при переходе в область высоких частот.

Теперь оценим величину шунтирующей емкости. Она, в основном, определяется емкостью между торцами этого резистора (между контактными площадками). Величина шунтирующего емкостного сопротивления может быть рассчитана по формуле:

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \quad (27)$$

Из графика на рис. 6 следует, что при расстоянии между торцами $a = 1,3$ мм, при ширине торцов $b = 0,9$ мм, длине торцов $l = 3,1$ мм и толщине ситалловой подложки $d = 0,6$ мм значение погонной емкости $C' = 0,03$ пФ/мм. Следовательно, значение шунтирующей емкости составит:

$$C = C' \cdot l = 0,093 \text{ пФ.} \quad (28)$$

Отсюда величина шунтирующего емкостного сопротивления в соответствии с (27) составляет на частоте 100 МГц.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^8 \cdot 0,093 \cdot 10^{-12}} = 1,71 \cdot 10^4 \text{ Ом.} \quad (29)$$

Расчет показывает, что для резистора R_2 шунтирующим действием емкости можно пренебречь.

Теперь определим распределенную индуктивность и емкость для резистора $R_1 = R_3$. Конфигурация и размеры резистора R_1 указаны на рис 5. Резистор R_1 представляет собой меандр из 9 полосок со следующими размерами: ширина полоски $b = 0,1$ мм, расстояние между соседними полосками $a = 0,15$ мм, средняя длина полоски $l = 11$ мм.

Сначала рассчитаем величину последовательной индуктивности. При этом нужно учитывать не только самоиндукцию полосок, но и взаимоиндукцию между всеми полосками.

Величина полной индуктивности определяется по следующей формуле:

$$L_{\Sigma} = pL - 2(p-1)M_1 + 2(p-2)M_2. \quad (30)$$

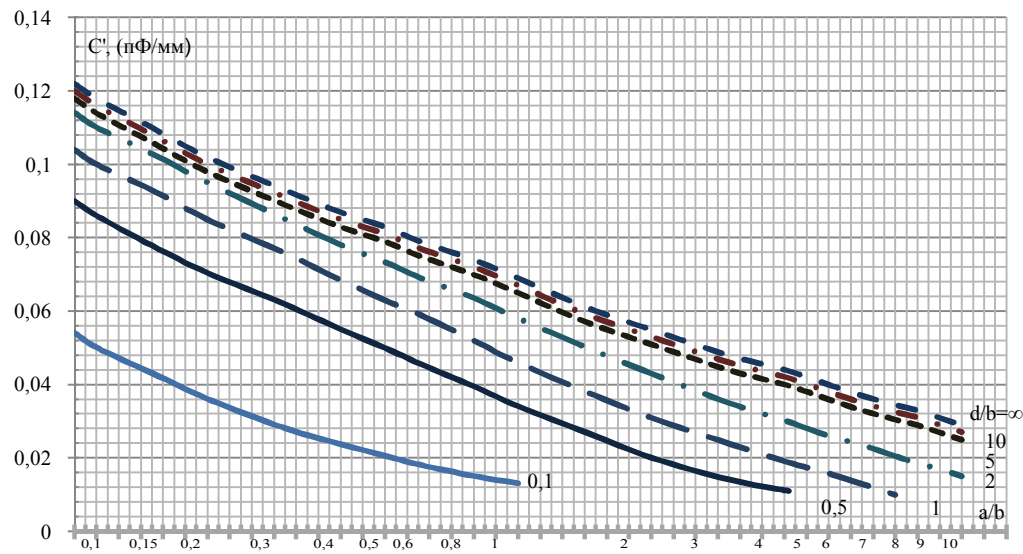


Рис.6. Зависимость значений шунтирующей емкости от размеров подложки

В нашем случае количество полосок $p = 9$ и поэтому записываем в соответствии с (29):

$$L_{\Sigma} = 9L - 2(9-1)M_1 + 2(9-2)M_2 - 2(9-3)M_3 + 2(9-4)M_4 - 2(9-5)M_5 + \\ + 2(9-6)M_6 - 2(9-7)M_7 + 2(9-8)M_8 = 9L + 14M_2 + 10M_4 + 6M_6 + \\ + 2M_8 - (16M_1 + 12M_3 + 8M_5 + 4M_7). \quad (31)$$

Для данных размеров резистора значение $L=13$ нГн.

Таблица 3

Характеристики топологии резисторов R_1 и R_3

Ширина полоски	Расстояние между полос- ками	b , мм	$a_{\text{экв}}$, мм	l/b	$a_{\text{экв}}/b$	M_i/l	M_i
b	a	0,1	0,15	110	1,5	0,67	7,0
b	b+2a	0,1	0,4	110	4	0,55	6,0
b	2b+3a	0,1	0,6	110	6,5	0,46	5,0
b	3b+4a	0,1	0,9	110	9	0,41	4,5
b	4b+5a	0,1	1,15	110	11,5	0,39	4,3
b	5b+6a	0,1	1,40	110	14,0	0,37	4,0
b	6b+7a	0,1	1,65	110	16,5	0,35	3,8
b	7b+8a	0,1	1,90	110	19,0	0,3	3,3

Индуктивное сопротивление резистора R_1 на частоте 100 МГц в соответствии с (24) составляет:

$$X_L = 6,28 \cdot 10^8 \cdot 49 \cdot 10^{-9} = 30,8 \text{ Ом}. \quad (32)$$

Относительное увеличение модуля полного сопротивления резистора R_1 составит величину:

$$\delta_{R_1} \cong \frac{1}{2} \left(\frac{X_1}{R_1} \right)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{30,8}{86,87 \cdot 10^3} \right)^2 = 6 \cdot 10^{-8}. \quad (33)$$

Последний расчет показывает, что последовательная индуктивность в резисторе R_I оказывает настолько малое влияние даже на самой верхней рабочей частоте, что этим влиянием можно пренебречь.

Теперь рассмотрим влияние шунтирующей емкости в резисторе R_I .

При наличии многих полосок в меандре необходимо учитывать наличие емкостей между всеми полосками, но эта задача не имеет строгого решения и в нашем случае мы оценим шунтирующую емкость (и ее шунтирующее действие) между двумя соседними полосками меандра.

Исходные данные: $a/b=1,5$; $d/b=0,6/0,1=6$, материал подложки СТ 50-1. Используя эти данные, из графика рис. 6 найдем погонную емкость: $C'=0,058$ пФ/мм.

Отсюда величина емкости, шунтирующей две соседние полоски меандра, равна:

$$C = C' \cdot l = 0,058 \cdot 11 = 0,64 \text{ пФ.} \quad (34)$$

На частоте в 100 МГц в соответствии с выражением (27) эта емкость составит:

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^8 \cdot 0,64 \cdot 10^{-12}} = 2488,06 \text{ Ом.} \quad (35)$$

Сопротивление двух полосок меандра резистора R_I составляет:

$$R_I \cdot \frac{2}{9} = 19,3 \text{ кОм.} \quad (36)$$

Если даже учесть неравномерность распределения напряжения по двум соседним полоскам меандра, что уменьшает шунтирующее действие емкости приблизительно в два раза, то проведенный расчет показывает, что модуль полного сопротивления резистора R_I уменьшается приблизительно на порядок.

Если же учесть влияние шунтирующих емкостей между другими полосками (а не только соседними), то изменение модуля полного сопротивления R_I на высоких частотах будет еще значительнее.

Для размеров $l = 11$ мм, $b = 0,01$ мм величина индуктивности этой полоски составит всего 17,5 нГн. При этом нужно учесть влияние емкости между контактными площадками резистора R_I . Если расстояние между площадками $a = 11$ мм, а ширина площадок $b = 1$ мм, толщина подложки $d = 0,6$ мм, то величина погонной емкости между торцами резистора R_I составляет (см. рис. 6):

$$C' \cong 0,01 \frac{\text{пФ}}{\text{мм}}. \quad (37)$$

При длине торцов порядка 3 мм получаем

$$C = C' \cdot l = 0,01 \cdot 3 = 0,03 \text{ пФ.} \quad (38)$$

Отсюда на частоте 100 МГц эта емкость образует шунтирующее сопротивление следующей величины

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^8 \cdot 0,03 \cdot 10^{-12}} = 5 \cdot 10^4 \text{ Ом} = 50 \text{ кОм.} \quad (39)$$

Так как конструкция контактных площадок остается приблизительно постоянной и в других ячейках аттенюатора, то влияние этой шунтирующей емкости будет сказываться (при изменении модуля полного сопротивления на 1 %) на частоте 100 МГц в резисторах, номинал которых больше 7 кОм.

Из конструкции ячеек аттенюатора нужно убрать проводящие заземленные полоски, которые должны бы играть роль электростатических экранов. Для уменьшения последовательной индуктивности резистора R_2 этот резистор нужно включать в экран, образуя полосковую экранированную линию. Если сделать толщину диэлектрика SiO_2

10^4 А , то резистор R_2 образует с каждой стороны емкость в 150 пФ. При этом величина емкостного сопротивления на частоте 100 МГц будет иметь величину:

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 5 \text{ Ом}. \quad (40)$$

Это шунтирующее сопротивление на частоте 100 МГц будет изменять модуль полного сопротивления менее 1 % у резисторов с номинальным значением менее 0,7 Ом.

Анализ работы ячейки аттенюатора при N=4 дБ. При ослаблении N=4 дБ резисторы имеют следующие номиналы: $R_1 = R_3 = 220,9 \text{ Ом}$; $R_2 = 23,85 \text{ Ом}$.

Сначала рассмотрим работу резистора R_1 . Он выполнен в виде полоски длиной $l = 10,8 \text{ мм}$ и шириной $b = 2,8 \text{ мм}$.

Из графиков рис. 2 и 4 следует, что последовательная индуктивность такого резистора $L = 5,6 \text{ нГн}$. На частоте 100 МГц получаем следующую величину индуктивного сопротивления: $X_L = 3,5 \text{ Ом}$.

Шунтирующая емкость, возникающая между контактными площадками, образует шунтирующее сопротивление: $X_C = 50 \text{ кОм}$, влиянием которого, очевидно, можно пренебречь.

Изменение модуля полного сопротивления резистора за счет влияния последовательной индуктивности составляет:

$$\delta_{R_1} = \frac{1}{2} \left(\frac{X_L}{R_1} \right)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{3,5}{220,9} \right)^2 = 1,25 \cdot 10^{-4}. \quad (41)$$

Этим влиянием также можно пренебречь.

Теперь рассмотрим работу резистора R_2 . Его геометрические размеры: $l = 6,8 \text{ мм}$; $b = 2,4 \text{ мм}$. Для этих данных величина последовательной индуктивности составляет: $L = 3,36 \text{ нГн}$.

На верхней рабочей частоте индуктивное сопротивление имеет величину $X_L = 2,1 \text{ Ом}$.

При этом относительное изменение модуля полного сопротивления составляет величину:

$$\delta_{R_2} = \frac{1}{2} \left(\frac{X_L}{R_2} \right)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{2,1}{23,85} \right)^2 = 3,9 \cdot 10^{-3} = 0,39 \%, \quad (42)$$

а изменение коэффициента ослабления K будет еще меньшей величиной.

Так как в рассматриваемом случае величины фазовых сдвигов φ_{Z1} , φ_{Z2} , $\varphi_{Z_{BX}}$ оказываются весьма малыми $\varphi_{Z1} \ll 1 \text{ рад}$, $\varphi_{Z2} \ll 1 \text{ рад}$, $\varphi_{Z_{BX}} \ll 1 \text{ рад}$, то косинусы этих аргументов обращаются в единицы, и модуль коэффициента ослабления записывается следующим образом:

$$K = 1 + Z_2/Z_{BX} + Z_2/Z_1, \quad (43)$$

где Z_1, Z_2, Z_{BX} – модули этих сопротивлений.

В нашем случае $Z_{BX} = R_0$, $Z_1 = R_1$. Отсюда после логарифмирования, взятия производной и перехода к конечным приращениям получаем:

$$\delta_K = \frac{\Delta K}{K} = \frac{\frac{\Delta Z_2}{R_0} + \frac{\Delta Z_2}{R_1}}{1 + \frac{Z_2}{Z_0} + \frac{Z_2}{Z_1}} = \delta_{Z_2} \cdot \frac{\frac{R_2}{R_0} + \frac{R_2}{R_1}}{K}. \quad (44)$$

Учитывая значения $\delta_{Z_2} = 3,9 \cdot 10^{-3}$; $\frac{R_2}{R_0} = 0,447$; $\frac{R_2}{R_1} = 0,108$, окончательно:

$$\delta_K = 3,9 \times 10^{-3} \frac{0,477 + 0,108}{1,585} = 1,4 \cdot 10^{-3}. \quad (45)$$

Полученный результат (44) дает погрешность установки величины ослабления:

$$\Delta N = 8,686 \cdot \delta_K = 8,686 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3} = 0,012 \text{ дБ}. \quad (46)$$

Анализ работы ячейки аттенюатора при N=20 дБ. Для этой ячейки номиналы резисторов имеют следующие значения: $R_1=R_3=61,11 \text{ Ом}$, $R_2=247,5 \text{ Ом}$. Конфигурация этих резисторов изображена на рис. 7, где также указаны геометрические размеры.

Рассмотрим работу резисторов R_1 и R_3 .

Сначала определим величину последовательной индуктивности. Для размеров полосы $l=7,2 \text{ мм}$ и $b=2,8 \text{ мм}$. Получаем из графиков рис. 2 значение $L=3,24 \text{ нГн}$. На верхней рабочей частоте 100 МГц получаем для этой индуктивности $X_L=2,04 \text{ Ом}$.

Относительная величина изменения модуля сопротивления

$$\delta_{R_2} = \frac{1}{2} \left(\frac{X_2}{R_1} \right)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{2,04}{61,11} \right)^2 = 5,5 \cdot 10^{-4}. \quad (47)$$

Очевидно, что такой величиной можно пренебречь. Пренебрегаем действием шунтирующей емкости, возникающей между контактными площадками.

Теперь рассмотрим работу резистора R_2 в области высоких частот. Определим величину последовательной индуктивности. Она складывается из самоиндукции трех полосок и взаимной индукции между полосками:

$$\begin{aligned} L_{\Sigma} &= L_A + L_B + L_C - 2(3-1)M_1 + 2(3-2)M_2 = \\ &= 2,9 + 1,13 + 1,56 - 2 \cdot 2 \cdot 0,21 + 2 \cdot 1 \cdot 0,12 = 4,96 \text{ нГн}. \end{aligned} \quad (48)$$

Эта индуктивность на частоте 100 МГц обладает и индуктивным сопротивлением $X_L=3,12 \text{ Ом}$. При этом относительное изменение модуля полного сопротивления составляет величину $\delta_{R_2} = 8 \cdot 10^{-5}$.

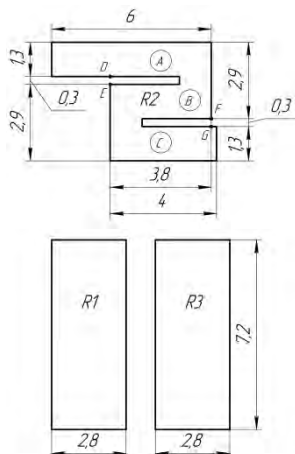


Рис. 7. Конфигурация резисторов и их размеры при $N=20 \text{ дБ}$ ячейки аттенюатора

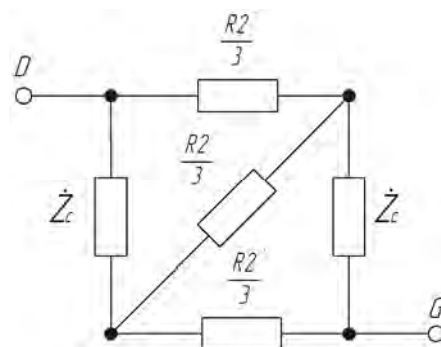


Рис. 8. Схема соединений между точками D и G в виде сосредоточенных постоянных резисторов

Так как резистор R_2 выполнен в виде меандра, то между полосками А и В, а также между В и С возникают шунтирующие емкости (влиянием шунтирующей емкости между полосками А и С пренебрегаем, так как в этом случае задача становится трудно-разрешимой). Из графика рис. 6 находим, что погонная емкость при размерах $b=1,3 \text{ мм}$; $a=0,2 \text{ мм}$; $l=2,7 \text{ мм}$; $d=0,6 \text{ мм}$ будет равна $C'=0,066 \text{ пФ/мм}$. Отсюда:

$$C_{AB} = C_{BC} = C' \cdot l = 0,066 \cdot 2,7 = 0,178 \text{ пФ}. \quad (49)$$

Так как амплитуда напряжения вдоль полосок А и С, С и В изменяется по линейному закону, то рассчитанную величину шунтирующей емкости нужно уменьшить вдвое:

$$C_{эфф} = \frac{1}{2} C_{AB} = 0,089 \text{ пФ.} \quad (50)$$

Величина емкостного сопротивления, шунтирующего резистор между точками D и E, на частоте в 100 МГц составляет величину:

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^8 \cdot 0,089 \cdot 10^{-12}} = 1,78 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.} \quad (51)$$

Представив схему точками D и G в виде сосредоточенных постоянных (см. рис. 8) с помощью метода контурных токов, найдем общее сопротивление между этими точками:

$$\dot{Z} \cong R_2 \left(1 - \frac{8}{9} \cdot \frac{R_2}{\dot{Z}_C} \right). \quad (52)$$

Отсюда следует, что относительное изменение модуля полного сопротивления между этими точками на частоте 100 МГц составляет величину

$$\delta_{R_2} = -\frac{4}{9} \left(\frac{R_2}{Z_C} \right)^2 = 5,6 \cdot 10^{-5}. \quad (53)$$

Выводы. Проведенный анализ частотных погрешностей коэффициента ослабления трех видов ячеек ступенчатого аттенюатора показал, что практически можно реализовать ячейки с ослаблением $N \geq 0,2...0,4 \text{ дБ}$. При меньших ослаблениях частотная погрешность коэффициента ослабления становится недопустимо большой.

Расчет влияния распределенных индуктивностей и емкостей в резисторах R_1 и R_2 (см. рис. 5) на высоких частотах работы ячейки аттенюатора при $N=0,01 \text{ дБ}$ показал, что нужно уменьшать последовательную индуктивность в резисторе R_2 и параллельную емкость в резисторе R_1 . Для решения второй части задачи нужно изменить конфигурацию резистора, отказавшись от конфигурации «меандр», и перейти к конструкции одной полоски. При этом рабочая длина полоски уменьшится в 10 раз и для обеспечения необходимого номинала резистора нужно уменьшить ширину полоски также в 10 раз.

Так как конструкция контактных площадок остается приблизительно постоянной и в других ячейках аттенюатора, то влияние шунтирующей емкости будет сказываться (при изменении модуля полного сопротивления на 1 %) на частоте 100 МГц в резисторах, номинал которых больше 7 кОм.

Из конструкции ячеек аттенюатора нужно убрать проводящие заземленные полоски, которые должны бы играть роль электростатических экранов. Не выполняя на деле роль таких экранов, эти полоски увеличивают значение шунтирующей резисторы R_1 и R_2 емкости, так как сокращают расстояние между верхними и нижними контактными площадками. Для уменьшения последовательной индуктивности резистора R_2 этот резистор нужно включать в экран, образуя полосковую экранированную линию.

Список литературы

1. Майссел, Л. Технология тонких пленок: Справочник / Л. Майссел. – Под ред. Л. Майссела и Р. Глонга. – М.: Советское радио, 1977. – Т.2. – 766 с.
2. Павлов, Е.П. Математическое моделирование распределенных комбинированных систем с электронной перестройкой по частоте при решении задач и оптимального проектирования / Е.П. Павлов, Л.А. Дубровин // Электронное приборостроение: научно-практический сборник. – Казань, 2003. – Вып.6(34). – С. 67-74.

3. Павлов, Е.П. Управление технологической точностью выходных параметров больших гибридных интегральных схем в многооперационном технологическом процессе / Е.П. Павлов, М.С. Синельников // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2008. – №1(2). – С. 76-81.
4. Крюков Ю.Г. Этапы и критерии сквозного конструкторско-технологического проектирования гибридных интегральных схем и микросборок / Ю.Г. Крюков, Н.Э. Самойленко, Л.А. Тебекин // Вестник Воронежского института МВД России. – 1999. – №2(4). – С. 87-91.
5. Павлов Е.П. Унификация и стандартизация конструкций РЭС / Е.П. Павлов, М.С. Синельников // Проектирование и технология электронных средств. – 2001. – №2. – С.33-36.

Статья поступила в редакцию 14.07.11.

E. P. Pavlov, M. S. Sinelnikov, E. L. Gryazina

**INVESTIGATION OF INFLUENCE OF STRAY DISTRIBUTED PARAMETERS
OF HYBRID FILM MICROCIRCUIT OF PRECISION ATTENUATOR ON ITS
WORKING CAPACITY IN THE RANGE OF FREQUENCIES
FROM 0 TO 100 MHz**

The results of the attenuator work estimation with different values of attenuation are presented. The analysis of the influence of stray parameters on the attenuator working capacity in the range of frequencies from 0 to 100 MHz is presented. The attenuation value range for the realization of attenuator cells where the value of the frequency error is the least is suggested.

Key words: *hybrid film microcircuit, attenuator, attenuation coefficient, frequency error, stray parameters, attenuator cell.*

ПАВЛОВ Евгений Петрович – кандидат технических наук, профессор кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – конструирование радиоэлектронных средств, исследования в области повышения качества, точности и надежности. Автор 102 публикаций.

E-mail: PavlovEP@marstu.net

СИНЕЛЬНИКОВ Михаил Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – информационные технологии. Автор 15 публикаций.

E-mail: kkpr@marstu.net

ГРЯЗИНА Екатерина Львовна – аспирант кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – исследования в области повышения качества изделий и услуг, системы качества, оценка соответствия. Автор двух публикаций.

E-mail: kkpr@marstu.net

УДК 681.587

Т. С. Буканова, А. Б. Савиных

УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ТОРМОЖЕНИЕМ

Предложена структура асинхронного электропривода с дифференциальным торможением и методика управления электроприводом, обеспечивающая регулирование частоты вращения выходного вала. Представлена математическая модель электропривода, приведены результаты имитационного моделирования, позволяющие оценить механические характеристики электропривода.

Ключевые слова: электропривод с дифференциальным торможением, методика управления электроприводом, математическая модель, имитационная модель, механические характеристики.

Введение. Применение электроприводов характерно для решения широкого класса задач в различных отраслях промышленности, сферы обслуживания и сельского хозяйства. Наиболее широко в этих отраслях используются электроприводы на базе асинхронных двигателей благодаря простоте в производстве и надежности в эксплуатации. Однако около 90 % электроприводов используются в простых технологических аппаратах, когда электропривод является нерегулируемым, при этом степень загруженности оборудования по мощности составляет 40-60 %, что ведет к потерям энергии, а управление технологическими параметрами процесса происходит неэффективными методами. Переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому является основным направлением улучшения показателей технологического процесса [1].

Регулировать скорость (частоту вращения) движения рабочего органа технологического аппарата средствами электропривода можно двумя методами: изменением угловой скорости двигателя, путем искусственного воздействия на его электромеханические параметры, и изменением передаточного отношения механических передач, установленных между двигателем и рабочим органом [2].

Для оценки свойств управляемого электропривода в составе оборудования технологических процессов необходимо получить его основные характеристики. Математическое моделирование является одним из перспективных и наиболее распространенных методов изучения объектов исследования. Построение математических моделей позволяет изучить функционирование объекта исследования, научиться правильно управлять объектом путем апробирования различных вариантов управления, прогнозирования состояния объекта под действием внешних дестабилизирующих факторов [3].

Для построения математической модели используют законы физики, электромеханики, теории поля – уравнений Максвелла в дифференциальной форме и теории цепей – уравнений Кирхгофа, на основе которых в настоящее время наиболее успешно моделируются электрические машины. Добавляя к уравнениям наведения электродвижущей силы в обмотках электрической машины уравнения образования электромагнитного момента и движения подвижных частей, получим систему уравнений, описывающую

электромеханическое преобразование энергии в электроприводе [4–7], позволяющую исследовать его функционирование.

Целью работы является разработка структуры электропривода с дифференциальным торможением, методики управления электроприводом, обеспечивающей регулирование частоты вращения выходного вала в широком диапазоне, и оценка характеристик электропривода.

Для получения характеристик электропривода необходимо разработать математическую модель функционирования электропривода, провести имитационные эксперименты, проанализировать механические характеристики.

Структура электропривода с дифференциальным торможением. В ходе анализа типовых структур регулируемых электроприводов предложен электропривод с дифференциальным торможением [8,9] представленный на рис. 1.

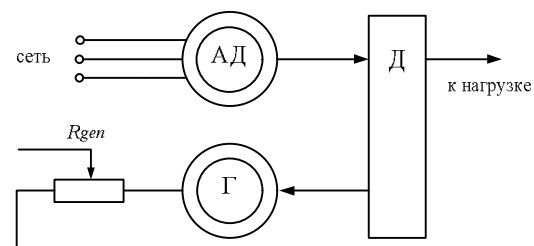


Рис. 1. Структура электропривода с дифференциальным торможением, где АД – асинхронный двигатель, Г – генератор, Д – дифференциал, R_{gen} – изменяемая нагрузка генератора

Асинхронный двигатель представляет собой устройство создания механической мощности (момента и угловой частоты вращения); дифференциал осуществляет распределение вырабатываемой мощности на две составляющие: первая направляется к нагрузке электропривода (рабочему органу технологического аппарата), вторая – к генератору для преобразования механической мощности в электрическую.

Дифференциал осуществляет передачу вращающего момента с входного вала на

два выходных. Первый выходной вал дифференциала соединен с механической нагрузкой техпроцесса – рабочим органом технологического аппарата; второй выходной вал – с ротором синхронного генератора. Электрическая нагрузка генератора является переменной.

Математическая модель электропривода с дифференциальным торможением. Математическая модель электромеханического устройства электропривода, в основе которого применен асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, состоит из совокупности уравнений электромеханического преобразования энергии в двигателе устройства и распределения потоков механической мощности в дифференциале.

Математическая модель электромеханического преобразования энергии в двигателе, записанная во вращающейся системе координат (α, β) [4, 10], представляет собой совокупность уравнений напряжений статорной и роторной обмотки (1) и уравнение образования электромагнитного момента (2):

$$\begin{aligned}
 u_{\beta}^s &= \left(r_{\beta}^s + \frac{d}{dt} L_{\beta}^s \right) \cdot i_{\beta}^s + \frac{d}{dt} L_m i_{\beta}^r + (L_m \omega_0) \cdot i_{\alpha}^r + (L_{\alpha}^s \omega_0) \cdot i_{\alpha}^s \\
 0 &= \frac{d}{dt} L_m i_{\beta}^s + \left(r_{\beta}^r + \frac{d}{dt} L_{\alpha}^r \right) \cdot i_{\beta}^r + L_{\alpha}^r (\omega_0 - \omega_s) \cdot i_{\alpha}^r + L_m (\omega_0 - \omega_s) \cdot i_{\alpha}^s \\
 0 &= -L_m (\omega_0 - \omega_s) \cdot i_{\beta}^s - L_{\beta}^r (\omega_0 - \omega_s) \cdot i_{\beta}^r + \left(r_{\alpha}^r + \frac{d}{dt} L_{\alpha}^r \right) \cdot i_{\alpha}^r + \frac{d}{dt} L_m i_{\alpha}^s \\
 u_{\alpha}^s &= (-L_{\beta}^s \omega_0) \cdot i_{\beta}^s + (-L_m \omega_0) \cdot i_{\beta}^r + \frac{d}{dt} L_m i_{\alpha}^r + \left(r_{\alpha}^s + \frac{d}{dt} L_{\alpha}^s \right) \cdot i_{\alpha}^s
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$M_{em} = pL_m(i_{\alpha}^s \cdot i_{\beta}^r - i_{\beta}^s \cdot i_{\alpha}^r), \quad (2)$$

где u_{α}^s , u_{β}^s – проекции напряжения статора, подаваемого на его вход; u_{α}^r , u_{β}^r – напряжения роторной цепи, $u_{\alpha}^r = u_{\beta}^r = 0$, т.к. использован асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; i_{α}^r , i_{β}^r – токи в обмотках статора по осям (α , β); i_{α}^s , i_{β}^s – токи в обмотках ротора по осям (α , β); r^r – активное сопротивление обмотки ротора; r^s – активное сопротивление обмотки статора; L_m – взаимная индуктивность обмоток ротора и статора; L_s – полные индуктивности обмоток статора; L_r – полные индуктивности обмоток ротора (в данном случае рассматривается симметричная электрическая машина, т.е. параметры обмоток электрической машины по осям (α , β) равны); M_{em} – электромагнитный момент электродвигателя; p – количество полюсов внутренней обмотки статора электродвигателя; ω_0 – частота напряжения питающей сети; ω_s – частота вращения вала электродвигателя.

Математическая модель дифференциала, осуществляющего распределение входной мощности с электродвигателя на два выходных вала, представлена уравнениями (3):

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{nagr} + \omega_{gen} \\ \frac{J_1}{p} \frac{d\omega_{nagr}}{dt} &= M_{em} - M_{nagr}, \\ \frac{J_2}{p} \frac{d\omega_{gen}}{dt} &= M_{em} - M_{gen} \end{aligned} \quad (3)$$

где ω_{nagr} – частота первого выходного вала устройства, соединенного с механической нагрузкой; ω_{gen} – частота второго выходного вала устройства, соединенного с ротором генератора; J_1 – момент инерции вращающихся частей механической нагрузки; J_2 – момент инерции ротора генератора; M_{nagr} – статический момент нагрузки, приложенный к первому выходному валу устройства; M_{gen} – динамически управляемый момент нагрузки генератора, приложенный ко второму выходному валу дифференциала, действующий со стороны ротора генератора, который зависит от величины электрической нагрузки R_{nagr} генератора и определяется как $M_{gen} = f(1/R_{gen})$. Работа дифференциала представлена уравнениями процесса распределения механической мощности, вырабатываемой в электрическом двигателе, на две составляющие, каждая из которых используется в технологическом процессе. Распределение мощности между валами дифференциала зависит от приложенной к ним внешней нагрузки M_{nagr} и M_{gen} .

Таким образом, управлять выходными параметрами электропривода возможно путем изменения момента M_{gen} на втором выходном валу дифференциала.

На основе анализа математической модели электропривода предложена методика управления электроприводом на основе метода изменения передаточного отношения механической передачи, которая заключается в управлении электрической нагрузкой генератора, влияющей на потребляемый генератором вращающий момент.

Имитационная модель электропривода. На основе математической модели электропривода синтезирована имитационная модель с использованием пакета прикладного программного обеспечения академической версии VisSim 4.5, представленная на рис.2. Данная модель позволяет получить основные характеристики электропривода с дифференциальным торможением.

Имитационное моделирование функционирования электропривода проводилось на основе параметров асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором марки 4A80A4Y3. Номинальные параметры электродвигателя: фазное напряжение (эффективное значение) $U_{ном} = 220$ В; частота питания сети $f = 50$ Гц, мощность

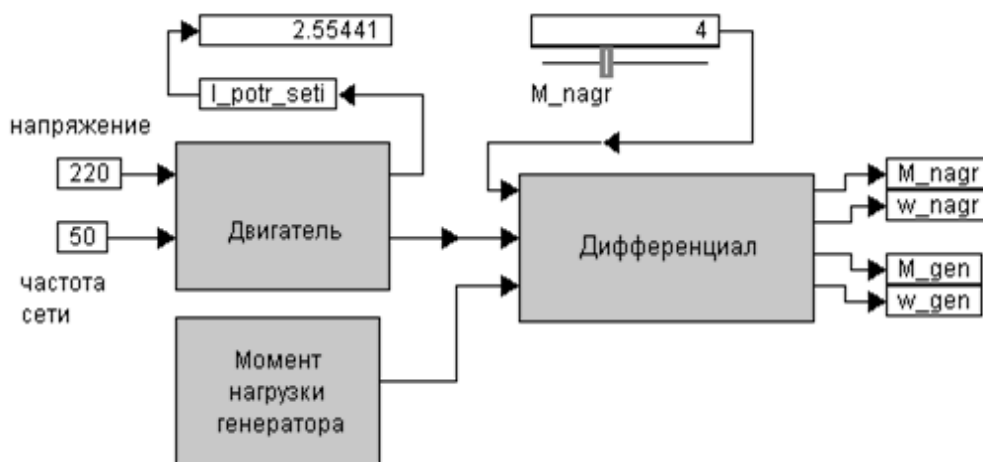


Рис.2. Имитационная модель электропривода с дифференциальным торможением

$P_{\text{ном}} = 1,1$ кВт соответствуют ГОСТ 10683-73, ГОСТ 6697-83, ГОСТ 21128-75, ГОСТ 12139-84, которые регламентируют номинальные частоты вращения электродвигателей, параметры частоты, напряжения и их отклонений для питающей сети, мощность двигателей переменного тока. Согласно ГОСТ Р 51137-98 электроприводы должны обеспечивать нормальную работу с сохранением номинальной мощности при отклонении напряжения питающей сети от номинального значения до $\pm 10\%$; отклонении частоты питающей сети до $\pm 2,5\%$. При моделировании использованы усредненные параметры, характерные для системы электроснабжения и соответствующие номинальным параметрам питания электродвигателей.

Для расчета параметров модели использованы характеристики электродвигателя 4A80A4Y3 [11] и методика расчета коэффициентов модели, приведенные в [10].

Имитационное моделирование проводилось при различных значениях момента нагрузки генератора M_{gen} , зависящей от величины электрической нагрузки R_{nagr} . Подключение механической нагрузки электропривода происходило после завершения переходных процессов, связанных с пуском асинхронного электродвигателя на холостом ходу при прямом включении электродвигателя в сеть электроснабжения.

Расчет параметров электропривода производился в области устойчивой работы при изменяющейся величине момента механической нагрузки M_{nagr} в диапазоне от 0 до 13 Н·м при неизменных напряжении, частоте тока питающей сети и внешних сопротивлениях в цепях обмоток статора двигателя. Номинальное значение момента нагрузки на валу электродвигателя, рассчитанное согласно [10], составляет $M_{\text{nagr ном}} = 7,4$ Н·м.

Результаты имитационного моделирования. Для анализа работы электропривода были проведены расчеты по следующим параметрам: момент нагрузки на первом выходном валу электропривода, M_{nagr} , Н·м; угловая частота вращения на первом выходном валу электропривода ω_{nagr} , рад/с; частота вращения на первом выходном валу электропривода n_{nagr} , об/мин.; скольжение s , в отн.ед.

Скольжение электропривода вычисляется по следующей формуле:

$$s = \frac{n_0 - n_{\text{nagr}}}{n_0}, \quad n_0 = \frac{60f}{p},$$

где n_0 – синхронная частота вращения; f – частота питающей сети, $f = 50$ Гц; p – число пар полюсов электродвигателя, $p = 2$.

Результаты имитационного моделирования при работе электропривода с жестко закрепленным и неподвижным вторым валом дифференциала, соответствующие работе асинхронного электродвигателя, и с изменяемой величиной момента нагрузки $M_{gen1} < M_{gen2} < M_{gen3}$, создаваемого генератором на втором выходном валу устройства дифференциала, представлены в таблице.

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с дифференциальным торможением при различной величине момента нагрузки генератора

M_{nagr}	двигатель			M_{gen3}			M_{gen2}			M_{gen1}		
	ω_{nagr}	n_{nagr}	S	ω_{nagr}	n_{nagr}	S	ω_{nagr}	n_{nagr}	S	ω_{nagr}	n_{nagr}	S
0	157	1500	0	157	1500	0	157	1500	0	157	1500	0
1	155,8	1489	0,007	147,2	1406,0	0,07	145,1	1385,8	0,1	144,1	1376,8	0,13
2	154,6	1477,5	0,015	139,2	1329,8	0,11	129,5	1236,9	0,18	119,9	1145,8	0,26
3	153,4	1465,2	0,023	133,9	1279,6	0,15	120,4	1150,1	0,24	103,2	986,2	0,36
4	152	1452,3	0,032	129,3	1235,8	0,18	113,2	1081,6	0,28	91,8	876,9	0,42
5	150,5	1438,3	0,041	125,1	1195,1	0,2	106,8	1020,4	0,32	82,2	785,2	0,48
6	148,9	1423,2	0,051	121	1156	0,23	100,8	963,1	0,36	73,47	702	0,54
7	147,2	1406,6	0,062	117	1117,5	0,26	95,1	908,1	0,4	65,3	623,6	0,59
7,4	146,5	1399,5	0,067	115,3	1102,1	0,27	92,8	886,5	0,41	62,1	593,2	0,6
8	145,3	1388,1	0,075	112,9	1078,6	0,28	89,4	854,1	0,43	57,4	548,2	0,64
9	143,1	1366,9	0,089	108,7	1038,4	0,31	83,7	799,7	0,47	49,6	474	0,69
10	140,4	1341,8	0,11	104,2	995,4	0,34	77,8	743,5	0,51	41,8	399,2	0,74
11	137,2	1310,5	0,12	99,1	947,3	0,37	71,5	682,8	0,55	33,6	321,2	0,79
12	132,7	1267,6	0,16	93	888,7	0,41	64,1	612,5	0,6	24,5	234,7	0,85
13	124,9	1193,3	0,22	83,8	800,7	0,48	53,8	514,4	0,68	12,8	122,1	0,94

На рис.3 представлены графики зависимости момента на выходном валу электропривода от скольжения при различных значениях величины момента нагрузки генератора на втором выходном валу дифференциала в сравнении с характеристикой асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором.

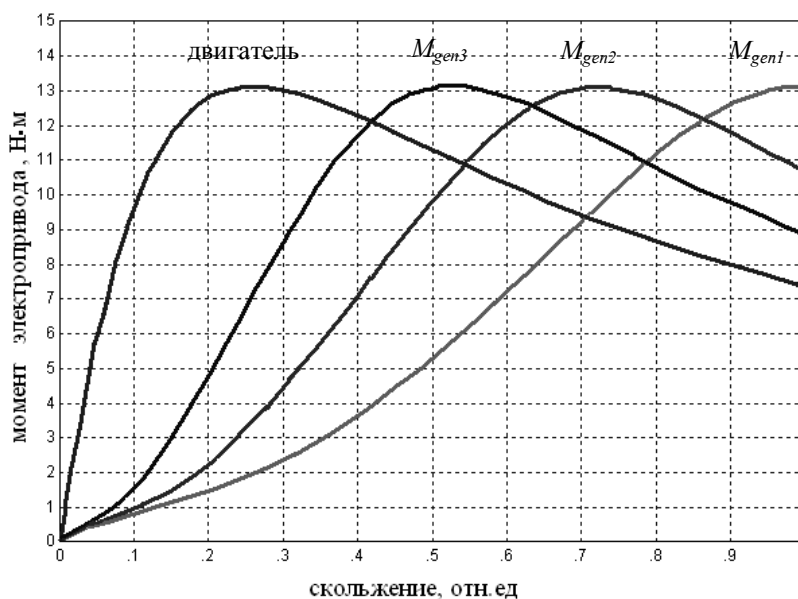


Рис.3. Зависимость момента асинхронного двигателя и электропривода при изменении момента нагрузки генератора $M_{gen1} < M_{gen2} < M_{gen3}$ от скольжения

Анализ характеристик показывает, что величина максимального момента, развиваемого устройством, не зависит от нагрузки генератора на втором выходном валу дифференциала; характеристики имеют одинаковую амплитуду, но разные значения критического скольжения. С уменьшением M_{gen} место расположения максимума момента на характеристике сдвигается вправо, а пусковой момент (при скольжении $s = 1$) возрастает. Это свойство широко используется на практике, когда требуется получить при пуске максимально возможный момент.

На рис.4 представлены графики зависимости частоты вращения выходного вала электропривода от момента нагрузки при различных значениях величины момента нагрузки генератора на втором выходном валу дифференциала в сравнении с характеристикой асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором.

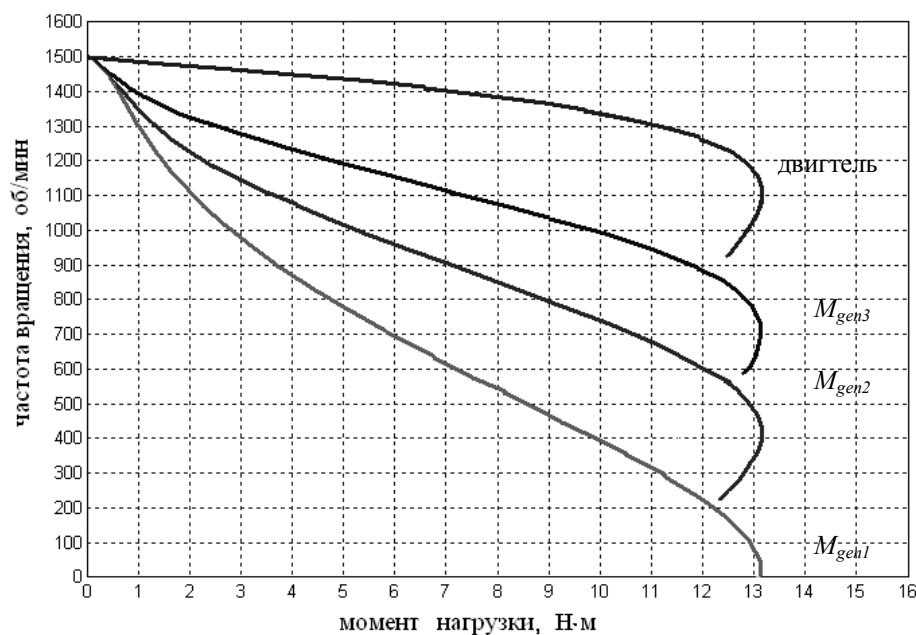


Рис. 4. Зависимость числа оборотов асинхронного двигателя и электропривода при изменении момента нагрузки генератора $M_{gen1} < M_{gen2} < M_{gen3}$ от момента нагрузки

В качестве основной характеристики принимают естественную характеристику асинхронного двигателя, соответствующую номинальным значениям определяющих ее величин. Характеристики электропривода с дифференциальным торможением при уменьшении момента нагрузки генератора $M_{gen3} > M_{gen2} > M_{gen1}$ располагаются ниже естественной, следовательно, электропривод позволяет обеспечить однозонное регулирование вниз от основной скорости. Полученные характеристики зависимости числа оборотов от момента нагрузки электропривода соответствуют механическим характеристикам зависимости числа оборотов от момента нагрузки двигателя постоянного тока с различными типами возбуждения [2,4] и могут быть использованы для решения определенного класса задач при условии управления электрической нагрузкой генератора.

При оценке представленных характеристик используют такие показатели, как линейность, характеризующую степень отклонения характеристики от прямой линии, проведенной через заданные точки характеристики, и жесткость, количественно определяемую как отношение разности моментов, развиваемых двигателем, к разности частот вращения. Жесткие механические характеристики обладают следующим свойством:

изменение механической нагрузки на валу электропривода от нуля до некоторого критического значения приводит к незначительному изменению скорости вращения вала, но при превышении нагрузки выше критического значения электропривод резко останавливается; мягкая механическая характеристика обеспечивает пропорциональное уменьшение скорости вращения вала электропривода от некоторого максимального значения до нуля при изменении механической нагрузки на валу привода от нуля до значения, равного максимальному моменту на валу, т.е. позволяет развивать большую перегрузочную способность при одновременном уменьшении скорости, а при малых развиваемых моментах – увеличивать скорость.

Характеристики частоты вращения выходного вала электропривода от вращающего момента нагрузки при изменении нагрузки генератора являются практически линейными; по сравнению с асинхронным двигателем жесткость рабочих участков механических характеристик уменьшается с уменьшением момента нагрузки генератора M_{gen} .

Эта особенность приводит к расширению области применения электропривода: при жестких механических характеристиках электропривод может применяться для привода станков и различных механизмов; при мягких механических характеристиках – на транспорте и в подъемных установках в качестве тяговых двигателей.

Вывод. В ходе исследований с целью регулирования частоты вращения выходного вала электропривода предложена структура электропривода с дифференциальным торможением.

Математическая модель электропривода выявила возможность управления его выходной частотой. В результате анализа математической модели предложена методика управления электроприводом с дифференциальным торможением путем изменения нагрузки генератора.

Модель функционирования электропривода позволила провести имитационные эксперименты. Анализ экспериментальных данных показал, что изменение момента нагрузки генератора на втором выходном валу дифференциала электропривода влияет на его основные характеристики: частоту вращения при требуемом моменте нагрузки и начальный пусковой момент. Изменение жесткости механических характеристик электропривода позволяет расширить область его применения благодаря возможности использования в технологическом оборудовании с различными характеристиками.

Список литературы

1. Особенности экстремальных электромеханических систем автоматического управления и задача энергосбережения / Н. Г. Попович, Н. В. Печеник, А. В. Ковальчук, О. И. Киселичник // Электротехника. – 2003. – № 3. – С. 12-17.
2. Васин, В. М. Электрический привод / В. М. Васин. – М.: «Высшая школа», 1984. – 231 с.
3. Самарский, А. А. Математическое моделирование. Идеи. Методы. Примеры / А. А. Самарский, А. П. Михайлов. 2-е изд., испр. – М.: Физматлит, 2001. – 316 с.
4. Справочник по электрическим машинам: В 2 т./ Под общ. ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
5. Поздеев, А. Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах: монография / А. Д. Поздеев. – Чебоксары: Издательство Чуваш.ун-та, 1998. – 172 с.
6. Шрейнер, Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитриенко. – Кишинев: «Штиинца», 1982. – 223 с.
7. Яворский, Б. М. Справочник по физике: для инженеров и студентов вузов / Б. М. Яворский, А. А. Детлаф, А. К. Лебедев. 8-е изд., перераб. и испр. – М.: Оникс; Мир и Образование, 2008. – 1056 с.
8. Пат. 88485 Российская Федерация, МПК7 Н 02Р 1/26. Система управления тиристорной станцией управления асинхронным двигателем / А. Б. Савиных, Л. А. Стешина, Т. С. Буканова; заявители и патен-

тообладатели А. Б. Савиных, Л. А. Стешина, Т. С. Буканова. – № 2009118792/22; заявл. 18.05.2009 ; опубл. 10.11.2009, Бюл. № 31 . – 2 с.

9. Буканова, Т. С. Синтез энергосберегающих приводов технологических машин / Т. С. Буканова, А. Б. Савиных, Л. А. Стешина // Вестник ТулГУ. Автоматизация: проблемы, идеи, решения. Часть 2. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2009. – С.103-108.

10. Фигаро, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фигаро, Л. М. Павлячик. – Мн.: Техноперспектива, 2006. – 363 с.

11. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.

Статья поступила в редакцию 15.06.10.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» («У.М.Н.И.К.»), государственный контракт № 6538р/9098, №7688/11198 «Разработка новых наукоемких приборов, техники и технологии в области машиностроения и электроники».

T. S. Bukanova, A. B. Savinyh

STRUCTURE AND CHARACTERISTICS OF ELECTRIC DRIVE WITH DIFFERENTIAL BRAKING

The structure of the asynchronous electric drive with differential braking and the technique of the electric drive control providing the regulation of rotation frequency of the outlet axle are suggested. The mathematical model of the electric drive and the results of simulation allowing us to estimate the mechanical characteristics of the electric drive are presented.

Key words: *electric drive with differential braking, technique of electric drive control, mathematical model, simulation model, mechanical characteristics.*

БУКАНОВА Татьяна Сергеевна – аспирант кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств МарГТУ. Область научных интересов – разработка и исследование систем управления современным электроприводным оборудованием. Автор 10 публикаций.

E-mail: bukanova-tc@yandex.ru

САВИНЫХ Анатолий Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств МарГТУ. Область научных интересов – синтез и анализ систем управления с использованием современных синергетических подходов. Автор более 70 публикаций.

E-mail: kppevs@marstu.net

УДК 612.84.001.57

Т. А. Лежнина, В. В. Роженцов

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ЗРЕНИЯ ПО ЧАСТОТЕ СВЕТОВЫХ МЕЛЬКАНИЙ

Предложена модель разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий в виде полосового фильтра. Приведены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: зрительная система, частота световых мельканий, разрешающая способность, модель, полосовой фильтр.

Введение. Уникальность организации зрительной системы обуславливает интерес к ней не только физиологов и офтальмологов, но и специалистов в области технических наук. Это определяется необходимостью получения новых данных о процессах зрительного восприятия для решения многочисленных прикладных задач создания современных человеко-машинных систем, устройств ввода/вывода и отображения информации. Один из возможных методов исследования зрительной системы, позволяющий получить данные о процессах переработки зрительной информации, – математическое моделирование.

Ранее отмечалось [1], что зрительная система воспринимает частоты световых мельканий в среднем от 0 до 50 Гц, причем верхней граничной частотой является критическая частота световых мельканий (КЧСМ). В этом диапазоне частот разрешающая способность зрения по частоте световых мельканий (РСЧСМ) может быть определена относительно любой заданной начальной частоты $F_{НАЧ}$ путем определения порога различения ΔF двух ближайших частот – «верхней» F_B и «нижней» F_H ($\Delta F = F_B - F_H$), как показано на рис. 1. При этом частоты световых мельканий между «верхней» F_B и «нижней» F_H частотами, то есть внутри полосы частот от F_B до F_H , не различаются.

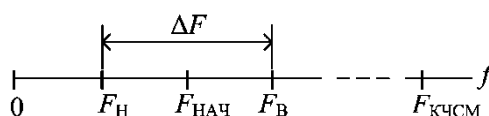


Рис. 1. Иллюстрация к понятию РСЧСМ

Цель работы – разработка модели разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий.

Модель РСЧСМ. В настоящее время известно значительное количество моделей зрительной системы в целом и отдельных ее подсистем, моделей восприятия и переработки зрительной информации. При этом все модели узконаправленны и работают исключительно в рамках поставленных задач, что объясняется, в первую очередь, сложностью структурной организации зрительной системы и разнообразием предъявляемых зрительных стимулов. Это модель А.В. Луизова [2], предложившего рассматривать процесс развития зрительного впечатления по аналогии с движением тела в вязкой среде, модель Н.Н. Красильникова и Ю.Е. Шелепина [3] инерционных свойств зрительной системы в условиях наблюдения короткой вспышки света, модели зрения на основе концепции «черного ящика» [4] и др.

Имеющееся сходство в работе зрительной системы по различению частот световых мельканий и полосового фильтра (ПФ) дает возможность в качестве модели РСЧСМ выбрать идеальный ПФ, при этом значение РСЧСМ ΔF интерпретируется как ширина полосы пропускания ПФ (рис. 2).

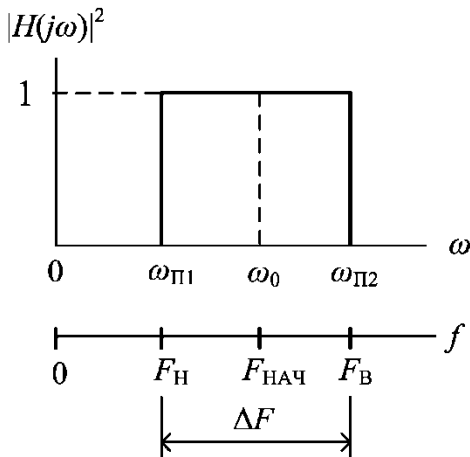


Рис. 2. Модель РСЧСМ как идеальный ПФ (ω_0 – средняя геометрическая частота ПФ)

рис. 3, а, для представления экспериментальных данных, получаемых в серии оценок, подходит кусочно-линейная аппроксимация, приведенная на рис. 3, б.

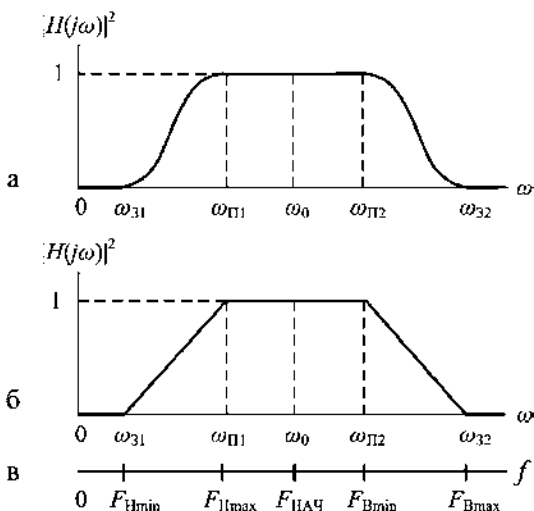


Рис. 3. Модель РСЧСМ как реальный ПФ: а – АЧХ реального ПФ; б – кусочно-линейная аппроксимация АЧХ реального ПФ; в – вариационный ряд значений РСЧСМ по оси циклической частоты

Если представить значения РСЧСМ, полученные испытуемым в результате серии измерений, в виде вариационного ряда по оси циклической частоты (рис. 3, в), то с точки зрения фильтровой модели наименьшее значение РСЧСМ из этого ряда $\Delta F_{\min}$ можно интерпретировать как полосу пропускания ПФ:

$$\Delta F_{\min} = F_{\text{Вmin}} - F_{\text{Нmax}}, \quad (3)$$

Аналитически квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) такого фильтра имеет вид:

$$|H(j\omega)|^2 = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega \leq \omega_{\Pi1}; \\ 1, & \omega_{\Pi1} < \omega < \omega_{\Pi2}; \\ 0, & \omega \geq \omega_{\Pi2}. \end{cases} \quad (1)$$

где ω – круговая частота; $\omega_{\Pi1}$ – нижняя граничная частота полосы пропускания ПФ; $\omega_{\Pi2}$ – верхняя граничная частота полосы пропускания ПФ.

Данная модель идеального ПФ дает физическую интерпретацию одного измерения РСЧСМ или среднеарифметического значения в серии измерений. Для отображения варибельности экспериментальных данных применима модель РСЧСМ в виде реального ПФ с АЧХ, приведенной на

рис. 3, а, для представления экспериментальных данных, получаемых в серии оценок, подходит кусочно-линейная аппроксимация, приведенная на рис. 3, б.

Аналитически квадрат АЧХ фильтра, представленного на рис. 3, б, имеет вид:

$$|H(j\omega)|^2 = \begin{cases} 0, & 0 \leq \omega \leq \omega_{31}; \\ \omega/(\omega_{\Pi1} - \omega_{31}) - \omega_{31}/(\omega_{\Pi1} - \omega_{31}), & \omega_{31} < \omega < \omega_{\Pi1}; \\ 1, & \omega_{\Pi1} \leq \omega \leq \omega_{\Pi2}; \\ \omega_{32}/(\omega_{32} - \omega_{\Pi2}) - \omega/(\omega_{32} - \omega_{\Pi2}), & \omega_{\Pi2} < \omega < \omega_{32}; \\ 0, & \omega \geq \omega_{32}. \end{cases} \quad (2)$$

где ω – круговая частота; ω_{31} – нижняя граничная частота полосы задерживания фильтра; $\omega_{\Pi1}$ – нижняя граничная частота полосы пропускания фильтра; ω_{32} – верхняя граничная частота полосы задерживания фильтра; $\omega_{\Pi2}$ – верхняя граничная частота полосы пропускания фильтра.

внутри которой две частоты световых мельканий не различаются, а наибольшее значение РСЧСМ $\Delta F_{\max}$ – как полосу, включающую в себя полосу пропускания и две симметричные переходные полосы ПФ:

$$\Delta F_{\max} = F_{B\max} - F_{H\min}. \quad (4)$$

Средняя геометрическая частота полосового фильтра ω_0 интерпретируется как начальная частота $F_{\text{НАЧ}}$ световых мельканий, относительно которой измеряются значения РСЧСМ.

Для аппроксимации АЧХ реального ПФ авторами использованы полиномы Баттерворта и Чебышева, как имеющие наиболее простые аналитические зависимости. При использовании полинома Баттерворта [5]

$$B_n = \omega^n, \quad (5)$$

где ω – круговая частота, функция аппроксимации АЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ) описывается выражениями [6]:

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \Omega_{\Pi}^{2n}}; \quad (6)$$

$$A(\Omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon^2 \Omega_{\Pi}^{2n}), \quad (7)$$

где $|H(j\Omega)|^2$ – квадрат АЧХ реального фильтра; $\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 A_{\max}} - 1}$ – коэффициент неравномерности ослабления в полосе пропускания фильтра; $A_{\max}$ – максимальное рабочее ослабление в полосе пропускания; $\Omega_{\Pi} = \omega / \omega_{\Pi}$ – нормированная частота; ω_{Π} – граничная частота полосы пропускания фильтра; $A(\Omega)$ – рабочее ослабление фильтра, дБ; n – порядок фильтра.

При использовании полинома Чебышева n -го порядка [5]

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \Omega), & |\Omega| \leq 1; \\ \operatorname{ch}(n \operatorname{Arch} \Omega), & |\Omega| > 1, \end{cases} \quad (8)$$

функция аппроксимации АЧХ ФНЧ описывается выражениями [6]:

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega_{\Pi})}; \quad (9)$$

$$A(\Omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega_{\Pi})], \quad (10)$$

где $T_n(\Omega_{\Pi})$ – полином Чебышева n -го порядка.

Крутизна частотных характеристик, описываемых формулами (6) и (9), определяется порядками фильтров n , вычисляемыми по формулам [7]:

$$n_{\text{бат}} \geq \frac{\lg\left(\frac{10^{0,1 A_{\min}} - 1}{\varepsilon^2}\right)}{2 \lg \Omega_3}, \quad (11)$$

$$n_{\text{чеб}} \geq \frac{\operatorname{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1 A_{\min}} - 1}{\varepsilon^2}}}{\operatorname{Arch} \Omega_3}, \quad (12)$$

где $n_{\text{бат}}$ – порядок фильтра Баттерворта, $n_{\text{чеб}}$ – порядок фильтра Чебышева, $A_{\min}$ – минимальное рабочее ослабление в полосе задерживания; $\Omega_3 = \omega / \omega_3$ – нормированная частота; ω_3 – граничная частота полосы задерживания.

Формулы (6) и (7) для характеристик полиномиального ФНЧ Баттерворта и формулы (9) и (10) для частотных характеристик ФНЧ Чебышева справедливы и для соответствующих полиномиальных ПФ с симметричными характеристиками ослабления, если применить преобразование частоты по известным правилам и произвести замену переменной [8]:

$$\omega_{\text{ФНЧ}} = \omega_0 \left(\frac{\omega_{\text{ПФ}}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{\text{ПФ}}} \right), \quad (13)$$

где индексы «ФНЧ» и «ПФ» соответствуют фильтру нижних частот и полосовому фильтру.

Тогда выражение для нормированной частоты ПФ примет вид [8]:

$$\Omega = \frac{\omega_0}{\omega_{\text{П2}} - \omega_{\text{П1}}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (14)$$

где $\omega_0 = \sqrt{\omega_{31} \cdot \omega_{32}} = \sqrt{\omega_{\text{П1}} \cdot \omega_{\text{П2}}}$ – средняя геометрическая частота ПФ; ω_{32} и ω_{31} – соответственно верхняя и нижняя граничные частоты полосы задерживания ПФ; $\omega_{\text{П2}}$ и $\omega_{\text{П1}}$ – соответственно верхняя и нижняя граничные частоты полосы пропускания ПФ; ω – круговая частота, относящаяся к шкале частот ПФ.

Порядки полиномиальных ПФ Баттерворта и Чебышева вычисляются по формулам (11) и (12), в которых нормированная частота Ω_3 ПФ вычисляется по формуле [6]:

$$\Omega_3 = \frac{\omega_{32} - \omega_{31}}{\omega_{\text{П2}} - \omega_{\text{П1}}}. \quad (15)$$

Порядок фильтра n является количественной оценкой вариационного размаха значений ДЧСМ конкретного испытуемого в данный момент времени.

Результаты исследований. В обследовании приняли участие 15 предварительно обученных испытуемых в возрасте от 18 до 23 лет с нормальным или скорректированным зрением, которые выполнили серии из 13 измерений РСЧСМ на начальных частотах 5; 10; 15; 20; 25; 30; 35 Гц. Первые три результата каждой серии в соответствии с рекомендациями [9] из анализа и обработки исключались.

Измерения выполнялись бинокулярно в помещении, оборудованном в соответствии с требованиями СНИП 23–05–95 [10] в первой половине дня с 9 до 12 часов. Излучателем служил светодиод желтого цвета диаметром 5 мм с силой света 3 мкд, размещаемый в районе ближней точки ясного видения. Формирование предъявляемых частот световых мельканий, их изменение и измерение РСЧСМ выполнялось с использованием ПЭВМ Pentium III.

На основе экспериментальных данных для каждого испытуемого построены АЧХ фильтров, моделирующих РСЧСМ, и вычислены порядки фильтров Баттерворта и Чебышева.

Для проверки приближения полиномиальных кривых к кусочно-линейной характеристике на участке спада АЧХ от 1 до 0 рассчитаны оценки точности δ^2 в конечном числе точек $F_1, \dots, F_k$, как наименьшие суммы квадратов отклонений по формуле [8]:

$$\delta^2 = \sum_{i=1}^k [H_A(F_i) - H_{\text{кл}}(F_i)]^2, \quad (16)$$

где $H_A(F_i)$ – значение аппроксимирующей АЧХ в точке F_i ; $H_{\text{кл}}(F_i)$ – значение кусочно-линейной АЧХ в точке F_i .

Для сравнения оценок точности аппроксимации полиномом Баттерворта и полиномом Чебышева по группе испытуемых вычислены среднеарифметические значения оценок точности δ^2 для обеих аппроксимирующих функций. Результаты вычислений в виде диаграммы приведены на рис. 4.

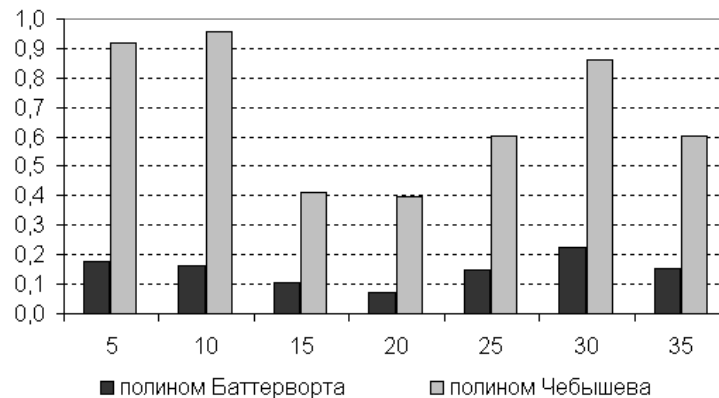


Рис. 4. Сравнение оценок точности аппроксимации полиномами Баттерворта и Чебышева по оси абсцисс – начальные частоты, Гц; по оси ординат – среднеарифметические значения оценок точности аппроксимации полиномами Баттерворта и Чебышева

Анализ результатов расчета оценок точности аппроксимации показал, что аппроксимация точнее полиномом Баттерворта.

Выводы. Предложена модель разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий в виде полосового фильтра. Порядок фильтра является количественной оценкой вариационного размаха значений РСЧСМ конкретного испытуемого в данный момент времени. По результатам экспериментальных исследований точность аппроксимации линейного участка спада амплитудно-частотной характеристики фильтра при использовании полиномов Чебышева и Баттерворта выше для полинома Баттерворта.

Список литературы

1. Роженцов, В. В. Способ определения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / В. В. Роженцов, Т. А. Лежнина // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2009. – № 3. – С. 23-27.
2. Луизов, А. В. Глаз и свет / А. В. Луизов. – Л.: Энергия, 1983. – 140 с.
3. Красильников, Н. Н. Моделирование инерционных свойств зрительной системы / Н. Н. Красильников // Сенсорные системы. – 1999. – Т. 13. – № 1. – С. 56-61.
4. Луизов, А. В. Инерция зрения / А. В. Луизов. – М.-Л.: Оборонгиз, 1961. – 249 с.
5. Херреро, Д. Л. Синтез фильтров: пер. с англ. / Д. Л. Херреро, Г. Уиллонер; под ред. И. С. Гоноровского. – М.: Сов. радио, 1971. – 232 с.
6. Современная теория фильтров и их проектирование: пер. с англ. / под ред. Г. Темеша, С. Митра. – М.: Мир, 1977. – 560 с.
7. Бакалов, В. П. Основы теории электрических цепей и электроники / В. П. Бакалов, А. Н. Игнатов, И. Б. Крук. – М.: Радио и связь, 1989. – 528 с.
8. Белецкий, А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей / А. Ф. Белецкий. – М.: Связь, 1967. – 608 с.
9. Методы и портативная аппаратура для исследования индивидуально-психологических различий человека / Н. М. Пейсахов, А. П. Кашин, Г. Г. Баранов и др.; под ред. В. М. Шадрина. – Казань: Изд-во Казанск. ун-та, 1976. – 238 с.
10. СНиП 23-05-95. Естественное и искусственное освещение. Строительные нормы и правила Российской Федерации. – М.: Изд-во стандартов, 1995. – 30 с.

Статья поступила в редакцию 18.05.11.

T. A. Lezhnina, V. V. Rozhentsov

**MODELING OF EYESIGHT RESOLUTION REGARDING
LIGHT FLICKER FREQUENCY**

The model of the eyesight resolution regarding light flicker frequency in the form of a band filter is suggested. The results of experimental studies are presented.

Key words: *visual system, flicker frequency, eyesight resolution, model, band filter.*

ЛЕЖНИНА Татьяна Александровна – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств МарГТУ. Область научных интересов – методы и программно-технические средства исследования временных параметров зрительной системы человека. Автор 80 публикаций.

E-mail: LezhninaTA@marstu.net

РОЖЕНЦОВ Валерий Витальевич – доктор технических наук, профессор кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств МарГТУ. Область научных интересов – методы и средства исследования функционального состояния человека, адаптации к внешним воздействиям. Автор 275 публикаций.

E-mail: RozhentsovVV@marstu.net

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 621.37

XXIII ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН»

С 23 по 26 мая 2011 года в г.Йошкар-Оле в Марийском государственном техническом университете на территории ЛОК «Лесная сказка» прошла XXIII Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн». Данная конференция имеет 70-летнюю традицию и проводится раз в три года в центральных городах России, в ней принимают участие крупнейшие научные центры России и ближнего зарубежья.

Организаторами конференции выступили Российская академия наук (РАН), Научный совет РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн», Научный совет РАН по комплексной проблеме «Физика солнечно-земных связей», Институт радиотехники и электроники РАН, Марийский государственный технический университет, Московский физико-технический институт и Российский новый университет. Конференция проводилась при организационно-финансовой поддержке Российской академии наук, Министерства образования и науки РФ, Российского фонда фундаментальных исследований, Национального комитета URSI, Российской секции IEEE, Объединенного физического общества РФ, Правительства Республики Марий Эл.

В работе конференции приняло участие 163 ученых, из них 78 молодых ученых, представляющих крупные научные центры: МарГТУ, РосНОУ, МФТИ, МГУ, ИПГ, ИСЗФ СО РАН, ИОА СО РАН, НИРФИ, ИРЭ РАН, ИЗМИРАН, СПбГУ, ВГИ, НПО «ЛЭМЗ», ВКА, ГУ ЦАУ, УГМАВ, МЭИ(ТУ), НПО «Тайфун», КФУ, ИГУ, БНЦ СО РАН, МТУСИ, ФИРЭ РАН, ПРАО АКЦ ФИАН, ФИАН, РГУ им. И.Канта, ПГИ КНЦ РАН, ЮФУ, ИКР ДВО РАН, ИМКЭП СО РАН, Лаборатория Солнечно-Земной Среды (Япония), ЦНИИМАШ, ЦУП РКК «Энергия», ЗО ИЗМИРАН, КГЭУ, ИИ НАН и МОН (Украина), ХНУ (Украина), Колорадский университет (Боулдер, США), Институт ионосферы (Казахстан), ИКФИА СО РАН, НИ ИрГТУ, ТУСУР, ООО НАВИС-Украина, Институт геофизики ВАНТ, ИПФ РАН, ИАПУ ДВО РАН, СВФУ, ИДГ РАН, ФГУП НПП «Полет», ННГУ, LPCE/CNRS (Франция), РЦР МЧС РТ, КМУ, ИПРЭК СО РАН, НАУ «ХАИ» (Украина), ОКБ – Планета, НУ ПЭ, Центр исследования Земли (GFZ) г. Потсдам (Германия), Национальный центр университет г. Чунг-Ли (Тайланд), ВГАВТ, НГТУ, ИЗК СО РАН, РГАУ, МГТУ ГА, МИ ВлГУ, Университет г. Хельсинки, Институт физики Морская академия г. Щецин (Польша), АГУ, ИГУ, ФНПЦ НИИИС. Работа конференции состояла из трех пленарных и 16 секционных заседаний. На пленарных заседаниях было заслушано 20 докладов о последних достижениях ведущих научных школ РФ в области распространения радиоволн.



На конференции работали секции:

«Дистанционное зондирование верхней атмосферы и космического пространства» – председатель д-р физ.-мат. наук, профессор Смирнов В. М.

«Распространение КВ-радиоволн и ионосфера» – председатели д-р физ.-мат. наук, профессор Деминов М. Г. и д-р физ.-мат. наук, профессор Рябова Н. В.

«Распространение радиоволн метрового – субмиллиметрового диапазонов в тропосфере и урбанизированных средах» – председатели член-корр. РАН Потехин А. П., д-р физ.-мат. наук, профессор Агарышев А. И., канд. техн. наук, профессор Павельев А. Г.

«Распространение оптических волн в атмосфере и лазерное зондирование природных сред» – председатель д-р физ.-мат. наук, профессор Матвиенко Г. Г.

«Распространение километровых и более длинных радиоволн» – председатель д-р физ.-мат. наук, профессор Бисярин М. А.

«Распространение мощных радиоволн» – председатель д-р физ.-мат. наук, профессор Фролов В. Л.

«Физические проблемы радиолокации и радиосвязи» – председатели д-р физ.-мат. наук, профессор Дмитриев А. С. и д-р физ.-мат. наук, профессор Пермяков В. А.

«Дистанционное зондирование атмосферы и земных покровов. Радиометеорология» – председатели д-р физ.-мат. наук, профессор Щукин Г. Г. и д-р физ.-мат. наук, профессор Кутуза Б. Г.

«Математическое моделирование проблем электродинамики и распространения радиоволн» – председатели д-р физ.-мат. наук, профессор Крюковский А. С., д-р физ.-мат. наук, профессор Анятин А. П., д-р физ.-мат. наук, профессор Иванов Д. В.

Конференция отметила, что за последние три года был получен целый ряд новых научных результатов. Конференция считала, что:

а) достигнут существенный прогресс в создании цифровых ионозондов, использующих сложные сигналы, на основе современных программно-аппаратных средств (ИСЗФ СО РАН, МарГТУ), которые могут быть рекомендованы как элемент системного мониторинга ионосферы;

б) введение новых методов (томография, радиопросвечивание, транзионосферное зондирование с помощью ГЛОНАСС и др.) в сочетании с традиционными методами исследования бортовыми и наземными ионозондами позволяет не только получать новые знания об околоземном космическом пространстве, но и решать ряд важных прикладных задач в интересах общей безопасности России (ИЗМИРАН, ИРЭ РАН, МГУ, ИПГ, МФТИ, МарГТУ, КФУ, ИСЗФ СО РАН, ЮФУ, КГЭУ);

в) необходимо существенно ускорить развитие комплексов (бортовых и наземных) радиовидения поверхности Земли, атмосферы и околоземного космического пространства;

г) необходимо разработать цифровой аппаратно-независимый формат представления данных мониторинга для создания единого информационного пространства страны;

д) необходимо отметить важность инициативы ИПГ по созданию Московского центра мониторинга ионосферы (ИРЭ РАН, ИЗМИРАН, ИПГ) и рекомендовать ИПГ рассмотреть возможность создания сети подобных центров на территории России. В связи с важностью программы считать целесообразным поручить бюро Научного совета РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн» рассмотреть подробнее эту программу на своем расширенном заседании с привлечением специалистов заинтересованных организаций (в том числе РАН, Минобрнауки, Роскосмоса, ЦНИИ-МАШ, Росгидромет) и с учетом альтернативных предложений;

е) необходимо расширить фундаментальные исследования в области теории распространения радиоволн, поскольку получаемые в этой области фундаментальные результаты несут значительный потенциал практических применений;

ж) в настоящее время состояние стенда «Сура» требует проведения срочного капитального ремонта его антенно-фидерной системы;

з) применение многопараметрических доплеровских радиолокаторов с поляризационной селекцией сигнала и встроенным пассивным каналом повысит эффективность штормоповещений и безопасность воздушных перевозок;

и) необходимо усовершенствование методов восстановления метеорологических характеристик атмосферы на основе комплексного применения средств активной и пассивной радиолокации;

к) необходимо поддержать ориентацию научных исследований на современные тенденции междисциплинарных подходов;

л) следует приветствовать доклады, в которых используются методы компьютерного моделирования и визуализации научных результатов;

м) в работе конференции принимают активное участие студенты, аспиранты и молодые ученые, поэтому необходимо усилить поддержку научной молодежи, в частности, проводить конкурс докладов молодых ученых.

Конференция рекомендовала:

1) Роскосмосу, Роскомгидромету и другим организациям провести отбор и включить экспериментальные и теоретические работы, ориентированные на развитие методов и средств радиовидения околоземного пространства, в Федеральные целевые программы: ГЛОНАСС, другие федеральные программы;

2) поддержать развитие кластеров крупных инструментов, позволяющих реализовать интерференционный подход к обработке данных зондирования в разных диапазонах электромагнитных волн (ИСЗФ СО РАН, КФУ, ЮФУ, МарГТУ, ИЗМИРАН, ИПГ);

3) Роскосмосу, Росгидромету и МЧС внедрение методов радиовидения околоземного космического пространства (включая радиолокационные методы, СЧВ-радиометрию, применение системы ГЛОНАСС и других глобальных навигационных спутниковых систем) и усвоение этих данных в численных моделях с целью краткосрочного и сверхкраткосрочного прогноза метеоситуации и стихийных бедствий;

4) провести в 2012 (2013) году очередной Суздальский симпозиум.

Конференция отметила высокий уровень организации ее работы и выразила глубокую благодарность руководству Марийского государственного технического университета, оргкомитету и лично проректору по научной работе и инновационной деятельности Владимиру Алексеевичу Иванову.

Следующая, XXIV конференции «Распространение радиоволн» пройдет в г. Иркутске в 2014 году.

Д. В. Иванов

Статья поступила в редакцию 08.06.11.

D. V. Ivanov

XXIII ALL-RUSSIAN SCIENTIFIC CONFERENCE «RADIO WAVE PROPAGATION»

From the 23rd to the 26th of May, 2011 XXIII All-Russian scientific conference «Radio wave propagation» was held at Mari State Technical University in Yoshkar-Ola on the territory of the resort «Forest Fairy Tale». This conference has a 70-year-old tradition and it takes place in central cities of Russia every three years. Major scientific centers of Russia and neighboring foreign countries take part in the conference.

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Автор более 100 публикаций.

E-mail: IvanovDV@marstu.net

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

Редакция журнала «Вестник Марийского государственного технического университета» принимает к публикации статьи, соответствующие профилю издания, объемом не более 15 страниц, включая рисунки.

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты завершенных исследований автора, ранее не публиковавшихся.

К печати принимаются материалы, которые не опубликованы и не переданы в другие редакции. Рукописи проходят обязательное рецензирование. В «Вестнике» печатаются только статьи, получившие положительные рецензии.

Отклоненные в результате рецензирования материалы возвращаются в одном экземпляре (с приложением копии рецензии).

Требования к оригиналам предоставляемых работ

Структура научной статьи

1. Аннотация (3-4 предложения), ключевые слова.
2. Введение (оценка состояния вопроса, основанная на обзоре литературы с мотивацией актуальности; выявленное противоречие, позволяющее сформулировать проблемную ситуацию).
3. Цель работы, направленная на преодоление проблемной ситуации (1-2 предложения).
4. Решаемые задачи, направленные на достижение цели.
5. Математическое, аналитическое или иное моделирование.
6. Техника эксперимента и методика обработки или изложение иных полученных результатов.
7. Интерпретация результатов или их анализ.
8. Выводы, отражающие новизну полученных результатов, показывающих, что цель, поставленная в работе, достигнута.

Требования к оформлению статьи

Статья должна быть предоставлена в электронном виде и компьютерной распечатке (2 экз.) на бумаге формата А4. Шрифт Times New Roman, размер шрифта 12 пт, межстрочный интервал одинарный. Поля: внутри – 2 см, верхнее, нижнее, снаружи – 3 см (зеркальные поля), абзацный отступ первой строки на 0,75 см.

На первой странице статьи слева печатается УДК (размер шрифта 12 пт, прямой, светлый) без отступа. Ниже, справа – инициалы, фамилия автора (размер шрифта 14 пт, курсив, полужирный). Ниже, по центру – название статьи (размер шрифта 14 пт, прямой, полужирный, прописной).

Далее размещается аннотация (выравнивание по ширине, размер шрифта 12 пт, курсив, отступ слева и справа 1 см). Аналогично оформляются ключевые слова. Аннотация и ключевые слова статьи предоставляются на **русском и английском языках**.

Рисунки, графики, таблицы должны иметь нумерационный и тематический заголовки (размер шрифта 10 пт, заголовки полужирным, по центру).

Таблицы и рисунки должны быть вставлены в текст после абзацев, содержащих ссылку на них.

Размеры иллюстраций не должны превышать размеров текстового поля (не более 15 см).

Список литературы оформляется согласно порядку ссылок в тексте (где они указываются в квадратных скобках) и обязательно в соответствии с ГОСТ 7.1-2003.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Статья должна быть подписана автором. После подписи автора и даты указываются его фамилия, имя, отчество (полностью), место работы, ученая степень, должность, область научных интересов, количество опубликованных работ, телефон, e-mail, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- рекомендация кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы, не соответствующие вышеуказанным требованиям, не рассматриваются.

Адрес для переписки: 424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина 3, МарГТУ,
редакция журнала «Вестник МарГТУ», **e-mail:** vestnik@marstu.net

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Подробнее – на сайте МарГТУ: <http://www.marstu.net>

Подписка на журнал осуществляется по «Объединенному каталогу. Пресса России. Газеты и Журналы» (подписной индекс **42916**, тематический указатель: Научно-технические издания. Известия РАН. Известия вузов).