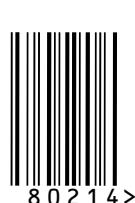


ISSN 2307-1303

выпуск 2, 2014



9 772307 130308



Электронный научный журнал

Информационные технологии и телекоммуникации

электронный научный журнал, выпуск 2 за 2014 год

Учредитель и издатель федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Settler and publisher Federal State Educational Budget-Financed Institution of Higher Vocational Education «The Bonch-Bruevich Saint - Petersburg State University of Telecommunications»

Адрес учредителя, издателя и редакции: 193232, Россия , С.-Петербург, пр. Большевиков д.22, корп.1, e-mail: telecomsut@gmail.com

Address of the Settler and Publisher, Editorial Office: 193232, Russia, St-Petersburg, Prospekt Bolshevikov 22 - 1, e-mail: telecomsut@gmail.com

Электронное представительство журнала - Electronic representative of the Journal
www.itt.sut.ru

Журнал зарегистрирован в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ)
The Journal is included in Russian Index of Scientific Quotation (RINTS)

Журнал имеет институт рецензирования. The Journal has review institute

**Журнал распространяется через электронное представительство без ограничений
и по адресно-целевой подписке через редакцию**

**The Journal is distributed by subscription through the editorial and electronic representative
Электронное издание. Цена свободная - On-line magazin. Free price**

Редакция

Главный редактор
С. В. Бачевский, д-р техн. наук, профессор

Заместитель главного редактора
С. М. Доценко, д-р техн. наук, профессор

Научный редактор
А. Г. Владыко, канд. техн. наук

Ответственный секретарь Л. М. Минаков

Редактирование, корректура, верстка
Е. А. Анисевич, канд. техн. наук,
Е. М. Анисевич

IT сопровождение журнала Л. М. Минаков

Editorial Office

Editor-In-chief
S. Bachevsky, Professor, Dr. Of Science, (Eng-ing)

Deputy Editor-In-chief
S. Dotsenko, Professor, Dr. Of Science, (Eng-ing)

CEO & Science Editor
A. Vladko, Cand. Of Science, (Eng-ing)

COO & Formation of a portfolio of publications
L. Minakov

Literary editing, proofreading, page proofs by Anikevich
E., Cand. Of Science, (Eng-ing), Anikevich E.

IT support by L. Minakov

Минимальные системные требования для просмотра сайта www.itt.sut.ru

Тип компьютера, процессор, сопроцессор, частота: Pentium IV и выше / аналогичное; оперативная память (RAM): 256 Мб и выше; необходимо на винчестере: не менее 64 Мб; MacOS, Windows (XP, Vista, 7, 8) / аналогичное; видеосистема: встроенная; дополнительное ПО: Adobe Reader версия от 7.X или аналогичное. Защита от незаконного распространения: реализуется встроенным средствами Adobe Acrobat.

СОДЕРЖАНИЕ

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Баскин Л. М., Mkrtchyan P. Z., Шаркова Н. М. Природа низких пороговых полей при автоэмиссии широкозонных полупроводниковых катодов	4
Дорт-Гольц А. А. Анализ эффективности методов краткосрочного прогнозирования сетевого трафика	12
Рогозинский Г. Г., Щекочихин А. В. Модель распределенной системы генерации аудиоконтента на основе эволюционных алгоритмов	20

СЕТИ СВЯЗИ

Агафонов С. Ю., Волгушев Д. Б. Влияние количества используемых точек доступа на точность определения местоположения мобильного объекта	27
Аль-Наггар Я. М. Методы нечеткой логики для кластеризации во всепроникающих сенсорных сетях	34
Arthur D. K. Analysis of different scheduling mechanisms in WiMAX	42

АНТЕННЫ И СВЧ-УСТРОЙСТВА

Максимов А. П., Фаиз Салех Авгари, Кубалова А. Р. Синтез и моделирование микрополосковых ступенчатых эллиптических фильтров с резонаторами одинаковой электрической длины	51
---	----

РАДИОТЕХНИКА

Борисов Е. Г., Голод О. С. Коррелятор с дискретным управлением	58
---	----

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 537.533.2

Л. М. Баскин, П. З. Мкртычян

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Н. М. Шаркова

Санкт-Петербургский государственный университет

ПРИРОДА НИЗКИХ ПОРОГОВЫХ ПОЛЕЙ ПРИ АВТОЭМИССИИ ШИРОКОЗОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КАТОДОВ

автоэмиссия, полевая эмиссия, полупроводники, диэлектрики, ловушечные состояния.

В настоящее время значительный интерес вызывает исследование полевой эмиссии из углеродных и алмазоподобных пленок, а также из систем содержащих фуллерены и нанотрубки [1]. Низковольтные ненакаливаемые катоды на основе таких структур могут найти широкое применение в электровакуумных приборах различного типа.

Основной особенностью полевой эмиссии в таких структурах являются аномально малые значения напряженности порогового электрического поля E_{tr} , при котором начинается эмиссия. Величина E_{tr} меняется в интервале (0.1 – 50) V/mcm [2], причем минимальные значения порогового поля характерны для мелкодисперсных структур. Эти величины на 3–4 порядка меньше, чем для острийных металлических катодов. Другой важной особенностью эмиссии является часто регистрируемая нелинейность вольтамперных характеристик (ВАХ) в координатах Фаулера-Нордгейма. Во многих случаях обнаружен сильный гистерезис, проявляющийся в зависимости вида ВАХ от того, возрастает ли анодное напряжение или убывает [3, 4]. Все эти особенности не являются специфическим для углеродных систем, а часто встречаются в эмиттерах, изготовленных из широкозонных полупроводников (CdS [4] и In₂O₃ [5]).

Подобие между эмиссионными свойствами различных материалов дает основание предположить существование общего механизма, ответственного за вышеупомянутые аномальные свойства. Основным является вопрос – почему поля инициирования эмиссии у широкозонных полупроводниковых структур столь малы? Сразу укажем, что на обычных

пленочных структурах, необходимое усиление поля (в $10^3 - 10^4$ раз) геометрический фактор обеспечить не может. Нереальными представляются и предположения об очень малой работе выхода (< 0.1 eV) этих материалов.

В основе большинства моделей полевой эмиссии, лежит предположение о пропорциональности поля на эмиссионной границе E_s анодному напряжению U_a . В [4] было замечено, что электроны, захваченные на глубокие ловушечные состояния, создают на поверхности электрическое поле эмиссионного знака. Поэтому предположение о том, что $E_s \sim U_a$ нарушается. Однако, объемный заряд, локализованный на ловушках, создает большой отрицательный потенциал на поверхности, так что в рамках этой модели остается необъясненным механизм транспорта электронов сквозь полупроводниковую пленку к эмиссионной границе.

В настоящей работе показано, что любые примесные структуры, обладающие дипольным моментом и локализованные под эмиссионной поверхностью, могут создавать поля эмиссионного знака в малых областях поверхности. Чтобы создать эмиттирующие поля, такие структуры должны иметь определенную ориентацию и быть локализованы на глубине $d \sim (0.2 - 1.0)$ nm. Локальная напряженность поля на эмиссионной границе в некоторых случаях может превышать 10^8 V/cm. Более того потенциал областей поверхности с большой напряженностью поля эмиссионного знака будет положительным, что обеспечивает эффективный перенос заряда из объема катода к поверхности в область сильных полей. В результате, на поверхности эмиттера создаются «окна прозрачности». В этих областях внешнее электрическое поле необходимо не столько для формирования барьера, сколько для транспорта электронов в эмиттере до эмиссионной границы и последующего движения в вакууме к аноду. Площадь окна прозрачности, создаваемого одним диполем, очень мала и составляет $0.02 - 0.1$ nm². Дипольные структуры, по нашему мнению, могут формироваться различными способами. Это могут быть обычные примесные молекулы с заметным дипольным моментом, локализованные в приповерхностной области. Не менее вероятным представляется организация диполей из ионизованных примесей и электронов, захваченных на глубокие ловушки.

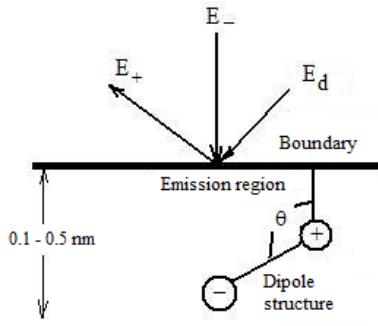


Рис. 1. Схема возникновения больших локальных эмиссионных полей за счет влияния дипольных структур

Причина возникновения области сильного локального поля показана на [рисунке 1](#). Если диполь ориентирован так, как представлено на рисунке, то потенциал поверхности в окне – положителен. Это обусловлено тем, что часть диполя с положительным зарядом расположена ближе к окну прозрачности, чем часть с отрицательным зарядом. Поэтому первое условие инициирования эмиссии выполняется. Напряженность электрического поля E_- в окне, созданная отрицательной частью диполя, направлена практически перпендикулярно к поверхности. Положительная часть диполя создает в окне поле E_+ почти касательное к поверхности. Результирующее поле диполя в вакууме E_d имеет нормальную компоненту эмиссионного знака. Заметим, что влияние подповерхностных структур на поле на границе возможно лишь в том случае, когда поле, создаваемое диполем, не экранируется, то есть, толщина слоя Дебая $L_D \gg d$. Именно поэтому все указанные эффекты возникают только в слабопроводящих катодах.

Значение потенциала, создаваемого дипольной структурой с координатами центра $(0,0,z_0)$, локализованной под поверхностью катода, вблизи поверхности катода в вакууме точке с (x,y,z) дается выражением

$$\Phi_d = -\frac{2Q}{1+\epsilon} \left\{ \frac{1}{[(x+l\sin\theta)^2 + y^2 + (z-z_0-l\cos\theta)^2]^{1/2}} - \frac{1}{[(x-l\sin\theta)^2 + y^2 + (z-z_0+l\cos\theta)^2]^{1/2}} \right\},$$

где l – расстояние между зарядами диполя;

ϵ – диэлектрическая постоянная;

θ – угол между положительным направлением оси z и вектором дипольного момента (в вакууме величина $z > 0$). Напряженность поля на эмиссионной границе $\vec{E}_d = -\nabla \Phi_d|_{z=0}$. Потенциал и поле, создаваемое совокупностью диполей, рассчитывается непосредственным суммированием соответствующих величин от каждого диполя. Как показывают рас-

четы, заметное влияние на поле на границе оказывают только диполи, локализованные в приповерхностной области толщиной меньшей 0.5 nm. Так как эта величина сравнима с периодом решетки, то, по-видимому, эффективная величина диэлектрической проницаемости несколько меньше статической величины. Все модельные расчеты проводились для следующих значений: $l=0.1$ nm, $\epsilon=2$. На рисунке 2а приведены графики распределения нормальной компоненты напряженности электрического поля, созданного диполем в окне прозрачности. Мы называем окном прозрачности область поверхности с положительным потенциалом, в которой величина $E_{d,z}$ имеет эмиссионный знак. На рисунке 2б приведены зависимости максимальной по пятну напряженности поля $E_{d,z \max}$ от угла ориентации диполя для трех различных значений z_0 . Легко видеть, что максимальная напряженность поля $E_{d,z \max}$ достигается в том случае, когда угол ориентации диполя θ составляет величину $\sim (120\text{--}130)^\circ$. Оптимальный угол слабо зависит от глубины залегания центра диполя z_0 . Максимальная напряженность в пятне резко зависит от z_0 . При малых z_0 величина $E_{d,z \max}$ может превышать 10^8 V/cm. Обращает на себя внимание то, что при оптимальных углах ориентации форма эмиссионного пятна имеет специфическую подковообразную форму. При высоких концентрациях диполей, когда имеется заметная вероятность близкого расположения параллельно ориентированных диполей, возможны еще большие значения напряженности поля $E_{d,z \max}$.

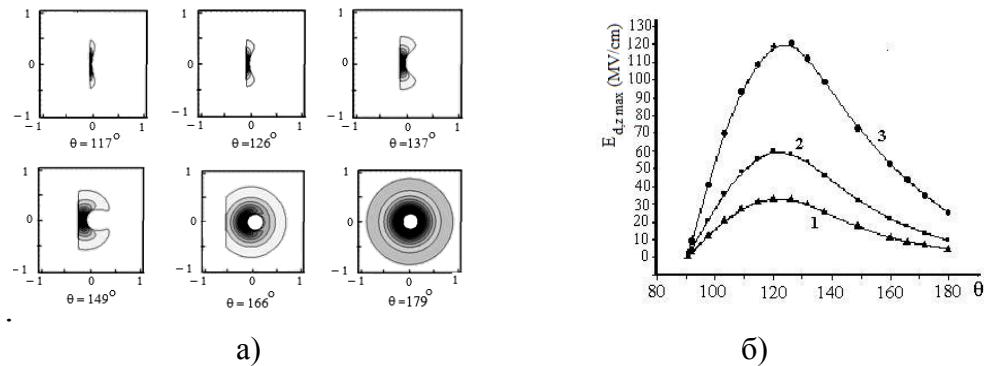


Рис. 2. *a* – Структура поля $E_{d,z}$ в области эмиссионного центра в зависимости от ориентации диполя. Расстояние от центра диполя до поверхности $z_0 = 0.15$ nm ; *б* – Зависимость максимальной напряженности $E_{d,z \max}$ электрического поля в пятне от угла диполя θ для трех расстояний от центра диполя до поверхности.

В работе выполнены достаточно грубые оценки величины эмиссионного тока. При этом предполагается, что поле E_s на эмиссионной гра-

нице со стороны вакуума складывается из поля дипольной структуры $E_{d,z}$ и внешнего анодного поля E_0

$$E_s(x,y) = E_{d,z}(x,y) + E_0.$$

Для расчета плотности эмиссионного тока используется классическое выражение Фаулера – Нордгейма. Ток пятна I определялся путем интегрирования плотности тока по площади S эмиссионного пятна: Полный ток с поверхности есть сумма токов пятен. Нами проведено вычисление полного тока J с участка поверхности, под которым на случайной глубине расположены произвольно ориентированные дипольные структуры. Работа выхода материала катода φ полагалась равной 4.5 eV. В приведенных расчетах число диполей составляло $2 \cdot 10^4$. Величина эмиссионного тока очень чувствительна к средней глубине залегания центров диполей z_0 . Расчеты показали, что при напряженности поля $E_0 = 2 \cdot 10^5$ V/cm величина тока эмиссии может достигать 1 mA. При этом величина J медленно растет с ростом E_0 . Такая слабая зависимость $J(E_0)$ воспринимается как эмиссия системы с очень малой работой выхода. Заметим, что в создании центров эмиссии участвует не более 15 % всех диполей (имеющих подходящую ориентацию и находящихся на минимальном расстоянии до эмиссионной границы). Если концентрация дипольных структур составляет 10^{13} 1/cm³, то в приповерхностном слое толщиной ~1 nm локализовано примерно 10^6 диполей на см² поверхности катода. При такой плотности центров можно ожидать среднюю по катоду плотность эмиссионного тока, превышающую 1 A/cm².

В рамках изложенной модели естественным образом объясняется гистерезис вольтамперных характеристик, обнаруженный экспериментально при исследовании полевой эмиссии из широкозонных материалов [3, 4]. При возрастании анодного напряжения происходит увеличение концентрации электронов в зоне проводимости и происходит дополнительная зарядка глубоких ловушек. Естественно, при этом заметно возрастает число дипольных структур, локализованных в приповерхностном слое и создающих эмиссионные центры. При уменьшении напряжения эти центры остаются заряженными вследствие протекания тока. При полном снятии напряжения эти центры разряжаются за счет термического возбуждения. Время восстановления τ_{res} зависит от глубины залегания ловушечного уровня E_t . Малые величины τ_{res} наблюдались экспериментально при эмиссии с углеродных пленок [3]. Большие – на образцах CdS, легированных Ni [4]. Освещение катода светом соответствующей частоты должно ускорять разрядку ловушек и уменьшать время восстановления.

Нетрудно понять причину, по которой похожие материалы могут обладать сильными отличиями в эмиссионных характеристиках, а также причину того, что пороговые поля заметно уменьшаются для более мелкодисперсных систем. Для корректного сравнения необходимо контролировать число примесных атомов и молекул, особенно локализованных в приповерхностном слое. Такие примеси резко влияют на эмиссионные свойства и практически не меняют другие свойства материала. Более того контролируемое внедрение соответствующих примесей может резко усилить величину эмиссионного тока. Такую же роль могут играть различные дефекты, на которых может происходить захват заряда.

Библиографический список

1. Елецкий, А. В. Углеродные нанотрубки и их эмиссионные свойства / А. В. Елецкий // УФН. – 2002. – Т. 172. – № 4. – С. 401–438.
2. Бондаренко, В. Б. Эмиссионные характеристики порошков из нанопористого углерода / В. Б. Бондаренко, П. Г. Габдуллин и др. // ЖТФ. – 2004. – Т. 74. – вып. 10. – С. 113.
3. Архипов, А. В. Гистерезис импульсных характеристик автоэлектронной эмиссии с наноуглеродных пленок / А. В. Архипов, М. В. Мишин, Г. Г. Соминский, И. В. Парыгин // ЖТФ. – 2005. – Т. 75. – Вып. 10. – С. 104.
4. Баскин, Л. М. Влияние глубоких центров захвата на эмиссионную способность широкозонных полупроводниковых автокатодов / Л. М. Баскин, Н. В. Егоров, В. Э. Птицын, Г. Н. Фурсей // ЖТФ (Письма). – 1979. – Т. 5 (22). – С. 1345.
5. Jia, H. Efficient field emission from single crystalline indium oxide pyramids / H. Jia, Y. Zhang et al. // Appl. Phys. Lett. – 2003. – V. 82. – № 23. – Р. 4146.

Аннотация

Показано, что дипольные структуры, расположенные в тонком ($< 1\text{nm}$) приповерхностном слое полевого эмиттера, изготовленного из высокоомного материала, создают на поверхности катода области малых размеров, в которых напряженность электрического поля может превышать 10^8V/cm . При поверхностной концентрации диполей, локализованных в приповерхностной области $\sim 10^6 \text{1/cm}^2$ можно ожидать среднюю по катоду плотность эмиссионного тока, превышающую 1A/cm^2 . Дипольные структуры в приповерхностной области могут существовать вследствие внедрения примесных молекул, обладающих дипольным моментом, а также формироваться из случайной комбинации положительных зарядов ионизированных примесей и электронов, захваченных на глубокие ловушки.

L. Baskin, P. Mkrtchian

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

N. Sharkova

Saint Petersburg State University

THE NATURE OF LOW THRESHOLD ELECTRIC FIELD ON FIELD EMISSION OF BROAD-BAND SEMICONDUCTORS CATHODES

Annotation

It is shown that dipole structures placed in a thin (less than 1 nm) near surface layer of a high resistivity field emitter produce small domains on the emitting surface in which the electric field may exceed 10^8 V/cm. In these domains, the emitter surface potential is positive, providing effective electron transport from inside the emitter to the emission boundary. Optimal dipole orientations ensuring maximal electric fields at the surface are found. When the surface density of dipoles localized in the near surface layer is on the order of 10^6 cm $^{-2}$, one can expect an emitter averaged emission current density of higher than 1 A/cm 2 . The dipole structures in the near surface layer may persist owing to incorporated impurity molecules having a dipole moment or result from a random combination of positively charged ionized impurities and electrons captured by deep traps. Trap charging/discharging asymmetry accounts for the hysteresis of the emission I–V characteristics.

Keywords: field emission, semiconductors, dielectrics, traps levels.

References

1. Eleckij, A. V. Uglerodnye nanotrubki i ih jemissionnye svojstva / A. V. Eleckij // UFN. – 2002. – T. 172. – № 4. – S. 401–438.
2. Bondarenko, V. B. Jemissionnye harakteristiki poroshkov iz nanoporistogo ugleroda / V. B. Bondarenko, P. G. Gabdullin i dr. // ZhTF. – 2004. – T. 74. – vyp. 10. – S. 113.
3. Arhipov, A. V. Gisterezis impul'snyh harakteristik avtojelektronnoj jemissii s nanouglerodnyh plenok / A. V. Arhipov, M. V. Mishin, G. G. Sominskij, I. V. Parygin // ZhTF. – 2005. – T. 75. – Vyp. 10. – S. 104.
4. Baskin, L. M. Vlijanie glubokih centrov zahvata na jemissionnuju sposobnost' shirokonzonnnyh poluprovodnikovyh avtokatodov / L. M. Baskin, N. V. Egorov, V. Je. Ptitsyn, G. N. Fursej // ZhTF (Pis'-ma). – 1979. – T. 5 (22). – S. 1345.
5. Jia, H. Efficient field emission from single crystalline indium oxide pyramids / H. Jia, Y. Zhang et al. // Appl. Phys. Lett. – 2003. – V. 82. – № 23. – P. 4146.

Баскин Лев Маркович – доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой высшей математики Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», lev_baskin@mail.ru

Мкртычян Павел Зорикович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», pavel_mkrtychyan@mail.ru

Шаркова Наталья Михайловна – старший преподаватель кафедры математической физики физического факультета Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургского государственного университета», n-sharkova@yandex.ru

УДК 621.391

А. А. Дорт-Гольц

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ КРАТКОСРОЧНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СЕТЕВОГО ТРАФИКА

прогнозирование сетевого трафика, временные ряды, балансировка нагрузки.

Введение

Тема прогнозирования поведения сетевого трафика на основе статистического анализа временных рядов неоднократно рассматривалась многими отечественными и зарубежными исследователями. Одними из первых работ, посвященных данному вопросу, можно считать [1] и [2]. В приведенных работах предлагается воспроизводить прогнозируемый процесс с помощью дробно-интегрированной модели временного ряда FARIMA. Другой популярной моделью прогнозирования временных рядов является модель ARIMA. Применимость такой модели для прогнозирования сетевого трафика исследуется, в частности, в работах [3] и [4], результаты которых показывают хорошую точность прогнозирования. В качестве третьего основного подхода к прогнозированию интенсивности сетевого трафика можно отметить использование моделей на базе нейронных сетей. Исследования эффективности применения таких методов можно найти, например, в работах [5] и [6].

К достоинствам упомянутых методов можно отнести весьма высокую точность, а также дальний горизонт прогнозирования, т. е. максимальную длительность периода упреждения, позволяющую получить долгосрочный прогноз с хорошей степенью точности. Недостатком моделей ARIMA/SARIMA/FARIMA является необходимость предварительного анализа воспроизводимого временного ряда экспертом с целью выбора адекватных параметров модели, а нейронные сети требуют определенного (существенного) времени на обучение, при этом, в случае изменения характера поведения прогнозируемого процесса, потребуется переобучение алгоритма. Также необходимо отметить, что реализации всех описанных методов являются довольно требовательными к вычислительным ресурсам.

Исследуемые методы прогнозирования

Для удобства введем некоторые определения. *Периодом основания прогноза* условимся называть интервал времени, на информации о котором строится прогноз, а длительность прогноза, т. е. тот промежуток времени, на который разрабатывается прогноз, будем называть *периодом упреждения прогноза*. Все методы прогнозирования могут быть классифицированы по значению периода упреждения прогноза следующим образом:

- Краткосрочное прогнозирование.
- Среднесрочное прогнозирование.
- Долгосрочное прогнозирование.

Необходимо отметить, что такое деление является условным, т. к. невозможно провести четкие границы между временными интервалами, которыми оперируют указанные методы.

В настоящее время принято представлять временной ряд в виде следующей аддитивной модели:

$$X(t) = \mu(t) + S(t) + Y(t),$$

где $\mu(t)$ – модель тренда;

$S(t)$ – сезонная составляющая;

$Y(t)$ – стационарный остаток. В случае кратковременного прогнозирования, основной интерес представляет выделение тренда отрезка временного ряда и дальнейшая экстраполяция его значений. В данной работе ограничимся рассмотрением относительно простых методов прогнозирования:

1. Аппроксимация полиномами.
2. Экстраполяция полиномами.
3. Выделение тренда по формулам Спенсера и дальнейшая экстраполяция

Метод полиномиальной аппроксимации основан на представлении отрезка временного ряда в виде полинома заданной степени P_k .

$$P_k(x_t) = a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_{t-i}^i.$$

Здесь a_0, \dots, a_n – коэффициенты аппроксимирующего полинома, x_{t-1}, \dots, x_{t-n} – известные значения временного ряда, по которым строится прогноз, k – степень полинома. Неизвестные коэффициенты находятся с помощью метода наименьших квадратов, представляющего собой реше-

ние оптимизационной задачи минимизации квадратичной ошибки между исходными значениями и рассчитанными с помощью полинома.

$$\sum_{i=1}^n (f(x_i) - P_k(x_i))^2 \rightarrow \min; \quad n \geq k + 1,$$

где $f(x_i)$ – исходное i -е значение временного ряда;

$P_k(x_i)$ – i -е значение, рассчитанное с помощью аппроксимирующего полинома;

n – длина отрезка исходного временного ряда.

Метод экстраполяции также представляет отрезок временного ряда в виде некоторого полинома заданной степени. Отличие данного метода от рассмотренной аппроксимации заключается в том, что полученный полином обязан проходить строго через исходные точки. Следствием этого является жесткое ограничение на длину отрезка исходного временного ряда, на основании которого строится прогноз для следующей точки: $n = k + 1$.

Широко известным методом выделения полиномиального тренда временного ряда является использование сглаживающих формул Спенсера [7]. Для задачи краткосрочного прогнозирования в данной работе использовались процедуры сглаживания с помощью кубического полинома по 5 и 7 точкам, относящиеся к классу взвешенного скользящего среднего.

$$x_t[5] = \frac{1}{35} [-28x_{t-5} + 77x_{t-4} - 28x_{t-3} - 98x_{t-2} + 112x_{t-1}]$$

$$x_t[7] = \frac{1}{21} [-12x_{t-7} + 18x_{t-6} + 12x_{t-5} - 9x_{t-4} - 24x_{t-3} - 12x_{t-2} + 48x_{t-1}]$$

Фактически, формулы Спенсера представляют собой НЧ-фильтры, отбрасывающие высокочастотный шум стационарного остатка.

Анализ эффективности рассмотренных методов

Для оценки эффективности применения описанных методов при краткосрочном прогнозировании интенсивности агрегированного сетевого трафика была проведена серия экспериментов. В каждом эксперименте имитируется реальная работа системы адаптивного прогнозирования: прогноздается для одной точки в будущем, основываясь на некотором отрезке временного ряда заданного размера. В качестве исходных данных для эксперимента использовались образцы реального агрегированного сетевого трафика, собранные в десяти различных data-центрах США. Все образцы были преобразованы во временные ряды значений

интенсивности передачи сетевого трафика с шагом в одну секунду, длительность каждого ряда составляет около 4–5 минут.

В качестве критерия ошибки в экспериментах была использована величина MAPE – средняя абсолютная процентная ошибка.

$$MAPE = \frac{1}{n-k} \sum_{i=k}^n \left| \frac{X_i - \tilde{X}_i}{X_i} \right|,$$

где n – длина исходного временного ряда;

k – длина отрезка, используемого для единичного прогнозирования;

\tilde{X}_i – спрогнозированное;

X_i – реальное значение i -й точки.

Критерии прогноза по MAPE определяются следующим образом [3]:

- Прогноз высокой точности. $MAPE < 10\%$
- Хороший прогноз. $10\% < MAPE < 20\%$
- Удовлетворительный прогноз. $20\% < MAPE < 50\%$
- Неудовлетворительный прогноз. $MAPE > 50\%$

Для дополнительной оценки также рассчитывалась дисперсия по ряду значений отдельных показателей MAPE.

Значительные ошибки прогнозирования, появляющиеся на малых временных шкалах, обусловлены высокой изменчивостью сетевого трафика. Усреднение по времени позволяет получить сглаженный временной ряд за счет частичного подавления случайной составляющей. В проводимых экспериментах каждый исходный временной ряд был усреднен с шагом 5, 10 и 30 секунд. Каждый из экспериментов проводился над всеми тремя вариантами усредненного ряда.

Исследование степеней аппроксимирующих полиномов. В данном эксперименте исследовалась точность предсказания аппроксимирующими полиномами высоких степеней: от квадратного до полинома 8-й степени.

Как нетрудно заметить (см. [рис. 1](#)), ошибка прогнозирования и её дисперсия возрастают экспоненциально с увеличением степени аппроксимирующего полинома.

Сравнение точности предсказания аппроксимационными и экстраполяционными полиномами равных степеней. В данном эксперименте оценивается точность прогнозирования с применением аппроксимирующих и интерполяционных полиномов равных степеней ([табл. 1](#)).

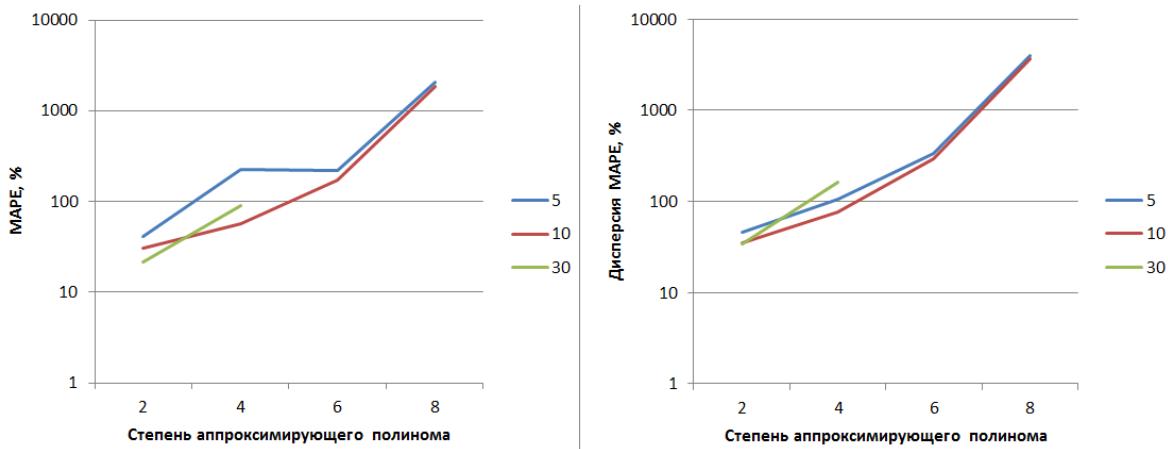


Рис. 1. Исследование точности аппроксимации полиномами

ТАБЛИЦА 1. Результаты прогнозирования
с применением аппроксимационных и экстраполяционных полиномов

Метод прогнозирования	Степень полинома	Усреднение с шагом 5		Усреднение с шагом 10		Усреднение с шагом 30	
		MAPE, %	Дисперсия MAPE, %	MAPE, %	Дисперсия MAPE, %	MAPE, %	Дисперсия MAPE, %
Аппроксимация	1	42,39	43,27	35,03	32,7	19,07	27,57
	2	71,76	77,34	53,61	58	40,56	50,97
	3	128,81	153,55	122,82	137,47	73,75	101,12
Экстраполяция	1	55,01	62,38	47,45	49,77	31,48	40,14
	2	88,45	98,25	83,14	88,6	53,11	68,23
	3	128,78	153,55	122,82	142,47	73,75	101,12

Наилучшую точность, очевидно, показывает метод линейной аппроксимации, при этом увеличение шага усреднения исходного временного ряда также положительно отражается на качестве предсказаний.

Выделение и экстраполяция тренда с помощью формул Спенсера. Исследуется точность прогнозирования временного ряда с применением экстраполяции тренда, выделенного с помощью формул Спенсера (табл. 2).

ТАБЛИЦА 2. Результаты прогнозирования с выделением тренда
(формулы Спенсера)

Метод	Усреднение исходного временного ряда					
	Шаг 5		Шаг 10		Шаг 30	
	MAPE, %	Дисперсия	MAPE, %	Дисперсия	MAPE, %	Дисперсия
5-точек	111,5	115,6	95	87,3	115,84	73,9
7-точек	88,2	89,6	74,2	65,5	69	30,5

Полученные результаты ожидаемы, т. к. применяемые формулы Спенсера могут рассматриваться как частный случай аппроксимации кубическими полиномами.

Исследование зависимости точности предсказания от периода основания прогноза. В эксперименте исследуется точность предсказания с помощью линейного аппроксимирующего полинома при различных значениях периода основания прогноза.

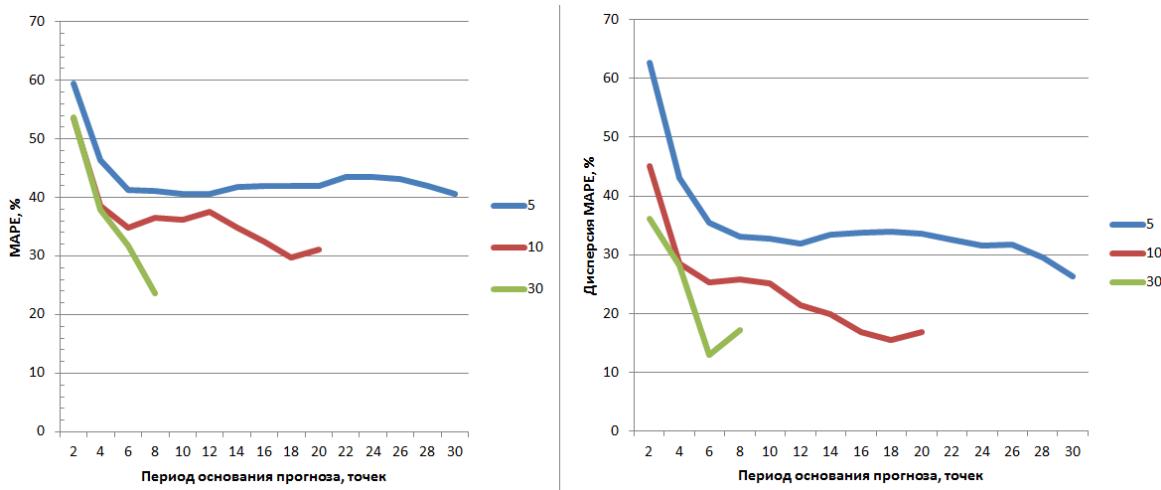


Рис. 2. Зависимость точности прогноза от периода основания

Как можно видеть из результатов проведенного эксперимента (см. рис. 2), точность прогнозирования быстро возрастает при увеличении периода основания прогноза до некоторого значения, после чего изменяется незначительно.

Заключение

Точность лучших из исследованных методов находится на границе хорошего и удовлетворительного прогнозов, что дает возможность использовать данные методы в реальных системах управления трафиком.

Наивысшей точностью предсказания среди всех рассмотренных методов прогнозирования обладает линейная аппроксимация, причем точность также ощутимо зависит от сглаженности исходных данных.

Существует определенное пороговое значение периода основания прогноза, превышение которого не дает значительного увеличения точности предсказания.

Библиографический список

1. Shu, Y. Traffic Prediction Using FARIMA Models / Y. Shu, Z. Jin, and L. Zhang // ICC'99. – 1999. – PP. 3–7.

2. **Xue, F.** Modeling and predicting long-range dependent traffic with FARIMA processes / F. Xue and T. Lee // Proc. Int. Symp., no. 2. – 1999. – PP. 1–11.
3. **Grebennikov, A.** A prediction method of network traffic using time series models / A. Grebennikov, Y. Kruckov, D. Chernyagin. – 2011.
4. **Гребенников, А.** Моделирование сетевого трафика и прогнозирование с помощью модели ARIMA / А. Гребенников, Ю. Крюков, Д. Чернягин // Системный анализ в науке и образовании. – 2011. – С. 1–11.
5. **Rutka, G.** Network Traffic Prediction using ARIMA and Neural Networks Models / G. Rutka // Electr. Engineering, vol. 4, no. 4. – 2008.
6. **Guang, S.** Network Traffic Prediction Based on the Wavelet Analysis and Hopfield Neural Network / S. Guang // Int. J. Futur. Comput. Commun., vol. 2, no. 2. – 2013. – PP. 101–105.
7. **Кендалл, М.** Многомерный статистический анализ и временные ряды / М. Кендалл, А. Стьюарт ; пер. с англ. – М. : Наука, 1976. – 736 с.

Аннотация

Задача прогнозирования развития некоторого стохастического процесса на основе анализа его предыдущей истории является одной из классических, данному вопросу посвящено множество исследований в различных областях. Особую актуальность прогнозирование приобретает при построении адаптивных систем управления сетевым трафиком в сетях с динамическим распределением ресурсов.

A. Dort-Golts

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

EFFICIENCY ANALYSIS OF SHORT-TERM PREDICTION METHODS FOR NETWORK TRAFFIC

Annotation

Prediction of some stochastic process evolution is one of the most general scientific problems; there are a lot of investigations dedicated to it in different areas. One of the most topical applications of short-term forecasting is adaptive traffic management system development.

Keywords: network traffic forecasting, time series, load balancing.

References

1. **Shu, Y.** Traffic Prediction Using FARIMA Models / Y. Shu, Z. Jin, and L. Zhang // ICC'99. – 1999. – PP. 3–7.

2. **Xue, F.** Modeling and predicting long-range dependent traffic with FARIMA processes / F. Xue and T. Lee // Proc. Int. Symp., no. 2. – 1999. – PP. 1–11.
3. **Grebennikov, A.** A prediction method of network traffic using time series models / A. Grebennikov, Y. Krugov, D. Chernyagin. – 2011.
4. **Grebennikov, A.** Modelirovanie setevogo trafika i prognozirovanie s pomoshh'ju modeli ARIMA / A. Grebennikov, Ju. Krjukov, D. Chernyagin // Sistemnyj analiz v nauke i obrazovanii. – 2011. – S. 1–11.
5. **Rutka, G.** Network Traffic Prediction using ARIMA and Neural Networks Models / G. Rutka // Electr. Engineering, vol. 4, no. 4. – 2008.
6. **Guang, S.** Network Traffic Prediction Based on the Wavelet Analysis and Hopfield Neural Network / S. Guang // Int. J. Futur. Comput. Commun., vol. 2, no. 2. – 2013. – PP. 101–105.
7. **Kendall, M.** Mnogomernyj statisticheskij analiz i vremennye rjady / M. Kendall, A. St'uart ; per. s angl. – M. : Nauka, 1976. – 736 s.

Дорт-Гольц Антон Александрович – аспирант кафедры «Сети связи» Федерально-го государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», dortgolts@gmail.com

УДК 004.89, 004.75

Г. Г. Рогозинский, А. В. Щекочихин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ ГЕНЕРАЦИИ АУДИОКОНТЕНТА НА ОСНОВЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ

эволюционные алгоритмы, компьютерная музыка, распределенные системы, алгоритмическая композиция.

Научно-технический прогресс имеет тенденцию проникать во все области человеческой деятельности, в том числе и в сферу искусств, в результате чего технические достижения находят свое применение в изначально неожиданных областях.

XIX век – век бурного применения электричества человеком. В 1876 году Александр Белл патентует в США «говорящий телеграф» – преобраз современного телефона, что находит свой отклик и в звуковой области. В 1897 году Таддеус Кеххил (*Thaddeus Cahill*) создает один из первых электромеханических музыкальных инструментов – телармоний (*Telharmonium*), в котором особенно важно то, что он мог транслировать исполняемую на нем музыку удаленным слушателям по оформленной подпись через телефонную линию [1].

XX век – век радио и телевидения. Радио позволило передать звуки, изначально существующие только в одном месте, людям по всей планете. Телевещание делает возможным трансляцию аудио- и видеоконтента в реальном времени. Использование факсов для передачи изображений легло в основу телекоммуникационного искусства, когда художники передают части общей работы друг другу на расстоянии.

С развитием компьютерных технологий, начиная с последней четверти XX века, возрастает их применение в области синтеза звука и алгоритмической композиции, основанной на применении определенного набора правил для построения музыкального произведения. В частности, находит свое применение отдельная область технологий искусственного интеллекта – эволюционные вычисления. С подробным обзором использования эволюционных вычислений, в том числе и генетических алгоритмов, в области компьютерной музыки можно ознакомиться в [2].

В XXI веке интернет становится крупнейшим инфокоммуникационным пространством. Появляются интернет-искусство и распределенные

сетевые системы генерации аудиовизуального контента, среди которых следует отметить систему сонификации твитов *#tweetscapes*, скринсейвер *Electric Sheep*, проект *The Listening Machine*.

#tweetscapes – система сонификации активности пользователей в немецком сегменте социальной сети обмена короткими текстовыми сообщениями *Twitter*. Эта система была создана в 2011 году по идеи Ансельма Нельса (*Anselm Nehls*) и представляет собой интернет-сервис. Заходя на сайт проекта, пользователь видит на экране карту Германии и имеет возможность прослушивать аудиоконтент, который генерирует система. Каждое сообщение в социальной сети, в зависимости от его содержания, тега, географического места отправки сообщения, количества ответов на сообщение и др. генерирует соответствующий уникальный звуковой фрагмент. Несмотря на относительную простоту используемых правил генерации, например, географическое место определяет положение звука в стереопространстве, генерируемый контент может быть весьма сложен по своей звуковой структуре. Подробное описание работы системы представлено в [3].

Electric Sheep – сетевая компьютерная система генерации анимационных заставок – хранителей экрана. Система использует ресурсы компьютеров в сети для создания анимированных фрактальных изображений. Для формирования новых заставок используется генетический алгоритм. Каждой заставке соответствует ее генетическое представление. На сервере происходит процесс селекции и скрещивания, а пользователи с помощью системы рейтинга могут влиять на устойчивость текущей заставки в популяции [4].

Существует и ряд других генеративных систем. Однако, на данный момент, в подобных системах не используются методы распределенной эволюции, которая могла бы быть перспективной с точки зрения улучшения «человечности» системы. Более того, наличие значительного числа агентов, например, мобильных устройств с запущенным приложением для генерации контента, позволит внести разнообразие в контент.

Нами была поставлена задача по разработке модели распределенной сетевой системы генерации аудиоконтента. Система должна связывать компьютеры или мобильные устройства в сеть, в которой пользователь может прослушивать генерируемый аудиоконтент и некоторым образом влиять на процесс автоматической генерации, использующей механизмы генетических алгоритмов.

Важно отметить, что именно сетевая составляющая системы является образующей. То есть, текущее состояние сети будет определять ход эволюции аудиоконтента, прослушиваемого пользователем.

Разрабатываемая система характеризуется следующими особенностями применения. Она может восприниматься как независимый объект современного компьютерного искусства. Если брать в рассмотрение

практический аспект, то определенная необходимость в наличии фоновой музыки в кафе, залах ожидания аэропортов, торговых комплексах обуславливает создание подобных систем. Более того, система может быть использована композиторами, музыкантами и звуковыми дизайнерами для актов совместного творчества, или отдельными творческими индивидуумами как источник новых идей.

Непрерывность процесса генерации аудиоконтента накладывает некоторые ограничения на его содержание. Фоновой (эмбиентной) музыке не свойственна ярко выраженная мелодическая составляющая. Характерная длительность осмысленной музыкальной мелодической фразы – несколько секунд [5]. Поэтому непрерывно генерируемый аудиоконтент должен основываться на ритмической, динамической и пространственной музыкальных составляющих в гораздо большей степени, чем на мелодической. Это характерно для некоторых современных музыкальных жанров, таких как амбиентная музыка, *drum and bass*, *chill* и различных их производных, где мелодии, как правило, отводится менее значимая роль, чем ритму или гармонии.

Для разработки нашей системы мы использовали программное обеспечение *MAX/MSP*, представляющее собой специальный язык визуального программирования, схожий с *LabVIEW* и *Matlab Simulink*, и ориентированный на использование композиторами, артистами и разработчиками мультимедийных приложений. На [рисунке 1](#) представлен фрагмент графического кода *MAX/MPS*, в котором присутствуют модель компьютерной сети, узел реализации генетического алгоритма, интерпретатор, генерирующий компьютерную музыку по выходным данным узла генетического алгоритма.

На каждом шаге работы нашей системы, она получает данные со всех компьютеров в сети – популяцию существующих решений. Для каждой итерации содержание генерируемой музыки определяют пять параметров: первый управляет барабанным рисунком, второй определяет тональность басового синтезатора, третий – тембр синтезатора ритмических эффектов, четвертый и пятый параметры управляют переходными звуковыми эффектами. На [рисунке 2](#) представлен интерфейс управления, который видит пользователь. Пользователь может перевести любой из элементов генерируемой музыки в режим ручного управления. Также пользователь имеет возможность регулировать громкости отдельных элементов или выключить их.

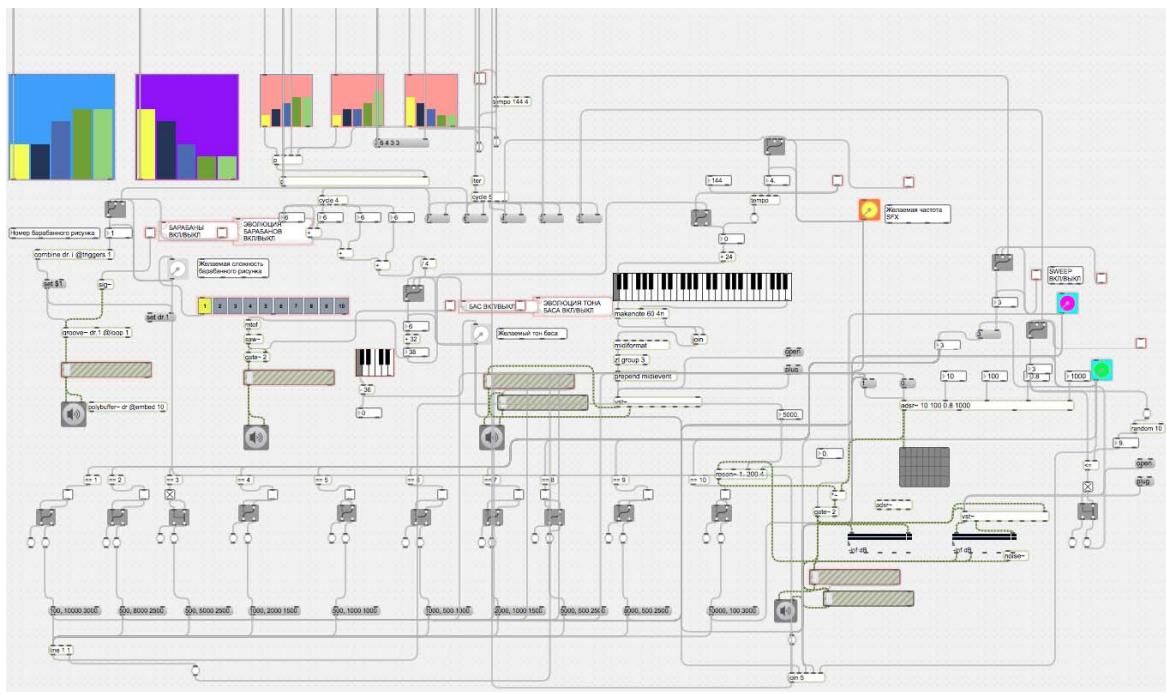


Рис. 1. Реализация модели распределенной системы генерации аудиоконтента в *MAX/MSP*

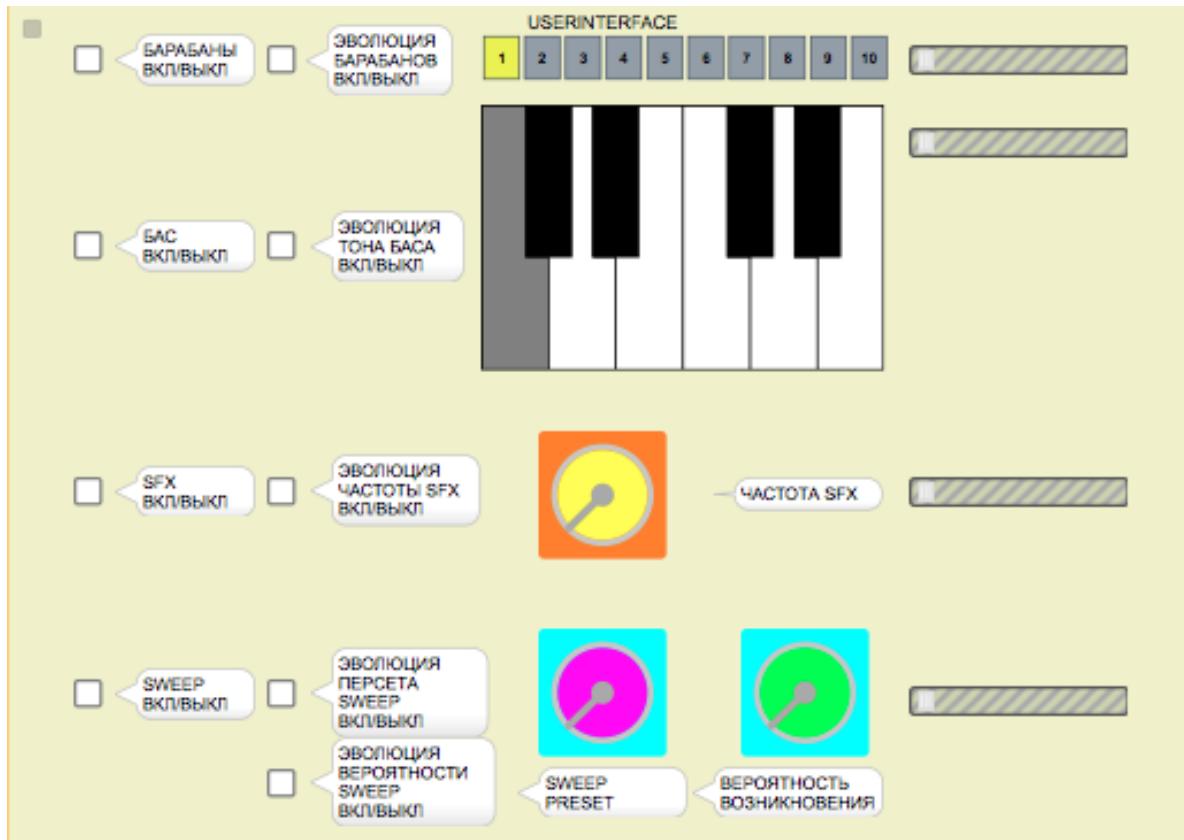


Рис. 2. Пользовательский интерфейс распределенной системы генерации аудиоконтента

Массив чисел, которые управляют процессом генерации, можно интерпретировать как вектор в конечномерном пространстве, в нашем случае пятимерном. Нами была выбрана метрическая интерпретация музыкальной приспособленности, а именно приспособленность вектора признаков выбранного решения для данного компьютера рассчитывается как евклидово расстояние между ним и вектором признаков пользовательских настроек данного компьютера. Метрическая интерпретация музыкальной приспособленности хорошо работает на ритмических и динамических музыкальных признаках, которые являются определяющими в выбранном нами жанре, что свидетельствует о том, что малому субъективному изменению признака соответствует малое изменение расстояния.

Пара наиболее приспособленных решений производит потомка, вектор признаков которого формируется покоординатным усреднением. Более распространенным, классическим вариантом скрещивания в генетических алгоритмах является кроссовер – перемежение различных участков хромосомы. Однако такое скрещивание может порождать резкие изменения в признаках – эффекта, которого мы хотели бы избежать.

Для того, чтобы процесс эволюции не заходил в тупик – некоторое локальное равновесное состояние – был добавлен узел случайных мутаций. Мутация реализована как случайно сгенерированный вектор из нулей и единиц, который прибавляется к вектору потомка.

В заключение необходимо отметить, что хотя на данном этапе роль пользователя является высокой в процессе эволюции генерируемого контента – именно настройки пользователя определяют приспособленность различных представителей популяции, – роль пользователя может быть частично или полностью автоматизирована. Например, возможна реализация, в которой система анализирует обстановку вокруг себя с помощью видеокамер, подключенных к компьютерам и использует эти данные для интерпретации в качестве целевых значений параметров генерируемого аудиоконтента. Такой взгляд на систему является актуальным в связи с развитием межмашинного взаимодействия и Интернета вещей.

Библиографический список

1. **Weidenaar, R.** Magic Music from the Telharmonium / R. Weidenaar. – Lanham, MD: Scarecrow Press., 1995.
2. **Miranda, E.** Evolutionary Computer Music / E. Miranda, J. Biles. – Springer, 2007.
3. **Hermann, T.** Tweetscape – Real-Time Sonification of Twitter Data Streams for Radio Broadcasting / T. Hermann, A. Nehls, F. Eitel, T. Barri,

M. Gammel // Proceedings of th 18th Conference on Auditory Display, Atlanta, USA, June 18–21, 2012. – PP. 113–120.

4. **Draves, S.** The Electric Sheep Screen-Saver: A case Study in Aesthetic Evolution / S. Draves. – Spotworks, San Francisco CA, USA

5. **Roads, C.** Microsound / C. Roads. – The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 2001.

Аннотация

В результате коэволюции инфотелекоммуникационных систем и электронного искусства возникают новые формы последнего, среди которых отдельную нишу занимают формы, связанные с распределенной генерацией аудиовизуального контента. Представленная в работе модель, реализованная в системе MAX/MSP, базируется на использовании распределенных эволюционных алгоритмов и позволяет генерировать сложные звуковые образы для фонового оформления медиаинсталляций, компьютерных игр и интерактивных приложений.

G. Rogozinsky, A. Shekochikhin

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

THE DISTRIBUTED SYSTEM MODEL FOR EVOLUTIONARY GENERATION OF AUDIO CONTENT

Annotation

The new forms of electronic art appear as a result of media and communication technologies coevolution. The special place belongs to the forms associated with the distributed generation of sound and visual content. The reviewed model which was implemented in MAX/MSP software and based on evolutionary algorithms allows to generate complex soundscapes and background music for multimedia installations, video games and interactive apps.

Keywords: evolutionary computations, computer music, distributed systems, algorithmic composition.

Рогозинский Глеб Генрихович – кандидат технических наук, доцент кафедры интерактивного искусства СПбГУКиТ, руководитель направления аудиотехнологий НОЦ “Медиацентр” Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургского государственного университета», gleb.rogozinsky@gmail.com

Щекочихин Алексей Викторович – магистрант кафедры акустики и звукотехники СПбГУКиТ, инженер НОЦ “Медиацентр” Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургского государственного университета», ashekochikhin@gmail.com

СЕТИ СВЯЗИ

УДК 621.396

С. Ю. Агафонов, Д. Б. Волгушев

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

ВЛИЯНИЕ КОЛИЧЕСТВА ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ТОЧЕК ДОСТУПА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА

сенсорные сети, точность позиционирования, ошибка локализации.

Задача определения местоположения мобильного объекта в настоящее время является весьма важной ввиду ее востребованности на рынке услуг и широко распространена благодаря использованию глобальных спутниковых навигационных систем, таких как GPS и ГЛОНАСС. Решение задачи позиционирования мобильного объекта актуально как на открытом пространстве, так и внутри помещения. В настоящее время точность систем определения местоположения на открытом пространстве с помощью сети наземных станций сотовой связи или систем спутниковой связи известна и составляет около 10 метров [1]. В свою очередь, при определении местоположения мобильного объекта внутри помещения, точность систем не превышает 1 метра [2–3]. Задача проверки на практике заявленных показателей точности определения местоположения мобильного объекта представляется весьма интересной.

В настоящей статье в качестве объекта исследования была выбрана технология позиционирования мобильного объекта немецкой компании Nanotron под названием nanoLOC. Технология nanoLOC достаточно широко описана и в настоящее время находит все более широкое применение в прикладных системах локализации мобильного объекта.

В ходе экспериментов по установлению точности определения местоположения мобильного объекта с помощью технологии nanoLOC использовалось от 3 до 7 точек доступа с заданными координатами (далее – модуль anchor), относительно которых производилось позиционирование мобильного объекта (далее – модуль Tag).

Точки доступа располагались в пределах области измерений, обеспечивающей условия прямой видимости между модулем Tag и всеми опорными точками anchor. Координаты опорных точек anchor и конфи-

турация их расположения задавались из соображений максимальной площади покрытия зоны возможного определения местоположения.

Один из модулей, работающий в режиме базовой станции, подключался к компьютеру с программным обеспечением nanoLOC Location Demo GUI. опорные точки (Anchor 1-7) размещались на высоте 1,3 м.

Для оценки точности технологии было проведено сравнение координат мобильного объекта, полученных в результате измерения системой nanoLOC, с истинными координатами метки Tag измеренной с помощью лазерного дальномера. Разработчиками технологии nanoLOC заявлена точность измерений расстояния до 1 метра. При этом показатели точности определения местоположения мобильного объекта разработчиками не приводились. Эксперимент проводился в 2 этапа: на первом – измерение местоположения производилось в безэховой камере, а на втором в помещении СПБ ГУТ.

Рабочая площадь безэховой камеры ОАО «Российский институт радионавигации и времени» представляет собой квадрат с длинной стороны 2,4 метра. В процессе эксперимента количество модулей anchor поэтапно увеличивалось от 3 до 7, при неизменном положении модуля Tag с координатами $x = 1,2$ м, $y = 1,2$ м.

В результате эксперимента были получены значения, которые представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Результаты эксперимента

Число модулей	Среднее значение измеренных координат, м		Среднее значение ошибки, м		Дисперсия		СКО	
	x	y	x	y	x	y	x	y
3	1,06	1,39	0,14	0,08	0,0019	0,0042	0,0435	0,0648
4	0,79	1,52	0,13	0,05	0,0029	0,0034	0,0538	0,0587
5	0,81	1,47	0,11	0	0,0005	0,0007	0,0226	0,0266
6	0,94	1,54	0,02	0,07	0,00057	0,0006	0,0755	0,0406
7	1,0	1,46	0,08	0,01	0,0020	0,0016	0,0451	0,0398

Оценку точности позиционирования можно характеризовать точностью определения каждой из координат в отдельности, по вычисленным значениям дисперсии или СКО. Однако более удобным способом является введение обобщенной оценки, характеризующей ошибку по обеим координатам. Для оценки точности определения положения мобильного объекта введена величина MD (Mean Distance), которая определяется как среднее значение расстояния между действительным и вычисленным положением:

$$MD = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2}, \quad (1)$$

где x_0 и y_0 – истинные координаты объекта;

x_i и y_i – измеренные значения координат;

n – количество измерений.

Введем понятие коэффициента изменения точности позиционирования K , который будет рассчитываться относительно начального значения точности определения координат при использовании трех опорных модулей. Результаты подсчета показателей точности приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчетов показателей точности

Размер помещения длина\ширина	Кол. мод.	K	MD , м
			безэховая камера
$2,4 \times 2,4$	3	1	0,17
	4	1,13	0,15
	5	1,51	0,11
	6	1,7	0,10
	7	2,1	0,08

В проведенных экспериментах все anchor равноудалены от метки Tag. Относительная ошибка определения местоположения в данном случае будет определяться отношением величины MD к расстоянию между опорной точкой и меткой. В процентном отношении ошибка локализации составляет в среднем 10 %.

При проведении эксперимента в реальных условиях внутри помещения Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций координаты и конфигурация положения модулей anchor устанавливались такими же, как и в случае проведения измерений в безэховой камере. Размер поля измерения был выбран в виде квадрата со стороной равной 4 метра. Положение модуля Tag было задано координатами $x = 1,2$ $y = 1,2$

Оценка значений истинных координат метки Tag с координатами $x = 1,2$ м, $y = 1,2$ м. Результаты измерений приведены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Результаты эксперимента в здании Университета

Число модулей	Среднее значение измеренных координат		Среднее значение ошибки		Дисперсия		СКО	
	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>x</i>	<i>y</i>
3	1,27	1,03	0,07	0,17	0,0023	0,0011	0,0480	0,0332
4	1,11	1,34	0,09	0,14	0,0035	0,0039	0,0588	0,0679
5	1,17	1,07	0,03	0,13	0,0015	0,0026	0,0386	0,0510
6	1,23	1,12	0,03	0,08	0,0019	0,0010	0,0436	0,0323
7	1,18	1,26	0,02	0,06	0,0019	0,0014	0,0433	0,370

Результаты подсчета показателей точности приведены в [таблице 4](#).

ТАБЛИЦА 4. Результаты расчетов показателей точности

Размер помещения длина\ширина	Кол. мод.	<i>K</i>	<i>MD</i> , м
			Университет
2,4×2,4	3	1	0,19
	4	1,12	0,17
	5	1,36	0,14
	6	1,9	0,10
	7	2,11	0,09

Отношение величины *MD* и расстояния между опорной точкой и меткой, которое характеризует относительную ошибку определения координат, значение которой составляет в среднем 11 % относительно истинных значений координат.

Из полученных результатов видно, что при включении одной дополнительной опорной точки точность позиционирования в среднем увеличивается на 16,5 % для безэховой камеры и на 17 % для помещения. При этом наибольшее увеличение точности (в среднем 27 %) наблюдается при включении пятой и шестой опорных точек, для измерений в безэховой камере и в помещении соответственно. Дальнейшее увеличение числа опорных точек дает меньший прирост точности, порядка 15 %.

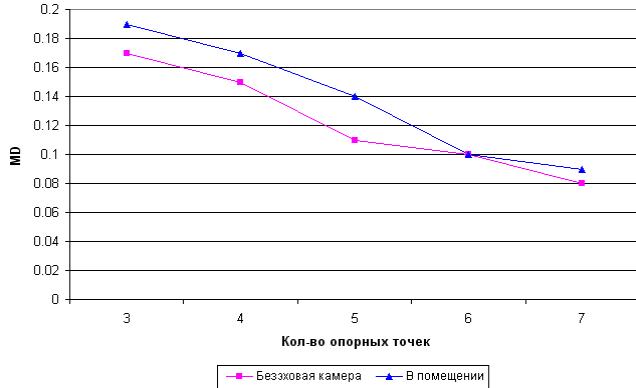


Рисунок. Зависимость изменения величины MD в зависимости от количества используемых модулей

Таким образом, по результатам проведенных экспериментов, представленных на [рисунке](#), видно, что значения точности определения местоположения в безэховой камере и в реальном помещении не одинаковы. Разница в результатах объясняется наличием эффекта многолучевости распространения сигналов. Степень влияния многолучевости на точность измерения местоположения составляет около 1 % и не вносит существенную погрешность в результаты измерений. Результирующее значение точности определения местоположения равняется в среднем 0,19 м. (для условий малых расстояний). Из экспериментов видно, что подключение дополнительных опорных точек доступа позволяет повысить значения точности позиционирования. Степень влияния дополнительных опорных точек не одинакова, количество используемых в процессе локализации мобильного объекта опорных точек необходимо выбирать из условий получения заданных показателей точности. Из полученных результатов очевидно ([рисунок](#)), что в определенный момент наступает эффект «насыщения», при котором подключение дополнительных точек доступа не будет давать существенного прироста точности позиционирования. Таким образом, при планировании и построении системы позиционирования на основе технологии nanoLOC целесообразно исходить из соотношения «точность позиционирования/общая стоимость системы». Общая стоимость системы повышается с ростом числа используемых опорных точек. Для масштабов представленных экспериментов использование 5 опорных точек является оптимальным вариантом.

Исходя из представленных результатов, можно сделать вывод, что полученная точность позиционирования позволяет использовать систему позиционирования на основе технологии nanoLOC для широкого круга задач, в частности фиксации передвижения сотрудников в офисных зданиях. Для повышения точности целесообразно применять программные алгоритмы способные учесть явление многолучевости и от-

существие прямой видимости между меткой и опорной точкой, методы оценки результатов измерений, способы оптимизации методов измерений. Для осуществления процедуры позиционирования, как на открытом пространстве, так и внутри зданий, целесообразно использовать метод интеграции глобальной и локальной системы позиционирования. Например, совместная работа системы GPS и сети nanoLOC позволит устраниТЬ снижение точности определения местоположения внутри зданий, которое в скором времени может стать одним из приоритетных направлений развития услуг позиционирования абонентов.

Библиографический список

1. Rainer, M. Overview of Current Indoor Positioning Systems / M. Rainer // Geodesy and Cartography. – 2009. – 35 (1). – C. 18–22.
2. Пат. US007843379B2 США. Symmetrical Multi-Path Method For Determining The Distance Between Two Transmitter-receivers / Lars Menzer & Co. – № 896963. Заявлено 06.05.2008. – Опубл. 30.11.2010. – 3 с.
3. Мощевикин, А. П. Локация в беспроводных сетях датчиков стандарта nanoLOC (IEEE 802.15.4a) / А. П. Мощевикин, А. С. Галов, А. С. Волков // Информационные технологии. – 2011. – № 8. – С. 43–47.

Аннотация

Сенсорные сети малого радиуса действия находят все большее применение в повседневной жизни. Локализация мобильного объекта с помощью сенсорных сетей, на основе технологии nanoLOC, являются перспективной задачей и представляют интерес для исследования.

S. Agafonov, D. Volgushev

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

THE INFLUENCE OF ACCESS POINTS QUANTITY TO THE ACCURACY MOBILE OBJECT LOCATION DETERMINATION

Annotation

Small range sensor networks find more and more useful application in everyday life. Localization of mobile object by means of sensor networks based on the nanoLOC technology is perspective issue and has interest in research.

Keywords: sensor networks, positioning accuracy, error of localization.

References

1. Rainer, M. Overview of Current Indoor Positioning Systems / M. Rainer // Geodesy and Cartography. – 2009. – 35 (1). – PP. 18–22.

2. **Pat. US007843379B2 USA.** Symmetrical Multi-Path Method For Determining The Distance Between Two Transmitter-receivers / Lars Menzer & Co. – № 896963. Zajavleno 06.05.2008. – Opubl. 30.11.2010. – 3 s.

3. **Moshhevikin, A. P.** Lokacija v besprovodnyh setjah datchikov standarta nano-LOC (IEEE 802.15.4a) / A. P. Moshhevikin, A. S. Galov, A. S. Volkov // Informacionnye tehnologii. – 2011. – № 8. – S. 43–47.

Агафонов Сергей Юрьевич – аспирант кафедры «Радиопередающих устройств и средств подвижной связи» Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», agich_9@mail.ru

Волгушев Дмитрий Борисович – ассистент кафедры «Радиопередающих устройств и средств подвижной связи» Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», d.volgushev@yandex.ru

УДК 621.37

Я. М. Аль-Наггар

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

МЕТОДЫ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ДЛЯ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ВО ВСЕПРОНИКАЮЩИХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

всепроникающие сенсорные сети, выбор головного узла, кластеризация, остаточная энергия, количество соседних узлов, нечеткая логика.

Всепроникающие сенсорные сети (USN от англ. Ubiquitous Sensor Networks) представляют собой самоорганизующиеся сети, состоящие из множества беспроводных сенсорных узлов, распределенных в пространстве и предназначенных для мониторинга характеристик окружающей среды или объектов, расположенных в ней [1]. ВСС являются технологической основой для внедрения концепции Интернета Вещей [2]. Широкомасштабное внедрение ВСС и приоритет развития взаимодействий вещь-вещь в обозримом будущем предусматривают множество таких новых приложений, как умные дома, медицинские сети для системы электронного здоровья (e-здравье, e-health), сети автомобильного транспорта и т. д. [3].

Одной из наиболее важных задач при построении беспроводных сенсорных сетей является увеличение жизненного цикла узлов и сети в целом. Кластеризация является эффективным способом увеличения жизненного цикла сенсорной сети [4]. На рисунке 1 показана кластерная архитектура в ВСС. В предлагаемой статье предлагается рассматривать два параметра для выбора головного узла кластера в ВСС: остаточная энергия и количество соседних узлов. Остаточная энергия и количество соседних узлов оцениваются на основе методов нечеткой логики. Контролер нечеткой логики FLC (Fuzzy Logic Controller) состоит из следующих компонентов (рис. 2): блока фазификации, базы правил, блока нечеткого вывода и блока дефазификации [5].

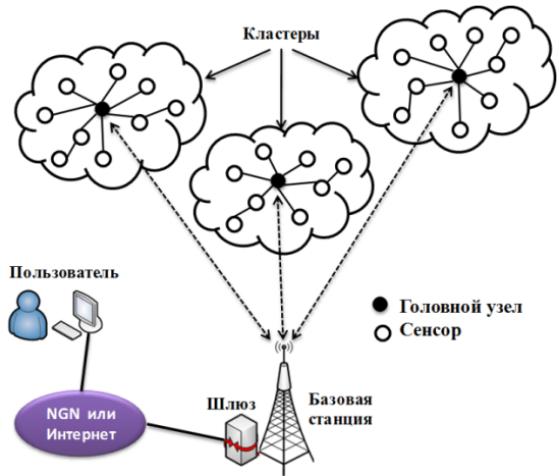


Рис. 1. Кластерная архитектура в ВСС

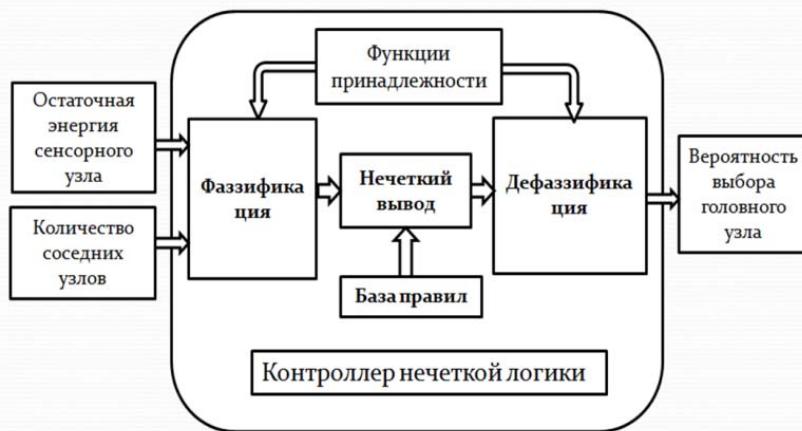


Рис. 2. Контроллер нечеткой логики выбора головного узла

Рассмотрим работу данного метода подробнее: От всех сенсорных узлов на вход контролера нечеткой логики поступают данные о состоянии каждого сенсорного узла.

Первый этап: Фаззификация – процесс преобразует точные значения входных переменных в значения лингвистических (нечетких) переменных посредством применения определенных функций принадлежности. В [таблице 1](#) показаны параметры системы нечеткого вывода и их нечеткие множества. Когда выход из FLC мы будем иметь вероятность выбора головного узла в процентах.

ТАБЛИЦА 1. Параметры системы нечеткого вывода

x	x_1	Имя параметра	Остаточная энергия
		Терм - множества	{«малая», «средняя», «высокая»}
		Пределы значений	[0–2] Дж
y	x_2	Имя параметра	Количество соседних узлов
		Терм - множества	{«малое», «среднее», «многое»}
		Пределы значений	[0–30] узел
	y	Имя параметра	Вероятность выбора головного узла
		Терм - множества	{«очень малая», «малая», «больше малой», «меньше средней», «средняя», «больше средней», «небольшая», «большая», «очень большая»}
		Пределы значений	[0, 100] %

На основе [таблицы 1](#) для нечетких множеств указанных параметров, используя программное обеспечение MATLAB, можно получить функции принадлежности, которые приведены на [рисунке 3](#). В качестве функций принадлежности для каждого терма всех лингвистических переменных выбираем треугольные функции принадлежности. После определения функции принадлежности и входных параметров необходимо определить базу правил для соответствующих параметров.

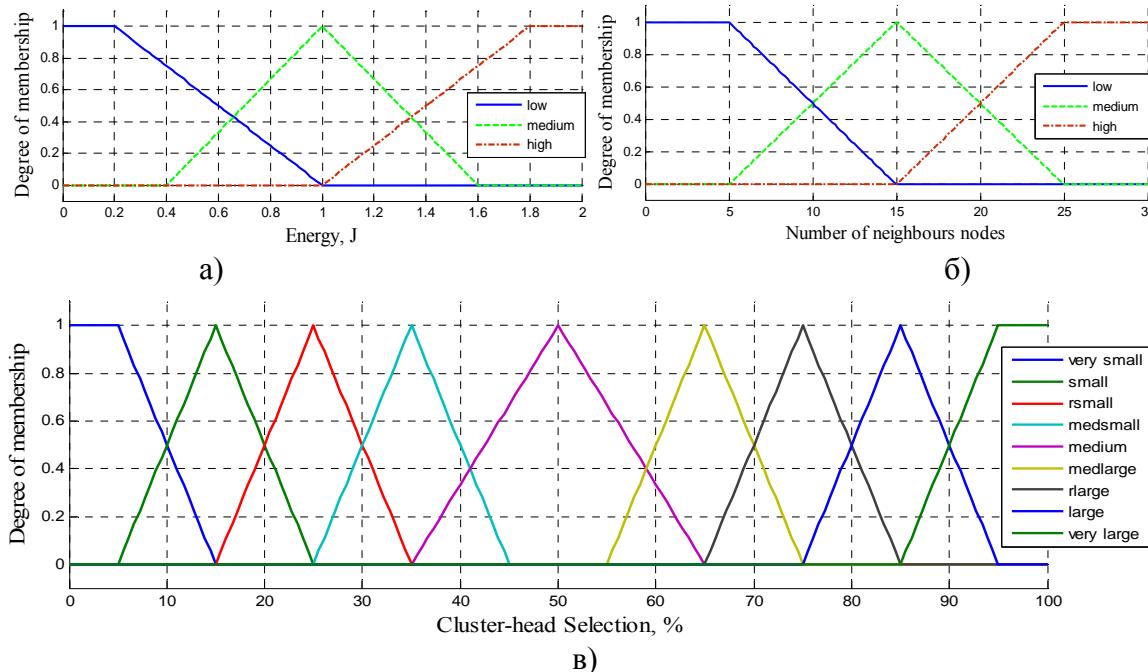


Рис. 3. Функции принадлежности входных параметров:
 а – остаточная энергия; б – количество соседних узлов,
 и выходного параметра; в – вероятность выбора головного узла

Второй этап: База правил, иногда называемая лингвистической моделью, представляет собой множество нечетких правил R^k , $k = 1, \dots, N$ вида:

$$R^k : \text{ЕСЛИ } (x_1 \text{ это } A_1^k \text{ И } x_2 \text{ это } A_2^k \dots \text{ И } x_n \text{ это } A_n^k), \\ \text{ТОГДА } (y_1 \text{ это } B_1^k \text{ И } y_2 \text{ это } B_2^k \dots \text{ И } y_n \text{ это } B_n^k), \quad (1)$$

где n – количество нечетких правил;

A_i^k – нечеткие множества $A_i^k \subseteq X_i \subset R$. $i = 1, \dots, n$. В таблице 2 показаны правила нечеткого вывода.

ТАБЛИЦА 2. Правила нечеткого вывода

№ правила	Если Остаточная энергия сенсорного узла	И Количество сосед- них узлов	Тогда Вероятность выбора головного узла
1	малая	малое	очень малая
2	малая	среднее	малая
3	малая	многое	больше малой
4	средняя	малое	меньше средней
5	средняя	среднее	средняя
6	средняя	многое	больше средней
7	высокая	малое	небольшая
8	высокая	среднее	большая
9	высокая	многое	очень большая

Третий этап: в качестве правила для блока нечеткого вывода будем использовать правило Мамдани:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cap \mu_B(y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)], \quad (2)$$

где A и B – нечеткие множества $A \subseteq X, B \subseteq Y$, отношение R определено на $X * Y$.

В результате получаем, что:

$$\mu_{B'}(y) = \max_{k=1 \dots N} \left\{ \min \left[\mu_{A_1^k}(\bar{x}_1), \mu_{A_2^k}(\bar{x}_2), \mu_{B_1^k}(y) \right] \right\}, \quad (3)$$

где \bar{x}_1 и \bar{x}_2 – соответственно входные параметры (остаточная энергия сенсорного узла и количество соседних узлов);

A_1^k и A_2^k – соответствующие им нечеткие множества;

$k = 1, \dots, N$ – правила нечеткого вывода, N – количество правил нечеткого вывода ($N = 3^2 = 9$);

y – выходной параметр (вероятность выбора головного узла);

B_1^k – соответствующее ей множество.

В соответствии с установленной базой правил можно выполнить операцию нечеткого вывода. В качестве вывода для каждого правила используется лингвистическая переменная «вероятность выбора головного

узла» y , множество значений которой состоит из девяти термов: «очень малая», «малая», «больше малой», «меньше средней», «средняя», «больше средней», «небольшая», «большая» и «очень большая».

Четвертый этап: Значение вероятности выбора головного узла получается в результате операции дефазификации выходного нечеткого множества. Дефазификацию выходного значения контроллера (значение вероятности выбора головного узла) будем производить по методу центра тяжести, используя формулу:

$$\bar{y} = \left(\sum_{k=1}^N a_k \int_{\text{y}} \mu_{B^k}(y) dy \right) / \left(\sum_{k=1}^N \int_{\text{y}} \mu_{B^k}(y) dy \right), \quad (4)$$

где $\mu_{B^k}(y)$ – функция принадлежности правила выходного нечеткого множества k -го правила базы правил, $k = 1, \dots, n$; a_k является точкой, в которой данная функция принадлежности принимает значение 1.

Результат применения правил нечеткого вывода для выбора головного узла представлен на [рисунке 4](#).

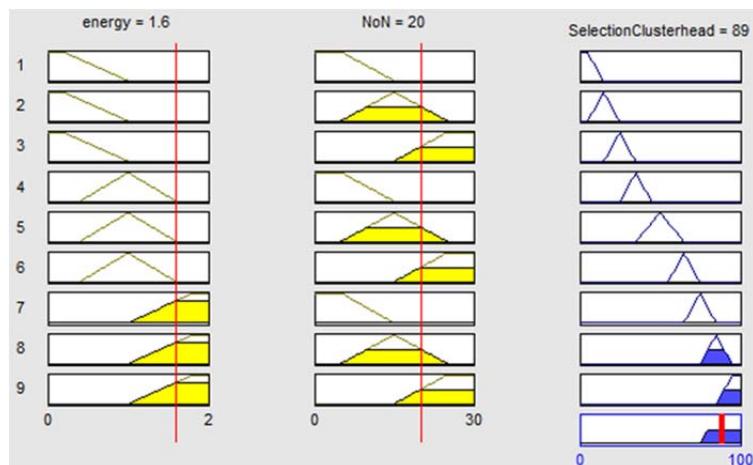


Рис. 4. Экранная форма программы просмотра правил нечеткого вывода

В качестве примера использования рассмотренного метода можно привести следующий: Если (остаточная энергия сенсорного узла – высокая) И (количество соседних узлов – многое), То (вероятность выбора головного узла – очень большая).

В качестве модели сети используется модель из 100 узлов, распределенных случайном образом на плоскости размером 100*100 м. Результаты образования кластеров при моделировании на основе нечеткой логики представлены на [рисунках 5а и 5б](#).

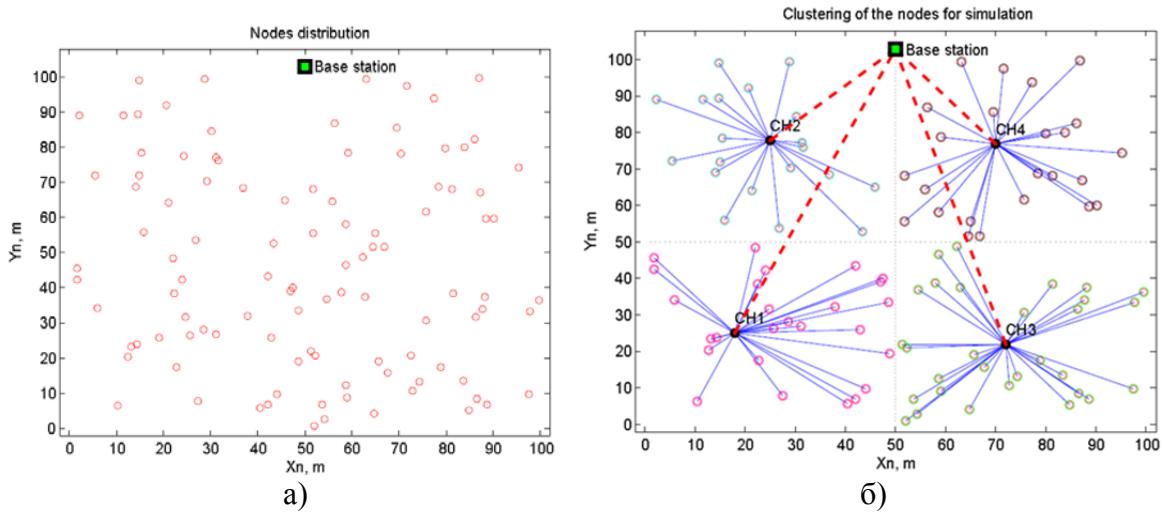


Рис. 5. а – распределение сенсорных узлов;
б – результаты моделирования кластеризации в ВСС

Предложенный метод может быть эффективно использован для выбора головного узла кластера во всепроникающих сенсорных сетях, что показано на рисунках ба и бб, а также на рисунке 7.

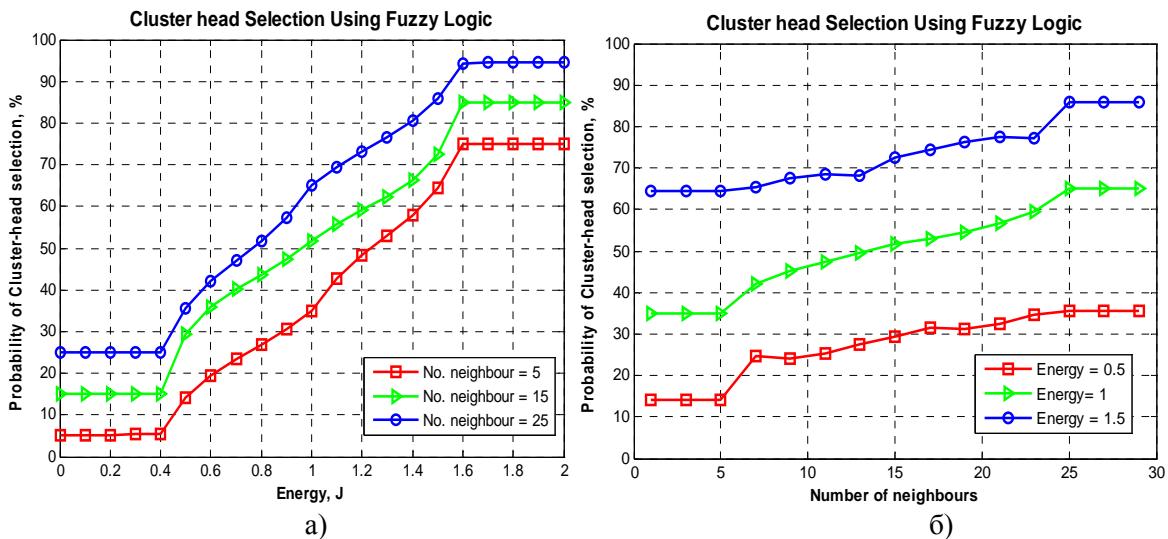


Рис. 6. Зависимость вероятности выбора головного узла от:
а – остаточной энергии при разных значениях количества
соседних узлов; б – количества соседних узлов
при разных значениях остаточной энергии

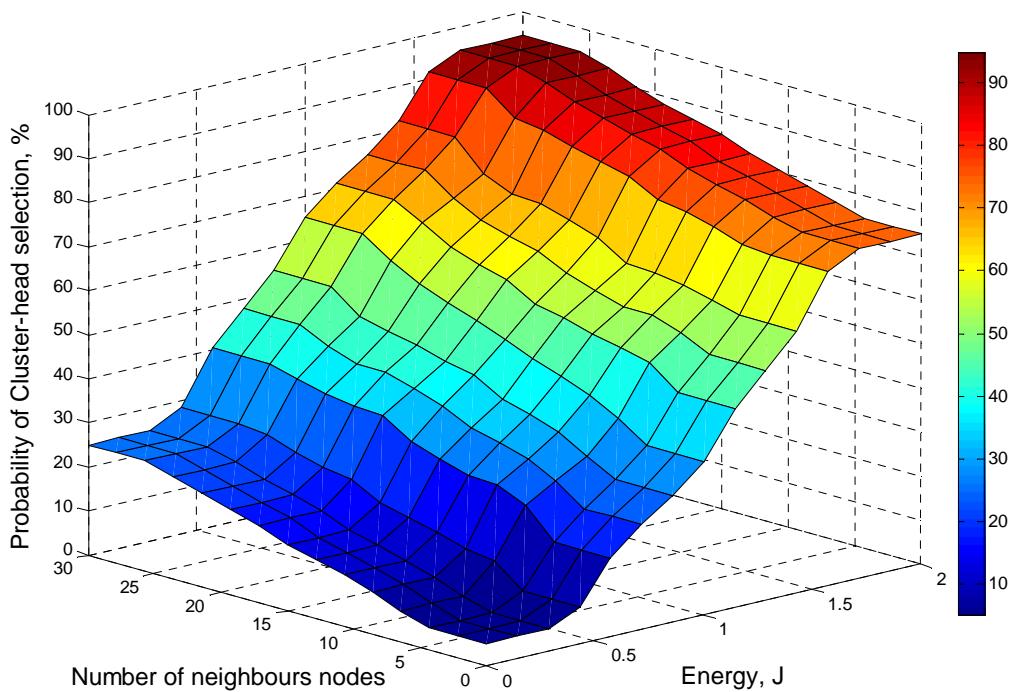


Рис. 7. Зависимость вероятности выбора головного узла от остаточной энергии и количества соседних узлов

Библиографический список

1. Кучерявый, А. Е. Самоорганизующиеся сети / А. Е. Кучерявый, А. В. Прокопьев, Е. А. Кучерявый. – СПб. : Любавич, 2011.
2. Кучерявый, А. Е. Интернет Вещей / А. Е. Кучерявый // Электросвязь. – 2013. – № 1.
3. Гольдштейн, Б. С. Сети связи пост-NGN / Б. С. Гольдштейн, А. Е. Кучерявый. – СПб. : БХВ-Петербург, 2012. – 160 с.
4. Salim, A. Cluster-based perimeter-coverage Technique for Heterogeneous Wireless Sensor Networks / A. Salim, A. Koucheryavy // ICUMT 2009 International Conference IEEE on Ultra Modern Telecommunications, Saint-Petersburg, (Russian), 2009.
5. Fuzzy Logic Toolbox™ User's Guide / © COPYRIGHT 1995–2012 The MathWorks, Inc.

Аннотация

Всепроникающие беспроводные сенсорные сети являются технологической основой внедрения новой концепции развития сетей связи – Интернета Вещей. Эти сети являются самоорганизующимися, одними из важнейших характеристик беспроводных сенсорных сетей считаются жизненный цикл и энергопотребление. В статье рассматриваются особенности методов нечеткой логики для кластеризации и выбора головного узла кластера во всепроникающих сенсорных сетях, и предлагается новый метод выбора головного узла кластера на основе нечеткой

логики. Формируется набор необходимых термов, база правил, определяются функции принадлежности. В качестве правила нечеткого вывода используется правило Мамдани, а для дефазификации применяется метод центра тяжести.

Yahya M. Al-Naggar

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

FUZZY LOGIC METHODS FOR CLUSTERING IN UBIQUITOUS SENSOR NETWORKS.

Annotation

The ubiquitous sensor networks are the technological basis for the introduction of a new concept for the development of communication networks - the Internet of Things. These networks are self-organizing, one of the most important characteristics of wireless sensor networks are considered life-time and energy consumption. The paper discusses the features of fuzzy logic methods for clustering and cluster-head selection in ubiquitous sensor networks and proposes a new method for cluster-head selection based on fuzzy logic. The residual energy and number of neighbor nodes are considered as parameters for cluster-head selection now. The term set, rule base, membership functions are determined. As a rule of fuzzy inference rule is used Mamdani rule and for defuzzification method is used center of gravity.

Keywords: Ubiquitous sensor networks, cluster-head selection, clustering, residual energy, number of neighbor nodes, fuzzy logic.

References

1. **Kucherjavyj, A. E.** Samoorganizujushhiesja seti / A. E. Kucherjavyj, A. V. Prokop'ev, E. A. Kucherjavyj. – SPb. : Ljubavich, 2011.
2. **Kucherjavyj, A. E.** Internet Veshhej / A. E. Kucherjavyj // Jelektrosvjaz'. – 2013. – № 1.
3. **Gol'dshtejn, B. S.** Seti svjazi post-NGN / B. S. Gol'dshtejn, A. E. Kucherjavyj. – SPb. : BHV-Peterburg, 2012. – 160 s.
4. **Salim, A.** Cluster-based perimeter-coverage Technique for Heterogeneous Wireless Sensor Networks / A. Salim, A. Koucheryavy // ICUMT 2009 International Conference IEEE on Ultra Modern Telecommunications, Saint-Petersburg, (Russian), 2009.
5. **Fuzzy Logic Toolbox™ User's Guide** / © COPYRIGHT 1995–2012 The MathWorks, Inc.

Яхья Мохаммед Аль-Наггар – аспирант кафедры сети связи Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», yahya_alnaggar@yahoo.com

UDK 004.733

D. K. Arthur

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

ANALYSIS OF DIFFERENT SCHEDULING MECHANISMS IN WiMAX

scheduling algorithm, WiMAX, service classes and Point-to-multipoint scheduling.

The WiMAX technology, based on the IEEE 802.16 standards (IEEE, 2004) (IEEE, 2005), is a solution for fixed and mobile broadband wireless access networks and has been developed with advantages such as high transmission rate and predefined Quality of Service (QoS) framework, enabling efficient and scalable networks for data, video, and voice. However, the standard does not define the scheduling algorithm which guarantees the QoS required by the multimedia applications. The scheduling is the main component of the MAC layer that helps assure QoS to various applications [1]. The radio resources have to be scheduled according to the QoS parameters of the applications. Therefore, the choice of the scheduling algorithm for the WiMAX systems is very important. There are several scheduling algorithms for WiMAX in the literature, however, studies show that an efficient, fair and robust scheduling algorithm for WiMAX systems is still an open research area [2, 3, and 5].

The major purpose of WiMAX MAC scheduling is to increase the utilization of network resource under limited resource situation. In the WiMAX systems, the packet scheduling is implemented in the Subscriber Station (uplink traffic) and in the Base Station (downlink and uplink traffic). The Figure 1 shows the packets scheduling in the Base Station (BS) and in the

Subscriber Station (SS) [6].

In the downlink scheduling, the BS has complete knowledge of the queue status and the BS is the only one that transmits during the downlink sub frame but in the uplink scheduling, the input queues are located in the SSs and are hence separated from the BS. So, the BS does not have any information about the arrival time of packets in the SSs queues.

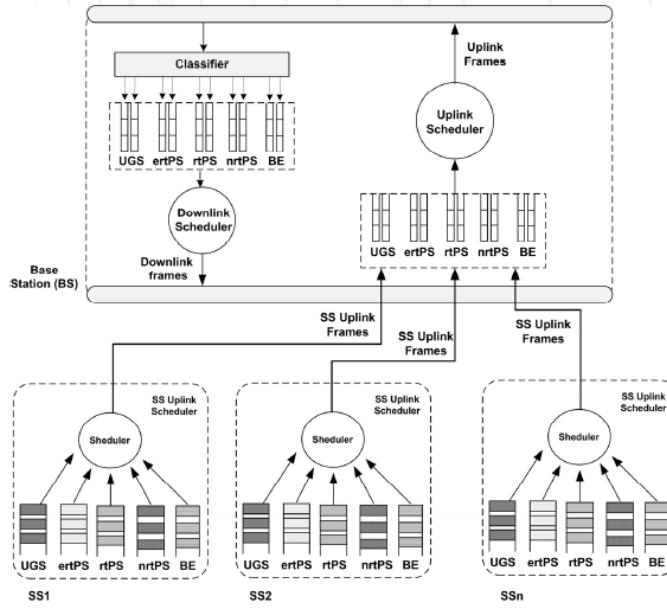


Fig. 1. Packet scheduling in the BS and in the SS [6]

The packets that cross the MAC layer are classified in connections. At the MAC, each connection belongs to a single service class and is associated with a set of QoS parameters that quantify its characteristics. [Table 1](#) shows a comparison of WiMAX service classes.

TABLE 1. Comparison of WiMAX Service classes [2]

Service Class	Pros	Cons
UGS	No overhead. Meets guaranteed latency for real-time service	Bandwidth may not be utilized fully since allocations are granted regardless of current need.
ertPS	Optimal latency and data overhead efficiency	Needs to use the polling mechanism (to meet the delay guarantee) and a mechanism to let the BS know when the traffic starts during the silent period.
rtPS	Optimal data transport efficiency	Requires the overhead of bandwidth request and the polling latency (to meet the delay guarantee)
nrtPS	Provides efficient service for non-real-time traffics with minimum reserved rate	N/A
BE	Provides efficient service for BE traffic	No service guarantee; some connections may starve for a long period of time.

The scheduling algorithm must guarantee the QoS for both multimedia applications (real-time and non-real-time), while efficiently utilizing the available bandwidth. However, the scheduling algorithm for the service classes is not defined by the IEEE 802.16 standards.

The design of scheduling algorithms in WiMAX networks is highly challenging, because the wireless communication channel is constantly varying. The key issue of how to meet the QoS requirements in the WiMAX system is the allocation of resources among the users in a fair and efficient way, especially for video and voice transmission. However, the amount of allocated resources depends on the Modulation and Coding Schemes (MCSs) used in the physical layer. Figure 2 shows the processing units at MAC and PHY [7].

The MCS is determined in accordance with the Signal-to-Noise Ratio (SNR) and depends on two values:

- i. The minimum entry threshold: represents the minimum SNR required to start using more efficient MCS.
- ii. The mandatory exit threshold: represents the minimum SNR required to start using a more robust MCS.

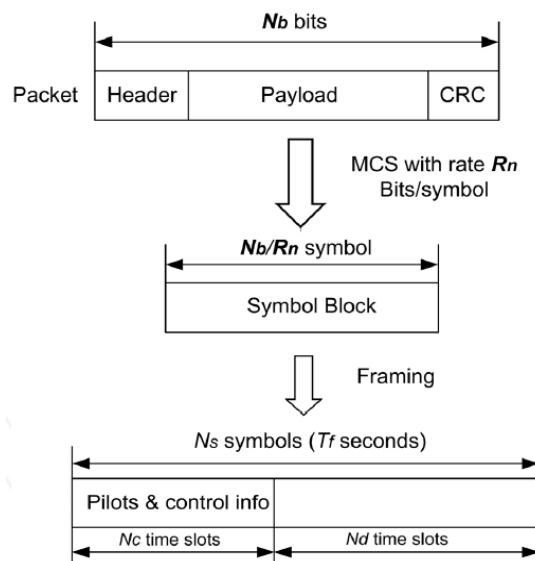
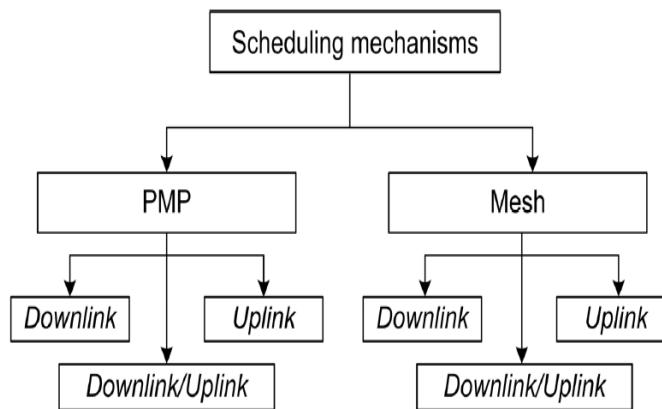


Fig. 2. Processing units at MAC and PHY [7]

In the last few years, the scheduling mechanism research has been intensively investigated. However, recent studies show that an efficient, fair and robust scheduler for WiMAX is still an open research area, and the choice of a scheduling algorithm for WiMAX networks is still an open question. Since the scheduling is a very active field, one cannot describe all the algorithms proposed

for WiMAX. However, presented here, is a study of some scheduling proposals for WiMAX.

These proposals can be classified in: Point-to-Multipoint (PMP) scheduling mechanisms and Mesh scheduling mechanisms. Moreover, some scheduling works are focused on downlink scheduling, others on uplink scheduling, and others on both scheduling (downlink and uplink). The [Figure 3](#) shows the general classification of WiMAX scheduling mechanisms.



[Fig. 3. General classification of WiMAX scheduling mechanisms](#)

Taking into account the classification shown in the [Figure 3](#), the scheduling mechanisms are classified in three categories [3]:

- Homogeneous.
- Hybrid.
- Opportunistic algorithms.

The three categories of scheduling mechanisms have the same aims which are to satisfy the

QoS requirements of the applications. What differs one category from the other are the characteristics of the scheduling algorithms employed in the scheduling mechanism and the number of algorithms used to ensure QoS for the service classes.

The [Table 2](#) summarizes the existing classification in the literature on scheduling mechanisms and exemplifies some scheduling algorithms that have been evaluated for WiMAX networks.

TABLE 2. Classification of scheduling mechanisms

	Proposes					Scheduling Algorithms
	(Dhrona et al., 2009)	(So-in et al., 2010)	(Msadaa et al., 2010)			
CLASSIFICATION	Homogeneous	Channel Aware	Intra class	Packet Queuing derived strategies	One Layer structure	RR, WRR, DRR
	Hybrid/Heterogeneous		Inter class	Optimization based strategies		EDF, WFQ EDF+WFQ+FIFO, EDF + WFQ, WRR+RR+PR DFPQ
	Opportunistic		Cross layer approach algorithms			TRR, O-DRR, MSIR, mmSIR

The classification proposed by proposal by [3] will be used the analyze the various scheduling algorithms in Table 3.

The adaptive scheduling algorithm proposed in [9] makes the scheduling in accordance with the MCSs and interacts with the polling mechanisms of the BS. Its evaluation shows a good performance in the realistic and optimistic scenarios. The scheduling algorithms such as WRR, WFQ and EDF+WFQ were evaluated in [3] and show a fair distribution of bandwidth among the SSs. However, the performance evaluation of these algorithms was made considering only the optimistic scenarios.

Table 3. Analysis of various scheduling algorithms

Classification		Pros	Cons	Algorithm parameters
Homogeneous	RR (round robin)	Simple to implement	Doesn't support QoS requirements for different service classes	Arrival time
	WRR (weighted round robin)	Determines the allocation of bandwidth among SS based on weights	Doesn't perform well in the presence of variable packet sizes	Static weights
	DRR (deficit round robin)	Flexible i.e allows provision of quantum of different sizes of packets depending on the QoS requirements of the SS	i. Very complex in its implementation (requires accurate knowledge of the packet size). ii. Not suitable for UL scheduling	Fixed quantum
	EDF(earliest deadline first)	Suitable for packets with low maximum latency parameter e.g. UGS and rtPS	i. Lower priority SSs (e.g nrtPS and BE) will essentially starve in the presence of a large number of higher priority SSs. That makes it not a fair scheduling algorithm ii. Needs to know the arrival time of the packets before scheduling can be done	Deadlines (can be the arrival time – send time of the packets in some cases).
	WFQ(weighted fair queuing)	Better performance as compared to WRR which uses a similar mechanism	It assigns finish times to packets without considering their start times	Weights
Heterogeneous and opportunistic scheduling algorithm	ABA(Adaptive Bandwidth Allocation)	Meets the delay constraints of rtPS and the minimum throughput requirements of nrtPS, while it endeavours to avoid any possible starvation of BE traffic.	BE and nrtPS services maybe starved in the presence of large quantities of high priority services	UGS bandwidth Requirement
	EDF,WFQ and FIFO(First-in-First-out)	Shows superior performance for SSs of rtPS classes in relation to average throughput, average delay and packet loss when the concentration of real-time traffic is high.	lower priority SSs will essentially starve in the presence of a large number of higher priority SSs due to the strict priority of overall bandwidth allocation	Weights for WFQ, Deadlines for EDF

	EDF + WFQ		Limited by the allocation of bandwidth among traffic classes	Weights for WFQ, Deadlines for EDF
	EDF+CAC(connection admission control) schemes	Reduces average latency and achieves the QoS of the service classes		MRTR, deadline
Cross Layer approach algorithm	TRS(temporary removal scheduler)	Makes the scheduling list in accordance with the subscribers that have SIR(signal to interference ratio) greater than a preset threshold	SS with low SIR will be starved.	Removal time (Tr).
	UAF(uplink activity factor) scheduler	Has less mean sojourn time when compared to TRS combined with MSIR. Also serves SSs with minimum SIR		SIR
	Adaptive scheduler algorithm	Controls the periodicity of sending unicast polling to the real-time and non-real-time service classes, in accordance with the Quality of Service requirements. Shows better performance than RR and WRR algorithms		Polling interval, SIR, MCS.

References

1. **Bacioccola, A.** IEEE 802.16: History, status and future trends / A. Bacioccola, et. al // Computer Communications. – February, 2010. – Vol. 33, No. 2. – PP. 113–123.
2. **So-in, C.** Scheduling in IEEE 802.16e Mobile WiMAX Networks: Key Issues and a Survey / C. So-in, R. Jain, A. Tamimi // IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC). – February, 2009. – Vol. 27, No. 2. – PP. 156–151.
3. **Dhrona, P.** A performance study of scheduling algorithms in Point-to-Multipoint WiMAX networks / P. Dhrona, N. A. Abu, H. S. Hassanein // Computer Communications. – February, 2009. – Vol. 32. – PP. 511–521.
4. **Dhrona, P.** A performance study of scheduling algorithms in Point-to-Multipoint WiMAX networks / P. Dhrona, N. A. Abu, H. S. Hassanein // IEEE Conference on Local Computer Networks (LCN 2008), Montreal, October 2008.
5. **Cheng, S. T.** Fairness-based scheduling algorithm for time division duplex mode IEEE 802.16 broadband wireless access systems / S. T. Cheng, M. T. Hsieh, B. F. Chen // IET Communications. – April, 2010. – Vol. 4, No. 9. – PP. 1065–1072.
6. **Ma, M.** Current Technology Developments of WiMAX Systems (ed. 1) / M. Ma. – Springer, Singapore, 2009.
7. **Liu, Q.** A Cross-Layer Scheduling Algorithm with QoS Support in Wireless Networks / Q. Liu, et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – May 2006. – Vol. 55, No. 3. – PP. 839–847.
8. **Msadaa, I. C.** Scheduling and CAC in IEEE 802.16 Fixed BWNs: A Comprehensive Survey and Taxonomy / I. C. Msadaa, Filali D. Camara // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – May, 2010. – Vol. 12, No. 4. – PP. 459–487.
9. **Teixeira, M. A.** A Predictive Scheduling Algorithm for the Uplink Traffic in IEEE 802.16 Networks / M. A. Teixeira, P. R. Guardieiro // Proceeding of The 12th IEEE International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), February 2010.

Статья представлена научным руководителем доцентом В. Е. Коротиным.

Annotation

Scheduling mechanisms in WiMAX networks is an open research problem in literature, because the WiMAX standard does not specify which scheduling mechanism should be employed in the deployment of a WiMAX network. In this paper the author looks at various scheduling algorithms presented in literature and analysis them.

Д. К. Артур

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ МЕХАНИЗМОВ ПЛАНИРОВАНИЯ В WiMAX

Аннотация

Механизмы планирования в WiMAX сетях являются открытой задачей исследования в литературе, потому что WiMAX стандарт не определяет, какой механизм должен быть использован в развертывании сети WiMAX. В этой статье автор рассматривает различные алгоритмы планирования, представленные в литературе и их анализы.

Ключевые слова: алгоритм планирования, WiMAX, классы обслуживания и Point-to-multipoint планирования.

Артур Джозеф Квеку – аспирант кафедры «Радиопередающих устройств и средств подвижной связи» Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», ajkweku@yahoo.com

АНТЕННЫ И СВЧ-УСТРОЙСТВА

УДК 621.396.67

А. П. Максимов, Фаиз Салех Авгари, А. Р. Кубалова

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТУПЕНЧАТЫХ ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ С РЕЗОНАТОРАМИ ОДИНАКОВОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ

эллиптический фильтр, СВЧ устройства, электродинамическое моделирование, микрополосковая линия, многопроводная линия, полоснопропускающий фильтр, микрополосковый фильтр.

Введение

Эллиптическим называют фильтр, характеристика затухания которого пульсирует как в полосе пропускания (ПП), так и в полосе заграждения (ПЗ), и имеет нули передачи на конечных частотах. Данные свойства позволяют аппроксимировать характеристику идеального фильтра с применением наименьшего числа звеньев, что представляет особенный интерес при проектировании бортовых и мобильных наземных СВЧ устройств на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). Известно, что резонаторы на МПЛ, обладают маленькой добротностью. Реализация печатного эллиптического фильтра позволила бы существенно сократить входные потери и габариты устройств данного класса.

В настоящее время в микрополосковой технике, преимущественно, используются фильтры Чебышева или Баттервортса. Способов синтеза эллиптических фильтров на МПЛ известно не так много. Некоторое распространение получили фильтры со связью между не соседними резонаторами [1]. Недостатком таких структур является сложность преобразований схемы прототипа.

Другим способом реализации планарного эллиптического фильтра может быть структура из двух параллельно соединённых решёток связанных линий со скачком волновой проводимости в точке соединения. Различают ступенчатый эллиптической фильтр на резонаторах одинаковой электрической длины и на резонаторах различной электрической длины. Достоинством подобных структур является использование элементов классической теории стержневых фильтров в процедуре синтеза, а также простая зависимость положения нулей передачи от ширины зазоров.

Синтез

Рассмотрим синтез полосно-пропускающего ступенчатого эллиптического фильтра на резонаторах одинаковой длины с реализацией на микрополосковой линии на примере технического задания:

- 1) центральная частота $f_0 = 3 \text{ ГГц}$;
- 2) относительная полоса пропускания $\omega = 5 \%$;
- 3) неравномерность в полосе пропускания $\Delta A = 0,25 \text{ дБ}$;
- 4) сопротивление нагрузки $R_0 = 50 \text{ Ом}$;
- 5) материал подложки $\epsilon_r = 3,55$, $h = 1 \text{ мм}$;
- 6) порядок фильтра $N = 3$.

Схему фильтра прототипа нижних частот (ФПНЧ) (рис. 1) на элементах с сосредоточенными параметрами можно получить из таблиц Задания [2].

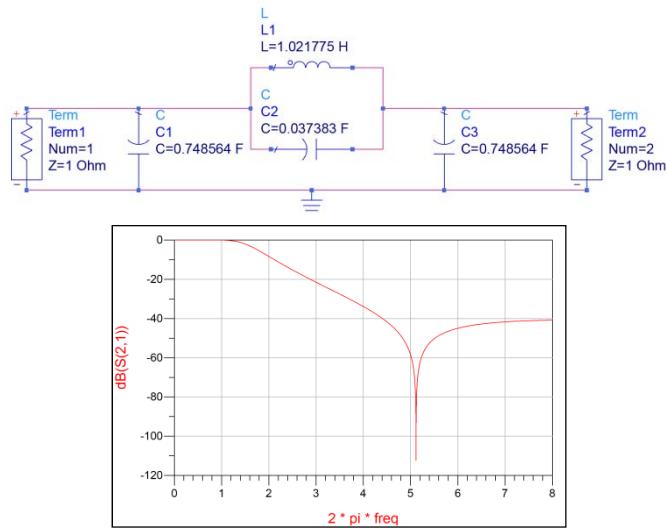


Рис. 1. Схема и характеристика затухания ФПНЧ

С помощью данного ФПНЧ можно реализовать полосно-пропускающие фильтры (ППФ) нечётного порядка с симметричной характеристикой затухания.

Воспользовавшись частотным преобразованием

$$\Omega_{Hq} \rightarrow a \cdot \left(\frac{\operatorname{tg}(\theta)}{\operatorname{tg}(\theta_0)} - \frac{\operatorname{tg}(\theta_0)}{\operatorname{tg}(\theta)} \right),$$

где $\operatorname{tg}(\theta)$ – новая частотная переменная;

θ_0 – нормирующая электрическая длина линий;

a – масштабный частотный коэффициент;

переходим к полосно-пропускающему фильтру на элементах с распределенными параметрами (рис. 2).

В работе [3] даны расчётные формулы для преобразования элементов L_1 и C_2 на рисунке 1 в два параллельных контура, соединенных последовательно.

В настоящее время фильтры и другие устройства СВЧ реализуются на элементах с распределёнными параметрами соизмеримых электрических длин. От выбора электрической длины θ_0 зависит расположение паразитной ПП (рис. 2) и габариты фильтра. Для сравнения на рисунке 2 синим цветом показана теоретическая АЧХ фильтра на сосредоточенных элементах. Для получения симметричной характеристики затухания и реализуемых геометрических размеров топологии была выбрана $\theta_0 = \pi / 4$.

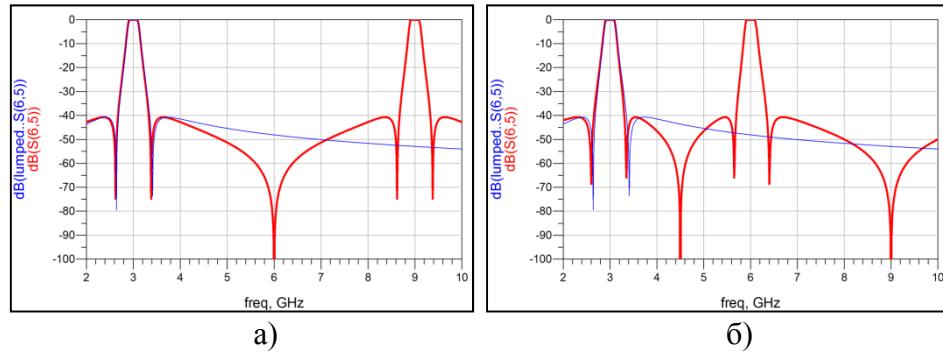


Рис. 2. Теоретическая характеристика затухания фильтра при:
а – $\theta_0 = \pi / 4$; б $\theta_0 = \pi / 3$

Масштабный коэффициент a зависит от полосы пропускания и θ_0 . Так как $\omega = 5\%$, был применён узкополосный коэффициент:

$$a = \frac{|\sin(2\theta_0)|}{2\theta_0} \cdot \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

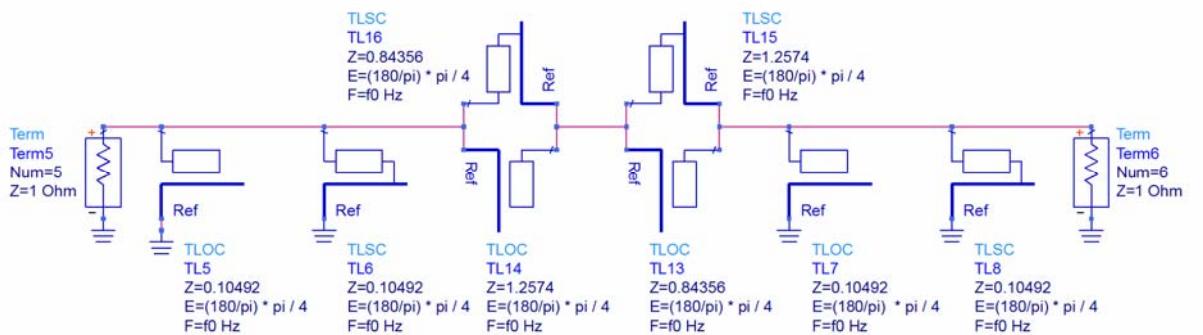


Рис. 3. Схема эллиптического фильтра из двух параллельно соединённых подсхем на элементах с распределёнными параметрами

Полученную на [рисунке 3](#) цепь можно представить как параллельное соединение двух лестничных цепей A и B . Цепь A состоит только из закороченных элементов, а цепь B – только из разомкнутых.

Очевидным вариантом реализации схем A и B служат трёхпроводные связанные линии. Итоговой структурой будет параллельное соединение двух решёток связанных линий общей электрической длины $2\theta_0$. Такие структуры описываются матрицами характеристических узловых проводимостей или собственных и взаимных статических ёмкостей на единицу длины.

В исходных матрицах у центральных узлов отсутствует ёмкость на землю. Чтобы данные узлы стало возможным реализовать микрополосками, необходимо произвести линейное преобразование матриц [4], помножив третью строку и столбец обеих матриц на коэффициент $n = 2,5$.

Также для узкополосных фильтров необходимо устраниТЬ пропорциональность элементов матриц коэффициенту a . Для этого подсхему A вносят по входу и выходу дополнительные секции из единичных элементов и трансформаторов. С точки зрения теории многопроводных линий, мы добавляем два узла в матрицу подсхемы A . Например, преобразование матрицы нормированных проводимостей A имеет вид:

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{a} & 0 & 0 & 0 \\ -1/\sqrt{a} & 11,716 \cdot (1/a) & -1,1855 \cdot (1/a) & 0 & 0 \\ 0 & -1,1855 \cdot (1/a) & 1,9808 \cdot (1/a) \cdot n & -0,7953 \cdot (1/a) & 0 \\ 0 & 0 & -0,7953 \cdot (1/a) & 11,326 \cdot (1/a) & -1/\sqrt{a} \\ 0 & 0 & 0 & -1/\sqrt{a} & 1 \end{bmatrix}$$

Размер матрицы B остаётся 3×3 , но все строчки и столбцы преобразуются аналогично A .

Полученные матрицы, масштабированные для системы 50 Ом, можно использовать для определения ширин микрополосков и зазоров.

Моделирование

Для нахождения размеров связанных линий в неоднородной диэлектрической среде удобно использовать 3D симуляторы полей. При этом можно учесть эффекты дисперсии, толщины микрополосков, корпуса, диссипативных потерь и неоднородности.

Ширины полосков должны обеспечивать заданные собственные проводимости узлов. На [рисунке 4а](#) зависимость импеданса полоска от его ширины на заданной по ТЗ диэлектрической подложке.

Для нахождения зазоров можно по взаимным и собственным ёмкостям вычислить импедансы чётного и нечётного возбуждений Z_{0e} и Z_{0o} всех секций связанных линий и, с помощью 3D симулятора полей определить зазоры, обеспечивающие нужные импедансы.

Поскольку связанные линии несимметричны, можно выделить из каждого узла симметричную линию и после получения зазоров добавить или вычесть остаточную ширину микрополоска в соответствии с исходной трёхпроводной структурой, заданной матрицами A и B .

Для определения зазоров симметричных связанных МПЛ в 3D симуляторе поля применяется двухмодовый анализ, в котором чётный импеданс равен $Z_e = Z_1 \cdot 2$, а нечётный импеданс $Z_o = Z_2 / 2$, где Z_1 — импеданс первой ортогональной моды, а Z_2 — импеданс второй ортогональной моды (рис. 4б).

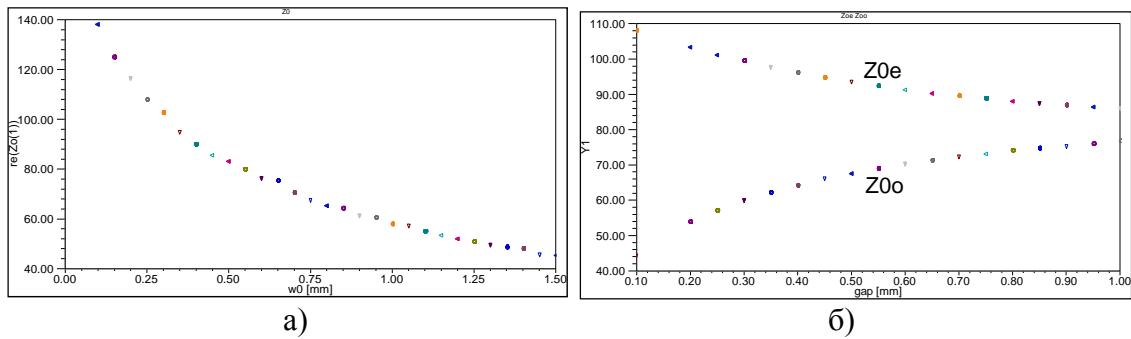


Рис. 4. Моделирование методом конечных элементов на подложке $\epsilon_r = 3,55$, $h = 1$ мм при толщине металлизации $t = 0,35$ мкм и высоте крышки $h_2 = 10$ мм:
а – импеданс МПЛ Z_0 в зависимости от ширины w_0 ; б – импедансы чётного и нечётного возбуждений Z_{0e} и Z_{0o} в зависимости от ширины зазора

В результате систематических корректировок зазоров и ширин микрополосков была получена топология на рисунке 5а. Габариты фильтра: 14×5 мм. На рисунке 5б показаны смоделированные в 3D симуляторе полей характеристики затухания и потерь на отражение.

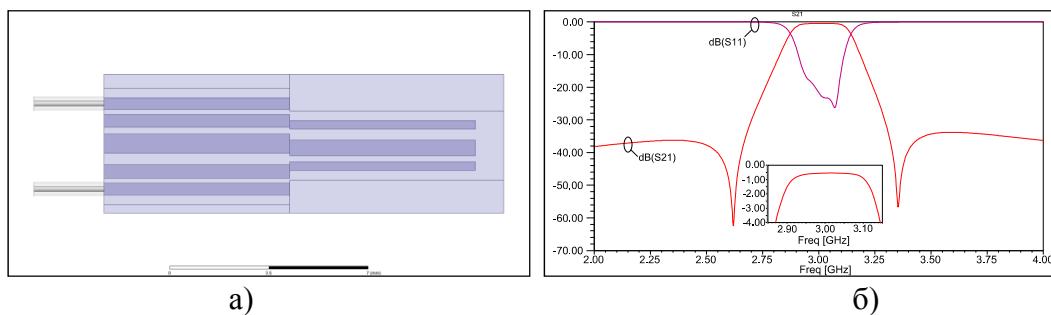


Рис. 5. а – топология эллиптического фильтра на МПЛ;
б – смоделированные методом конечных элементов характеристика затухания S_{21} и потери на отражение S_{11}

Заключение

Была продемонстрирована возможность реализации ступенчатого эллиптического фильтра на МПЛ. Данный результат открывает перспективу переноса на МПЛ и других аналогичных стержневых структур, таких как ступенчатый эллиптический фильтр с резонаторами различной длины, короткозамкнутыми с обеих сторон или разомкнутыми с обеих сторон.

Библиографический список

1. **Hong, Jia-Sheng** Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters / Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.* – 1996. Т. 44.
2. **Зааль, Р.** Справочник по расчету фильтров / Р. Зааль. – М. : Радио и связь, 1983. – 752 с.
3. **Кубалова, А. Р.** Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров / А. Р. Кубалова, С. В. Томашевич. – СПб. : Издательство СПбГУТ, 2013. – 368 с. (в печати).
4. **Wenzel, R. J.** Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Structures / R. J. Wenzel // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.* – 1965. – Т. 13.

Статья представлена научным руководителем доктором технических наук, профессором С. В. Томашевичем.

Аннотация

Эллиптические фильтры СВЧ обладают большей частотной избирательностью по сравнению с фильтрами Чебышёва или Баттерворта. В современных системах связи и радиолокации актуальна проблема снижения массогабаритных характеристик устройств. Предложен метод миниатюризации СВЧ фильтров с применением эллиптического ступенчатого фильтра СВЧ с реализацией на микрополосковой линии.

A. Maksimov, Faiz Saleh Ali Awgari, A. Kubalova

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

SYNTHESIS AND MODELING OF MICROSTRIP STEPPED ELLIPTIC FILTER WITH RESONATORS OF EQUAL LENGTH

Annotation

Elliptic function filters have the property of better selectivity with comparison to Chebychev or Butterworth filters. The issue of device size and weight is vital in modern communications and radar systems. A method miniaturization of microwave filters using microwave stepped elliptic filter realized on microstrip line is proposed.

Keywords: elliptic filter, microwave engineering, microtrip, microstrip filter, bandpass filter, multi-wire line, full-wave electromagnetic field simulation.

References

1. **Hong, Jia-Sheng** Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters / Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.* – 1996. T. 44.
2. **Zaal', R.** Spravochnik po raschetu fil'trov / R. Zaal'. – M. : Radio i svjaz', 1983. – 752 s.
3. **Kubalova, A. R.** Analiz i sintez mikrovolnovykh jellipticheskikh fil'trov / A. R. Kubalova, S. V. Tomashevich. – SPb. : Izdatel'stvo SPbGUT, 2013. – 368 s. (v pechati).
4. **Wenzel, R. J.** Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Structures / R. J. Wenzel // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.* – 1965. – T. 13.

Максимов Алексей Павлович – аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», apmaksi-mov@gmail.com

Авгари Фаиз Салех – аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича»

Кубалова Анна Рудольфовна – кандидат технических наук, преподаватель кафедры Теории электрических цепей Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», kubalovaap@mail.ru

РАДИОТЕХНИКА

УДК 621. 396

Е. Г. Борисов, О. С. Голод

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

КОРРЕЛЯТОР С ДИСКРЕТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

коррелятор, фазирование, спектральная плотность, избирательность.

Если в стандартной схеме коррелятора осуществлять периодическую коррекцию фазы опорного сигнала, делая ее равной мгновенному значению фазы входной смеси сигнала и шума, то напряжения $u_c(t)$ на входах перемножителя (рис. 1) можно представить в виде:

$$u_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad u_r(t) = A_r \cos(\omega_r t + \varphi_c + \psi_{\text{сш}}(t_i)),$$

где A_c – амплитуда сигнала,

ω_c – частота сигнала,

φ_c – фаза сигнала, представляющая случайную величину;

A_r – амплитуда сигнала опорного генератора;

ω_r – частота сигнала опорного генератора;

$\psi_{\text{сш}}(t_i)$ – отклонение фазы смеси сигнал + шум от фазы сигнала в момент (t_i) фазирования опорного генератора.

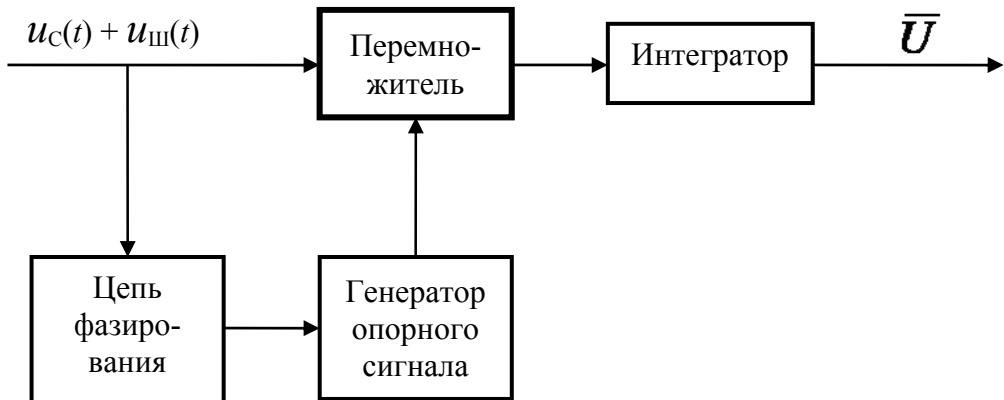


Рис. 1. Структура коррелятора

Соответственно напряжение на выходе интегратора определим как:

$$\begin{aligned}\bar{U} &= \frac{1}{T} \int_0^T A_{\text{cl}} \cos(\omega_c t + \varphi_c) A_{\text{onl}} \cos(\omega_c t + \varphi_c + \psi_{\text{csh}}(t_i)) dt = \\ &= \frac{A_{\text{cl}} A_{\text{onl}}}{2T} \left[\int_0^T \cos(2\pi F t + \psi_{\text{csh}}(t)) dt + \int_0^T \cos(2\pi(f_r + f_c)t + 2\varphi_c + \psi_{\text{csh}}(t_i)) dt \right] = \\ &= \frac{A_c A_r}{2T} \int_0^T \cos(2\pi F t + \psi_{\text{csh}}(t)) dt,\end{aligned}$$

здесь $F = \omega_c - \omega_r$. Рассмотрим составляющую суммарной частоты, она определяет величину постоянной составляющей гармонической функции на интервале времени T . Поскольку T много больше, чем длительности периодов каждой из приведенных функций, то постоянные составляющие их приблизительно равны нулю. Если $T = N / (f_c + f_r)$, т. е. усреднение производится по целому числу периодов, то постоянная составляющая точно равна нулю и напряжение на выходе интегратора есть:

$$\bar{U} = k A_c \overline{\cos(\psi_{\text{csh}}(t_i))} \frac{\sin(2\pi F T)}{2\pi F T} = k A_c \overline{\cos(\psi_{\text{csh}}(t_i))} \frac{\sin(2\pi F_n n)}{2\pi F_n n},$$

где $k = \frac{A_r}{2}$; $n = f_c T$; $F_n = F / f_c$.

Величина $\psi_{\text{csh}}(t_i)$ является случайной величиной с одномерной плотностью вероятности (1) при условии, что $-\pi \leq \psi_{\text{csh}}(t_i) \leq \pi$

$$W(\psi_{\text{csh}}) = \frac{1}{2\pi} \exp(-0.5a^2) [1 + \sqrt{2\pi}a + \Phi(a \cos \psi_{\text{csh}}) \exp(-0.5a^2) \cos \psi_{\text{csh}}], \quad (1)$$

где $\Phi(a \cos \psi_{\text{csh}})$ - интеграл вероятности, $a = \frac{A_c}{\sigma_{\text{ш}}}$ – отношение амплитуды сигнала к среднеквадратичному напряжению шума.

Если напряжение генератора опорного сигнала сдвинуть на $\pi/2$, то постоянная составляющая напряжения \bar{U} на выходе коррелятора может быть записана в виде

$$\bar{U} = k A_c \overline{\cos(\psi_{\text{csh}}(t_i))} \frac{\sin^2 \pi n F_n}{\pi n F_n}.$$

Зависимость напряжения \bar{U} от разности частот входного сигнала и опорного генератора имеет вид дискриминационной характеристики (рис. 2), ширина которой определяется числом периодов n обрабатываемого сигнала, через которые осуществляется фазирование опорного генератора, значения $\cos(\psi_{\text{сш}}(t_i))$ приведены в [1], [2].

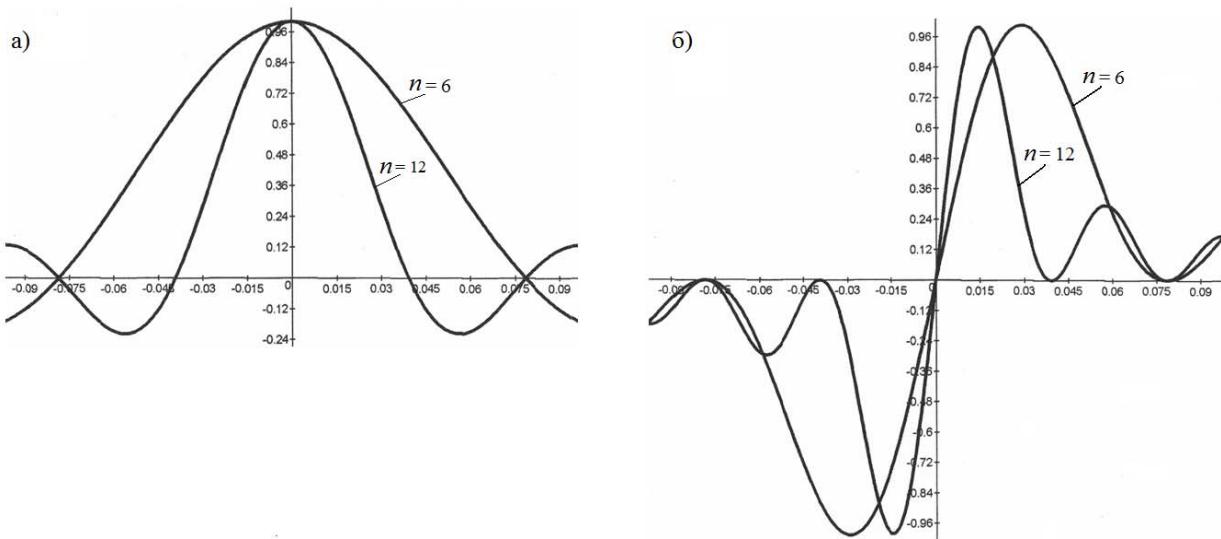


Рис. 2. Нормированные напряжения на выходах корреляторов при синфазном (a) и квадратурном (б) фазировании генератора опорного сигнала.

Определим спектральную плотность помехи на выходе перемножителя для случая, когда частоты сигнала и опорного генератора совпадают, т. е. $\omega_c = \omega_r$. Напряжение помехи на выходе перемножителя запишем, как $U = U_{\text{ш}} \cdot A_r \sin[\omega_r t + \varphi_c + \psi_{\text{сш}}(0) + \psi_{\text{сш}}(0)] + 0.5A_c A_r \sin(\psi_{\text{сш}})$.

Спектр мощности первого слагаемого имеет форму спектра шума на входе перемножителя, перенесенного в область нулевых частот. Если спектр шума на входе системы равномерный и имеет ширину $\Delta f_{\text{ш}}$, то спектральная плотность мощности помехи, обусловленная первым слагаемым $G_1(\omega)$, также равномерна в полосе частот $(0 \div 0.5\Delta f_{\text{ш}})$ и определяется выражением

$$G_1(\omega) = \frac{\sigma_{\text{ш}}^2 A_r}{2\Delta f_{\text{ш}}}.$$

Второе слагаемое помехи на выходе перемножителя, обусловленное ошибками фазирования опорного генератора $\psi_{\text{сш}}(0)$, представляет со-

бой перепады напряжения положительной/отрицательной полярностей, длительность которых равна периоду фазирования T , а величина (рис. 3).

$$h_i = 0.5A_c A_r \sin(\psi_{\text{сш}}(0))$$

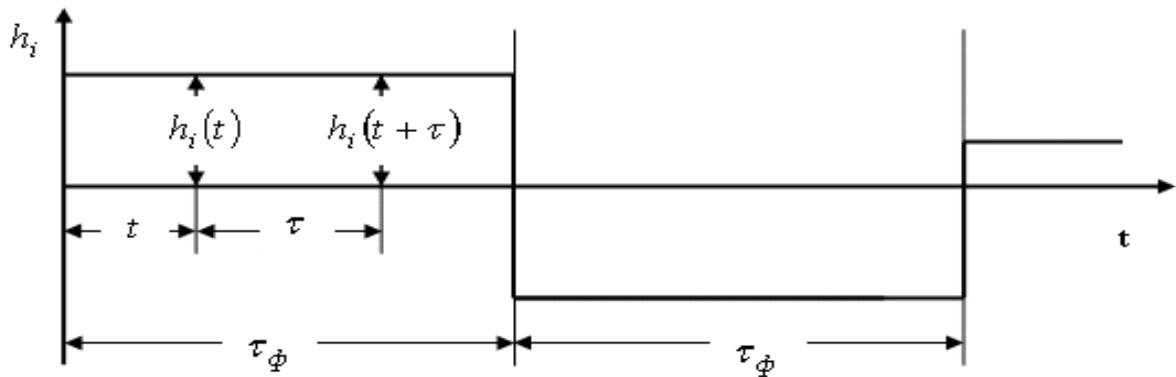


Рис. 3. Временная диаграмма

Результирующая спектральная плотность помехи на выходе перемножителя $G(\omega)$ определяется как:

$$G(\omega) = \frac{\sigma_{\text{ш}}^2 A_r}{2\Delta f_{\text{ш}}} + \frac{T}{\pi} \overline{h_i^2} \left(\frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T} \right)^2.$$

Помехоустойчивость описанного коррелятора выше, чем у автокоррелятора, но уступает помехоустойчивости идеального коррелятора.

Библиографический список

1. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : «Советское радио», 1967. – 521 с.
2. Пестряков, В. Б. Фазовые радиотехнические системы / В. Б. Пестряков. – М. : «Советское радио», 1968. – 466 с.

Аннотация

В статье исследуется малоизвестная разновидность корреляционной обработки гармонического сигнала, поступающего аддитивно с широкополосным шумом. Получены соотношения для оценки помехоустойчивости и частотных характеристик коррелятора.

E. Borisov, O. Golod

The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications

CORRELATOR WITH DISCRETE CONTROL

Annotation

The article examines the little-known kind of correlation treatment of the harmonic signal additively with broadband noise. Relationships are obtained for evaluation помехоустойчивости and frequency characteristics of the correlator.

Keywords: correlator, phasing, spectral density, selectivity.

References

1. **Tihonov, V. I.** Statisticheskaja radiotekhnika / V. I. Tihonov. – M. : «Sovetskoe radio», 1967. – 521 s.
2. **Pestrijakov, V. B.** Fazovye radiotekhnicheskie sistemy / V. B. Pestrijakov. – M. : «Sovetskoe radio», 1968. – 466 s.

Борисов Евгений Геннадьевич – кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиосистем и обработки сигналов» Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», begspb1967@mail.ru

Голод Олег Саулович – кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиосистем и обработки сигналов» Федерального государственного образовательного бюджетного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», oleg-spbru@yandex.ru

ЭЛЕКТРОННЫЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ СПБГУТ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

ТРЕБОВАНИЯ К РУКОПИСЯМ НАУЧНЫХ СТАТЕЙ, ПОДАВАЕМЫМ ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ И УСЛОВИЯ

1.1 Редакция принимает материалы (рукописи научных статей на русском или английском языках и сопроводительные документы), в которых приводятся результаты научной деятельности автора(ов).

1.2 Прием материалов осуществляется лично от авторов (наб. р. Мойки 61, каб. 269), через сайт журнала www.it.sut.ru.

1.3 В журнале не публикуются ранее опубликованные результаты научной деятельности автора(ов).

1.4 Подаваемые для публикации рукописи должны быть законченными работами, однако могут быть продолжающимися (разбитые на части и имеющие выводы по частям).

1.5 Результаты исследований должны соответствовать одной из научной отрасли: физико-математической (01.02.00, 01.04.00); технической (05.12.00, 05.13.00, 05.27.00), экономической (08.00.05 - экономика и управление в сфере ИТ и телекоммуникаций).

1.6 Материалы представляются в электронном виде (архив rar/zip) в следующем комплекте:

Файл 1 – рукопись научной статьи в формате MS Word (.doc). Если в рукописи присутствуют рисунки, необходимо приложить их в исходных форматах.

Файл 2 – скан первой страницы рукописи, подписанной автором(ами) - не представляется при личной подаче.

Файл 3 – информация об авторах, включая персональные данные и согласие на их обработку (фамилия, имя отчество полностью, дата рождения, место работы, ученая степень и звание, должность, паспортные сведения (серия, номер, дата выдачи, кем выдан), контактный e-mail, телефон) в формате MS Word (.doc).

Файл 4 – информация об авторах (без персональных данных) на английском языке в формате MS Word (.doc).

Файл 5 – экспертное заключение о возможности опубликования рукописи в открытом доступе, заверенное по месту обучения или работы в сканированном виде. Авторам следует предусмотреть наличие письменного согласия на публикацию от лиц или организаций, по заказу которых производились те или иные исследования, прямые или косвенные результаты которых планируются к публикации в журнале. Отказ в представлении такого согласия может послужить отказом в публикации рукописи.

Файл 6 (для студентов-исследователей, магистров, аспирантов и соискателей научных степеней) – рецензия научного руководителя, подпись научного руководителя заверяется по месту его работы в сканированном виде.

Рецензия должна содержать:

- актуальность рассматриваемых результатов;
- научную новизну предполагаемых решений;
- критический обзор статьи (включая замечания и предложения по их устранению);
- определение возможности публикации статьи в журнале.

подпись и дату рецензирования, заверение подписи.

1.7 После получения материалов в полном объеме (п. 1.6) автору отправляется для заключения лицензионный договор о передаче исключительных прав на использование произведения (может быть в виде оферты) и квитанция на оплату организационного взноса.

Редакция оставляет за собой право отбора рукописей для журнала и потребовать дополнительные документы.

1.8 Рукописи и носители информации авторам не возвращаются, гонорар не выплачивается.

1.9 Все рукописи проходят внешнюю экспертизу – рецензирование. При отрицательном заключении рукопись отклоняется для публикации.

1.10 При наличии положительной рецензии с рекомендацией рукописи к публикации или рекомендаций доработать рукопись (устранить замечания) и оплаченного организационного взноса, рукопись передается на предпечатную подготовку. При передаче на предпечатную подготовку рукописи, устанавливается срок ее выхода из печати. При отрицательной повторной рецензии рукопись отклоняется для публикации.

1.11 В процессе предпечатной подготовки рукопись вычитывается редактором/корректором. В это время редактор/корректор будет обращаться к автору(ам) для исключения неточностей, ошибок, опечаток и пр. по указанным автором(ами) e-мэйлу/телефону.

1.12 После второй корректуры рукопись ставится в выпуск, подписывается в печать. Внесение авторских исправлений после подписания рукописи/выпуска в печать невозможно.

ТРЕБОВАНИЯ К ФАЙЛУ РУКОПИСИ

2.1 Объем текста научной статьи – не менее 8 и не более 12-ти машинописных страниц (с рисунками, таблицами, библиографией). Формат страницы – А4, при этом каждое поле должно быть 25 мм, за исключением левого - 30 мм. Абзацный отступ 10 мм.

2.2 На первой странице рукописи до текста указываются УДК, фамилии, инициалы авторов, название статьи, ключевые слова.

2.3 Структура рукописи следующая:

УДК (размер шрифта 14, расположение текста по левому краю); для определения УДК используйте on-line классификатор www.udcc.org;

фамилия, инициалы автора (авторов) (с расстановкой по алфавиту) с указанием места обучения или работы (размер шрифта 14, расположение текста по левому краю);

название рукописи (размер шрифта 14, заглавные буквы, расположение текста по левому краю);

ключевые слова (размер шрифта 12, расположение текста по ширине);

текст рукописи (размер шрифта 14, расположение текста по ширине):

введение;

пункты и подпункты;

заключение (выводы);

библиографический список (размер шрифта 14, расположение текста по ширине);

аннотация (размер шрифта 14, расположение текста по ширине) приводится на отдельной странице после библиографического списка.

На английском языке (на русском, если язык рукописи английский) представляются: фамилия и имя автора, место работы или учебы, название статьи, аннотация (абстракт), ключевые слова, библиографический список, сведения об авторе(ах). При написании аннотации рекомендуем использовать статью «Сысоев, П. В. Правила написания аннотации / П. В. Сысоев // Иностранные языки в школе / гл. ред. Н. П. Каменецкая.– 2009.– N4.– С.81-83».

2.4 Текст рукописи должен быть тщательно вычищен и подписан всеми авторами на первой странице, правка текста и исправление рисунков, корректировка аннотации выполняются редактором журнала совместно с автором(ами).

2.5 Верстку производить с межстрочным интервалом «1» по приведенным требованиям, стили и макросы не применять.

2.6 Буквы в тексте и формулах латинского алфавита набираются курсивом, буквы греческого и русского алфавитов – прямым шрифтом. Математические символы lim, lg, ln, arg, sin, min и т. д. набираются прямым шрифтом.

2.7 Не следует применять сходные по начертанию буквы латинского, греческого и русского алфавитов, использовать собственные макросы и рисунки для букв.

2.8 Следует различать букву О и ноль 0; дефис «-», знак минуса и тире «–».

2.9 Формулы должны быть набраны только в редакторе MS Equation, а отдельные символы и буквы формул в тексте статьи должны быть набраны в редакторе MS Word (не в Equation!). Длинные формулы следует разбивать на независимые фрагменты (каждая строка – отдельный объект). Нумеровать нужно только те формулы, на которые есть ссылки в тексте.

2.10 Нельзя использовать рисунки и таблицы для размещения формул.

2.11 Рисунки и фотографии располагаются в тексте. Все надписи на рисунках и фотографиях должны быть вписаны таким же начертанием и размером шрифта как и основной текст.

2.12 Ширина таблиц (шрифт 12 pt) не должна превышать ширину страницы.

2.13 Все таблицы, графики, схемы и рисунки должны быть подписаны и обязательно оформлены с переводом в формат MS Word.

2.14 На рисунках буквы латинского алфавита в сканированном виде также набираются курсивом, а буквы греческого и русского алфавитов – прямым шрифтом.

2.15 Перечень источников приводится общим списком в конце статьи. Составляется в соответствии с последовательностью ссылок в тексте. Ссылки на источники в тексте приводятся в квадратных скобках.

2.16 Примеры оформления библиографических описаний различных изданий приведены в ГОСТ Р 7.0.5 2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления».

Важная информация. Неисключительные права на все материалы, опубликованные в журнале принадлежат СПбГУТ. Все материалы, авторские права на которые принадлежат СПбГУТ, могут быть воспроизведены при наличии письменного разрешения от СПбГУТ. Ссылка на первоисточник обязательна. Настоящие требования могут быть изменены без оповещения. Актуальные требования будут расположены на сайте журнала - <http://www.it.sut.ru>.

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Электронный научный журнал

ВЫПУСК 2–2014

Минимальные системные требования для просмотра издания:

Тип компьютера, процессор, сопроцессор, частота: Pentium IV и выше / аналогичное; оперативная память (RAM): 256 Мб и выше; необходимо на винчестере: не менее 64 Мб; ОС MacOS, Windows (XP, Vista, 7) / аналогичное; видеосистема: встроенная; дополнительное ПО: Adobe Reader версия от 7.Х или аналогичное. Защита от незаконного распространения: реализуется встроенными средствами Adobe Acrobat.

Неисключительные права на все материалы, опубликованные в данном издании принадлежат СПбГУТ.

Все материалы, авторские права на которые принадлежат СПбГУТ, могут быть воспроизведены при наличии письменного разрешения от СПбГУТ.

Ссылка на первоисточник обязательна.

По вопросам приобретения неисключительных прав и использования журнала обращайтесь по тел. (812) 326-31-63, добавочный 1388, e-mail telecomsut@gmail.com

Идея создания журнала состоит в полноформатном информировании сообщества о тенденциях развития ИТ и телекоммуникационной отраслей, в сочетании новейших достижений науки и их внедрения в производство. Наш журнал это не только окно информации, но и площадка для научных дискуссий. Мы готовы предоставить площадку как для ученых с именем, так и для только делающих первые шаги в науке. Журнал ориентирован на статьи в области физико-математических; технических (05.12.00, 05.13.00, 05.27.00), исторических (07.00.10), экономических (08.00.05 - управление инновациями, связь, экономические аспекты ИТ и телекоммуникаций) наук.



Подписано в печать 01.06.2014

Вышло в свет 30.06.2014

Уст. объем 4,25 печ. л. Заказ № 008-ИТТ-2014

Россия, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д.22, корп.1

E-mail: telecomsut@gmail.com

www.itt.sut.ru