
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богущ

Редакционная коллегия:

Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),
А.Н. Осипов (зам. главного редактора),
Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
М.П. Батура, В.Е. Борисенко, А.Л. Гурский, С.Е. Карпович, В.К. Конопелько,
А.П. Кузнецов, А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, М.М. Татур

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов,
С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев,
Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник,
Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 326, г. Минск, 220013, Беларусь

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Листопад Е.В. Анализ подходов к реализации на FPGA операций умножения в поле Галуа	5
Асламов Ю.П., Асламов А.П., Давыдов И.Г., Цурко А.В. Влияние изменения скорости вращения вала роторного оборудования на обработку в частотной области ...	13
Солонар А.С., Хмарский П.А., Михалковский А.А., Цуприк С.В., Иванюк В.С. Оптико-локационный координатор системы самонаведения беспилотного летательного аппарата	19
Степанов С.М., Искра Н.А. Нейросетевое прогнозирование генерации электроэнергии солнечными панелями	26
Курочка К.С., Лучшева Т.В., Панарин К.А. Локализация позвонков человека на рентгеновских изображениях с использованием Darknet YOLO	32
Мордачѳ В.И. Электромагнитная безопасность широкополосных систем мобильной связи новых поколений	39
Кеда В.В. Фазированные линейные антенные решетки рамочных антенн с управляемой поляризацией	47

Жук И.Н. Система классификации звуков окружающей среды.....	54
Рацкевич Д.Г., Дик С.К., Шугалей Н.А. Разработка алгоритма дифференциальной диагностики нарушений гемостаза, основанного на данных тромбоэластометрии.....	59
Кураев А.А., Матвеев В.В. Безмагнитный клистрон – удвоитель частоты с поперечной модуляцией	67
Остроумов И.В. Алгоритм выбора оптимальной пары радионавигационных средств при определении местоположения летательного аппарата.....	72
Гусинский А.В. Скалярные анализаторы цепей миллиметрового диапазона длин волн и способы повышения точности измерения модулей коэффициентов отражения и передачи	80
Толочко Н.К., Челединов А.Н., Ланин В.Л. Закономерности распределения активности кавитации в ультразвуковой ванне.....	88
Невлюдов И.Ш., Хрусталева К.Л., Бортникова В.О. Обобщенный метод автоматизированного проектирования технологических процессов изготовления микроэлектромеханических акселерометров	94
Приложение	100

Корректор Л.В. КОНДАКОВА
Компьютерный дизайн и верстка О.В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 30.05.2018. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л. 10,2. Тираж 100 экз. Заказ 125.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники». Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief V. A. Bogush

Address of editorial office: P. Brovka Str., 6, Room 326, Minsk, 220013, Belarus

Phone number of editorial office: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Listopad E.V. Analysis of possibilities of FPGA-implementation for multiplication operations in the Galois field	5
Aslamov Y.P., Aslamov A.P., Davydov I.G., Tsurko A.V. Influence of changes in shaft rotational speed of rotary equipment on frequency-domain processing	13
Solonar A.S., Khmarski P.A., Mihalkovki A.A., Tsuprik S.V., Ivanuk V.S. Optical-location coordinator of the homing system of an unmanned aerial vehicle	19
Stepanov S.M., Iskra N.A. Neural network forecasting of energy generation by solar panels	26
Kurachka K.S., Luchshava T.V., Panarin K.A. Localization of human percentages on X-ray images with use of Darknet YOLO	32
Mordachev V.I. Electromagnetic safety of broadband systems of mobile communications of new generations	39
Keda U.V. Linear phased array of loop antennas with controllable polarization	47
Zhuk I.N. Environmental sound classification system	54
Ratskevich D.G., Dick S.K., Shugaley N.A. Development of the algorithm of differential hemostatic diagnostics based on thromboelastometry data	59
Kurayev A.A., Matveyenko V.V. Frequency non-magnetic doubler-klystron with transverse modulation	67
Ostroumov I.V. An algorithm for choosing the optimal pair of navigational aids in aircraft positioning	72

Gusinsky A.V. Scalar analyzers of millimeter wavelength range and methods of increasing the accuracy of reflection and transfer coefficients modules measurement.....	80
Tolochko N.K., Cheledinov A.N., Lanin V.L. Regularities of distribution activity of cavitation in ultrasound bath.....	88
Nevliudov I.Sh., Khrustalev K.L., Bortnikova V.O. Generalized method of computer-aided design of technological processes for MEMS accelerometers manufacturing.....	94
Attachment	100

УДК 004.75,004.272

АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К РЕАЛИЗАЦИИ НА FPGA ОПЕРАЦИЙ УМНОЖЕНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА

Е.В. ЛИСТОПАД

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 5 октября 2017

Аннотация. Рассмотрены варианты аппаратных реализаций операций умножения в поле Галуа для эффективного решения задач построения специализированных процессоров на базе FPGA, отвечающих строгим требованиям по быстродействию и номинальному значению рабочей тактовой частоты. Предложены подходы к аппаратной реализации таких операций, демонстрирующие различные качественные показатели.

Ключевые слова: умножение в поле Галуа, специализированный процессор, FPGA.

Abstract. The variants of hardware implementations of multiplication operations in the Galois field are considered for efficient solution of the tasks of constructing specialized processors based on FPGA, meeting strict requirements for speed and nominal value of the working clock frequency. Approaches to the hardware implementation of such operations demonstrating various qualitative indicators are proposed.

Keywords: multiplication in the Galois field, specialized processor, FPGA.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 5-12

Analysis of possibilities of FPGA-implementation for multiplication operations in the Galois field

E.V. Listopad

Введение

Для решения задачи прототипирования таких классов цифровых устройств, как «встраиваемая система» [1], «система на кристалле» [2], широкое распространение получили IP-ядра – готовые блоки, применяемые для проектирования микросхем и представленные на уровне абстрактного описания [3]. При построении IP-ядер, решающих задачи цифровой обработки сигналов, зачастую возникает необходимость эффективной реализации арифметических операций над элементами поля Галуа. Особый интерес представляет операция умножения в поле, как наиболее требовательная к аппаратным ресурсам FPGA и лежащая в основе более сложных операций в поле. Достоинством любых вычислений в поле Галуа является то, что они допускают параллельную реализацию [8]. Это позволяет рассматривать их как адекватные архитектуре ПЛИС типа FPGA.

Известны различные архитектуры и методы построения универсальных аппаратных умножителей элементов поля, в том числе на базе ПЛИС типа FPGA [4–6]. В данной работе показано, как, применяя известные методы и используя различные варианты аппаратных реализаций операции умножения в поле Галуа, эффективно решать задачи построения цифровых устройств на архитектуре ПЛИС/FPGA.

Исходные данные

Поля Галуа описываются двумя основными параметрами: m и p [7]. Параметр m указывает число двоичных разрядов, используемых для двоичного представления символа

множества, а также определяет количество элементов множества как 2^m . Таким образом, в поле $GF(2^4)$, где $m=4$, содержится всего 16 элементов, и для двоичного представления каждого из них необходимо четыре двоичных разряда. Параметр p (генерирующий полином) указывает порядок, в котором элементы поля Галуа следуют друг за другом. Например, генерирующий полином $p(x)$ для поля $GF(2^4)$ может быть следующим: $p(x)=1+x^3+x^4$. Часто используется представление полинома в виде двоичного числа с разрядностью $m+1$. В данном случае $p=25$ в десятичной системе или 11001 в двоичной, или $1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$. Если корень полинома обозначить через a , то $a^4 = a^3 + 1$.

Элементы поля $GF(2^4)$ приведены в табл. 1 в трех представлениях:

1) степенное представление, в котором нулевой элемент равен 0, первый равен 1, второй равен a и т. д.;

2) полиномиальное представление (в виде многочлена): $x = k_0 \cdot 1 + k_1 \cdot a + k_2 \cdot a^2 + k_3 \cdot a^3$, где $k_0, k_1, k_2, k_3 \in \{0,1\}$ (старшие разряды справа);

3) бинарное представление или двоичная форма (старшие разряды справа).

Таблица 1. Представление поля Галуа для $m=4$ и $p=25$

Степенное представление	Полиномиальное представление	Бинарное представление
0	0	0000
1	1	1000
a	a	0100
a^2	a^2	0010
a^3	a^3	0001
a^4	$1 + a^3$	1001
a^5	$1 + a + a^3$	1101
a^6	$1 + a + a^2 + a^3$	1111
a^7	$1 + a + a^2$	1110
a^8	$a + a^2 + a^3$	0111
a^9	$1 + a^2$	1010
a^{10}	$a + a^3$	0101
a^{11}	$1 + a^2 + a^3$	1011
a^{12}	$1 + a$	1100
a^{13}	$a + a^2$	0110
a^{14}	$a^2 + a^3$	0011

При реализации аппаратных умножителей часто применяется полиномиальное представление элементов поля [5, 6]. Операция умножения элементов поля Галуа выполняется как умножение двух определенных многочленов по модулю третьего многочлена (по которому построены элементы поля).

Реализация аппаратного умножения за 16 шагов

Рассмотрим поле с параметрами $m=16$ и $p=126977$, в котором опишем особенности аппаратной реализации операций умножения. Как видно из параметров поля, операнды

для произведения являются 16-битными. Первый подход предусматривает умножение за 16 шагов. При этом на каждом шаге выполняется умножение на 1 бит операнда и осуществляется приведение по модулю полинома. На рис. 1 приведена универсальная структура IP-ядра.

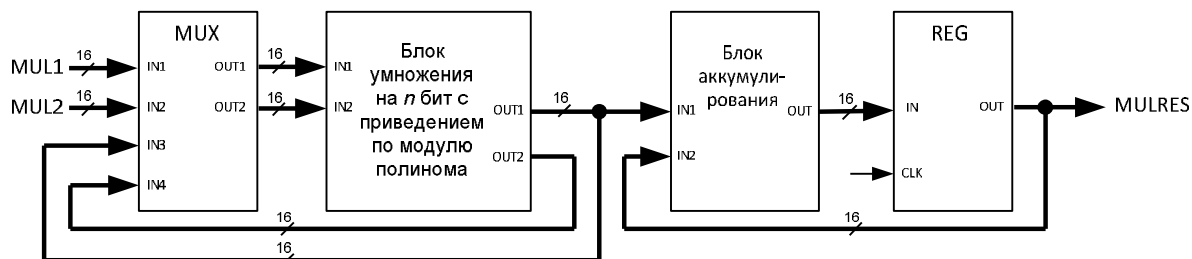


Рис. 1. Универсальная структура IP-ядра, выполняющего умножение за 16 шагов

Были разработаны 3 экспериментальные реализации IP-ядер для данного подхода. Реализация 1 выполняет умножение за 16 тактов, при этом за 1 такт выполняется 1 шаг умножения с приведением (на рис. 1 параметр n принять равным 1). Структурная схема IP-ядра для реализации 1 показана на рис. 2.

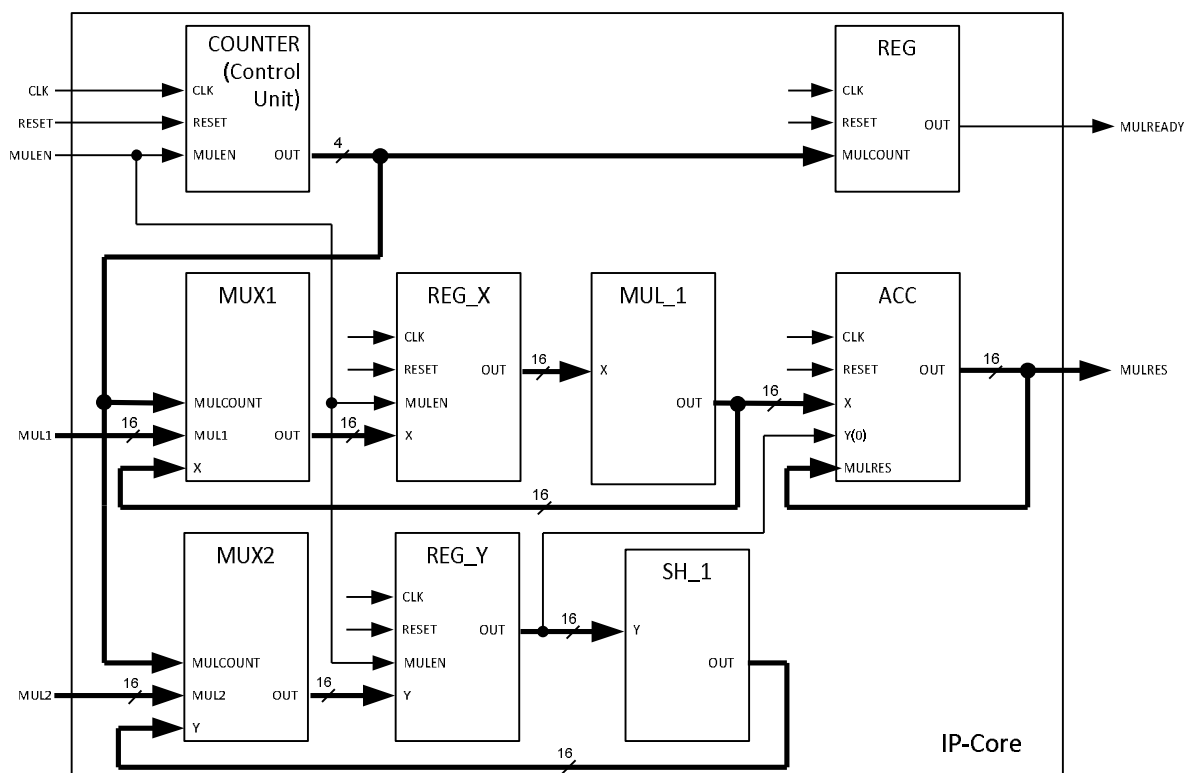


Рис. 2. Структура IP-ядра, выполняющего умножение за 16 тактов

В приведенной реализации в качестве устройства управления выступает четырехразрядный счетчик (*COUNTER*), по сигналам которого выполняется мультиплексирование входных и внутренних значений множителей *MUL1* и *MUL2*, начальная инициализация регистров *X* и *Y*, а также формирование сигнала *MULREADY*, свидетельствующего о готовности результата. Сам процесс умножения выполняется следующим образом.

Вначале происходит загрузка входных значений *MUL1* и *MUL2* в регистры *X* и *Y* соответственно. Далее в блоке *MUL_1* выполняется умножение значения регистра *X* на очередной бит (арифметический сдвиг) за такт с одновременным приведением по модулю полинома (наложение маски). Результат этой операции суммируется с накоплением в блоке *ACC*, если соответствующий бит регистра *Y* равен 1, либо игнорируется, если указанный бит равен 0. Далее выполняется арифметический сдвиг значения в регистре *Y*, чтобы следующий

бит, подлежащий анализу, стал последним в регистре. После этого вычислительный цикл повторяется. Результат вычислительного процесса накапливается в регистре *MULRES* и является валидным в момент активации сигнала *MULREADY*.

Данное IP-ядро было синтезировано средствами Xilinx ISE на FPGA Spartan 6 (XC6SL75). В результате чего было задействовано 17 слайсов на кристалле и достигнута тактовая частота 390 МГц. Производительность данной реализации составила 371,9 Мбит/с.

Реализация 2 выполняет умножение за 8 тактов, при этом за 1 такт выполняется 2 шага умножения с приведением и анализируется 2 бита операнда (на рис. 1 параметр *n* принять равным 2). IP-ядро реализации 2 также было синтезировано средствами Xilinx ISE на FPGA Spartan 6 (XC6SL75). В результате чего было задействовано 24 слайса на кристалле и достигнута тактовая частота 291 МГц. Производительность данной реализации составила 555,0 Мбит/с. Несмотря на меньшую тактовую частоту, производительность реализации оказалась выше за счет уменьшения требуемых тактов процессорного времени с 16 до 8. Количество требуемых аппаратных ресурсов кристалла возросло до 24 слайсов в связи с использованием в реализации дополнительного блока умножения и более сложной структуры блока накопления *ACC*.

Реализация 3 выполняет умножение за 4 такта, при этом за 1 такт выполняется 4 шага умножения с приведением и анализируется 4 бита операнда (на рис. 1 параметр *n* принять равным 4). В результате синтеза IP-ядра реализации 3 было задействовано 55 слайсов на кристалле и достигнута тактовая частота 204 МГц. Производительность данной реализации составила 778,2 Мбит/с. Несмотря на меньшую тактовую частоту, производительность реализации оказалась выше чем у предыдущих за счет уменьшения требуемых тактов процессорного времени до 4. Количество требуемых аппаратных ресурсов кристалла возросло до 55 слайсов в связи с использованием в реализации дополнительных блоков умножения и более сложной структуры блока накопления *ACC*.

Реализация аппаратного умножения за 2 шага

Если главной особенностью первого подхода являлась реализация операции приведения по модулю полинома после каждой операции умножения на очередной бит, то во втором подходе операция приведения по модулю полинома выполняется после всех операций умножения на бит (т. е. после 16 операций). Таким образом, второй подход предусматривает умножение за 2 шага (рис. 3): непосредственно умножение 16-битных операндов с получением 32-битного промежуточного результата и приведение его по модулю полинома к 16-битному результату.

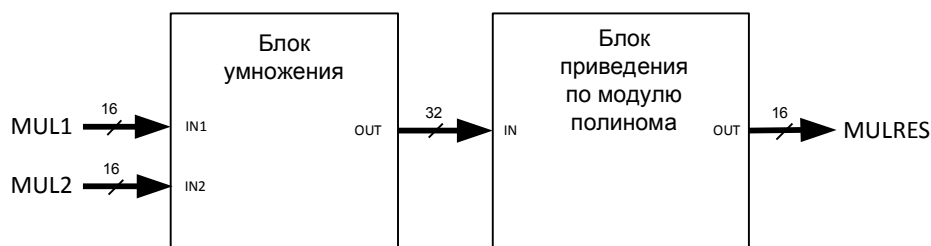


Рис. 3. Универсальная структура IP-ядра, выполняющего умножение за 2 шага

Реализация 4 выполняет полное умножение за 1 такт, при этом под полным умножением будем понимать умножение арифметическое с приведением по модулю полинома. Структурная схема IP-ядра для реализации 4 показана на рис. 4. В приведенной реализации вычисления осуществляются двумя асинхронными блоками (умножения и приведения по модулю полинома). Известно, что при 16-разрядных операндах арифметическое умножение является 32-разрядным. При этом для обеспечения данной разрядности в блоке умножения присутствуют 2 блока, идентичные по структуре: один для вычисления младших 16 бит умножения, другой – для старших. Каждый из таких блоков представляет собой 16 логических функций, каждая из которых вычисляет один бит произведения. Следует отметить, что указанные логические функции выполняют элементарные логические операции (AND, XOR), однако имеют различное число входов (от 2 до 32).

Блок приведения по модулю полинома определенным образом модифицирует младшую часть полученного произведения с учетом старшей его части. После модификации в данном блоке результат умножения поступает на выходной регистр, обеспечивающий фиксацию результата и синхронную работу всего IP-ядра реализации 4.

В результате синтеза данного IP-ядра было задействовано 50 слайсов на кристалле и достигнута тактовая частота 184 МГц. Производительность данной реализации составила 2807,6 Мбит/с. Несмотря на меньшую тактовую частоту, производительность реализации оказалась выше чем у предыдущих за счет выполнения всех вычислений за 1 такт процессорного времени.

Реализация 5 выполняет полное умножение за 2 такта. При этом на первом такте выполняется арифметическое 32-разрядное умножение, на втором – приведение по модулю полинома. Структурная схема IP-ядра для реализации 5 показана на рис. 5.

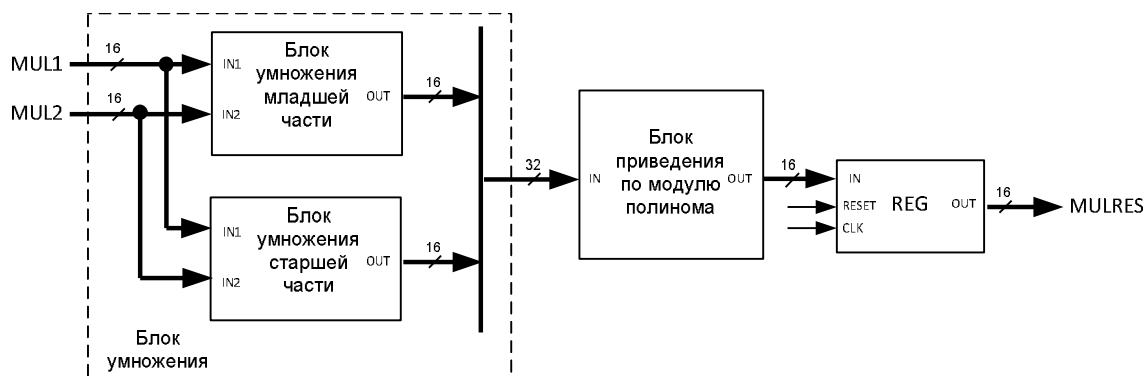


Рис. 4. Структура IP-ядра, выполняющего умножение за 1 такт

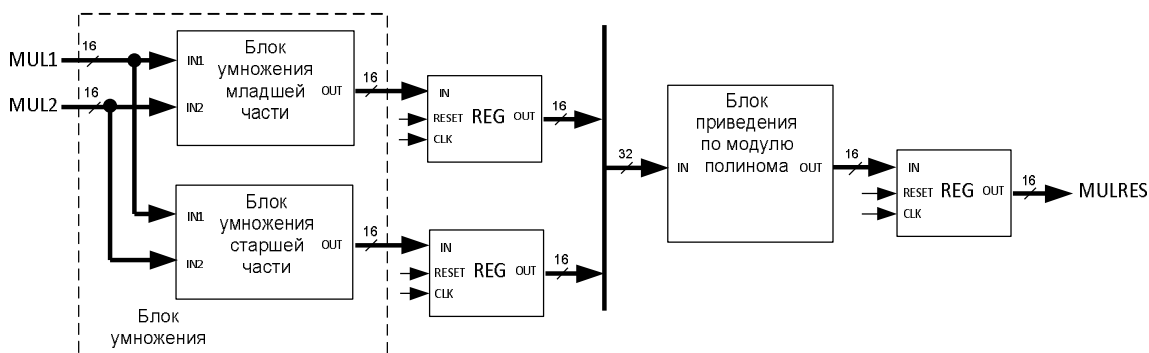


Рис. 5. Структура IP-ядра, выполняющего умножение за 2 такта

В приведенной реализации вычисления осуществляются теми же блоками, что и в реализации 4. Структура IP-ядра данной реализации предусматривает наличие дополнительных регистров между основными вычислительными блоками. Такая структура обеспечивает получение произведения в поле Галуа за 2 такта процессорного времени и снижение сложности логических структур в данной схеме за счет сокращения критического пути схемы при ее разделении регистрами.

В результате синтеза IP-ядра реализации 5 было задействовано 46 слайсов на кристалле и достигнута тактовая частота 221 МГц. Производительность данной реализации составила 1686,1 Мбит/с. Несмотря на большую тактовую частоту, производительность реализации оказалась ниже чем у предыдущей за счет выполнения вычислений за 2 такта процессорного времени.

Реализация аппаратного умножения с оптимизацией под кристалл

В реализации 6 была произведена попытка разделить асинхронную вычислительную часть, состоящую из блоков умножения и приведения по модулю полинома, дополнительными регистрами более эффективно, чем это было сделано в реализации 5. Усматривается возможность оптимизировать структуру блоков умножения таким образом, чтобы разрядность логических функций не превышала 6 и соответствовала структуре слайсов, имеющих

на базовом кристалле FPGA. Такая возможность заключается в установке дополнительных регистров внутри блоков умножения после первого уровня логики в каждом из блоков логических функций. На рис. 6 приведена структурная схема реализации 6.

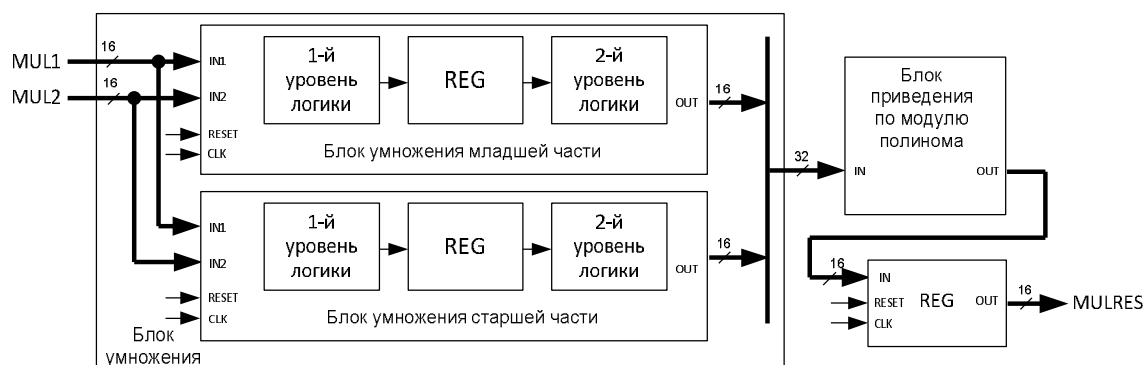


Рис. 6. Структура усовершенствованного IP-ядра, выполняющего умножение за 2 такта

Таким образом, было выполнено усовершенствование предыдущей реализации, учитывающее природу строения кристалла ПЛИС (6-входовые элементы LUT кристалла Xilinx Spartan 6). В реализации была применена двухступенчатая схема умножения. На первой ступени логические операции были описаны в виде 6-входовых логических элементов, которым при синтезе были поставлены в соответствие 6-входовые элементы LUT на кристалле. На второй ступени описаны логические операции над результатами первой ступени вычислений и реализовано приведение по модулю полинома. В результате синтеза IP-ядра реализации 6 было задействовано 48 слайсов на кристалле и достигнута тактовая частота 279 МГц. Производительность данной реализации составила 2128,6 Мбит/с. Следует отметить, что данная реализация обеспечила более высокую тактовую частоту и производительность, чем реализация 5, что свидетельствует об эффективности предложенного решения. При этом увеличение данных показателей практически не повлияло на количественные характеристики используемых ресурсов кристалла (слайсов).

Результаты исследований

В ходе исследований были выполнены аппаратные реализации операций умножения в поле Галуа с параметрами $m=16$ и $p=126977$ с применением одного из двух подходов. Первый подход предусматривает реализацию операции приведения по модулю полинома после каждой операции умножения на очередной бит. С применением данного подхода были выполнены 3 реализации, характеристики которых приведены в табл. 2.

Таблица 2. Характеристики реализаций, построенных с применением умножения за 16 шагов

Вариант	Количество тактов	Ресурсы FPGA, Slices	Частота, МГц	Производительность, Мбит/с
Реализация 1	16	17	390	371,9
Реализация 2	8	24	291	555,0
Реализация 3	4	55	204	778,2

Ключевой особенностью данных реализаций является использование 16-разрядной арифметики, так как приведение по модулю полинома осуществляется после каждой элементарной операции умножения, предотвращая тем самым потенциальную возможность переполнения или выхода за пределы арифметики. Благодаря данной особенности удалось обеспечить достаточно высокие тактовые частоты данных реализаций и их относительно низкую требовательность к ресурсам кристалла. В то же время реализации демонстрируют относительно невысокую производительность ввиду выполнения вычислений в течение нескольких (4–16) тактов процессорного времени.

Второй подход предусматривает реализацию операции приведения по модулю полинома единой после 32-разрядного арифметического умножения. С применением данного подхода были также выполнены 3 реализации, характеристики которых приведены в табл. 3.

Таблица 3. Характеристики реализаций, построенных с применением умножения за 2 шага

Вариант	Количество тактов	Ресурсы FPGA, Slices	Частота, МГц	Производительность, Мбит/с
Реализация 4	1	50	184	2807,6
Реализация 5	2	46	221	1686,1
Реализация 6	2	48	279	2128,6

В реализациях, построенных с применением второго подхода, используется 32-разрядная арифметика для выполнения арифметического умножения 16-разрядных операндов. Данная группа реализаций демонстрирует относительно низкую требовательность к ресурсам кристалла (сопоставимую с реализациями первой группы) и довольно высокую производительность, достигаемую, в том числе, за счет выполнения вычислительных операций за малое количество (1–2) тактов процессорного времени.

Следует отметить, что выбор оптимальной реализации в качестве IP-ядра в полной мере зависит от аппаратных требований и ограничений той системы, в которую такое IP-ядро необходимо встраивать.

Заключение

Рассмотрены особенности аппаратной реализации операций умножения элементов поля Галуа. Предложены подходы к эффективной реализации данных операций на FPGA. С применением каждого из подходов было выполнено по три экспериментальные аппаратные реализации операций умножения в поле Галуа с целью оптимизации скорости их вычисления. Описаны принципы построения каждой из реализаций. Основные усилия при оптимизации были сконцентрированы на уменьшении количества тактов процессорного времени, требуемых для получения результата, и повышении рабочей тактовой частоты аппаратных реализаций за счет уменьшения критического пути схемы различными способами. Дана оценка результатов тестирования как для каждой отдельной реализации, так и для основных предложенных подходов. Описаны достоинства и недостатки отдельных реализаций.

Список литературы

1. Зотов В.Ю. Проектирование встраиваемых микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы Xilinx. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 520 с.
2. Немудров В., Мартин Г. Система на кристалле. Проектирование и развитие. М.: Техносфера, 2004. 2016 с.
3. Петровский Ал.А., Станкевич А.В., Петровский А.А. Быстрое проектирование систем мультимедиа от прототипа. Минск: Бестпринт, 2011. 410 с.
4. Захаров В.М., Нурутдинов Ш.Р., Шалагин С.В. Аппаратная реализация умножения элементов поля Галуа на программируемых микросхемах архитектуры FPGA // Вест. КГТУ им. А.Н. Туполева. 2001. № 1. С. 36–41.
5. Reyhani M.A., Hasan M.A. Low Complexity Bit Parallel Architectures for Polynomial Basis Multiplication over $GF(2^m)$ // IEEE Transaction on Computers. 2004. Vol. 63. № 8.
6. José L.I. Low Latency $GF(2^m)$ Polynomial Basis Multiplier // IEEE Transaction on Circuits and Systems. 2011. Vol. 58. № 5.
7. Поляков А., Мехди Т., Незхат Т. Библиотека VERILOG описаний арифметических операций в поле Галуа // Современная электроника. 2007. № 5. С. 46–49.
8. Шалагин С.В. Реализация цифровых устройств в архитектуре ПЛИС/FPGA при использовании распределенных вычислений в полях Галуа: моногр. Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2016. 228 с.

References

1. Zotov V.Ju. Proektirovanie vstraivaemyh mikroprocessornyh sistem na osnove PLIS firmy Xilinx. M.: Gorjachaja linija – Telekom, 2006. 520 s. (in Russ.)
2. Nemudrov V., Martin G. Sistema na kristalle. Proektirovanie i razvitie. M.: Tehnosfera, 2004. 2016 s. (in Russ.)
3. Petrovskij Al.A., Stankevich A.V., Petrovskij A.A. Bystroe proektirovanie sistem mul'timedia ot prototipa. Minsk: Bestprint, 2011. 410 s. (in Russ.)
4. Zaharov V.M., Nurutdinov Sh.R., Shalagin S.V. Apparatnaja realizacija umnozhenija jelementov polja Galua na programmiruemyh mikroshemah arhitektury FPGA // Vest. KGTU im. A.N. Tupoleva. 2001. № 1. S. 36–41. (in Russ.)

5. Reyhani M.A., Hasan M.A. Low Complexity Bit Parallel Architectures for Polynomial Basis Multiplication over GF(2m) // IEEE Transaction on Computers. 2004. Vol. 63. № 8.
6. José L.I. Low Latency GF(2m) Polynomial Basis Multiplier // IEEE Transaction on Circuits and Systems. 2011. Vol. 58. № 5.
7. Poljakov A., Mehdi T., Nezhat T. Biblioteka VERILOG opisaniy arifmeticheskikh operacij v pole Galua // Sovremennaja jelektronika. 2007. № 5. S. 46–49. (in Russ.)
8. Shalagin S.V. Realizacija cifrovych ustrojstv v arhitekture PLIS/FPGA pri ispol'zovanii raspredelennyh vychislenij v poljah Galua: monogr. Kazan': Izd-vo KNITU-KAI, 2016. 228 s. (in Russ.)

Сведения об авторе

Листопад Е.В., аспирант кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the author

Listopad E.V., PG student of the computer engineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-46;
e-mail: listopadev@bsuir.by
Листопад Евгений Валерьевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-89-46;
e-mail: listopadev@bsuir.by
Listopad Evgeni Valerievich

УДК 621.8:519.6:004

ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ВАЛА РОТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ОБРАБОТКУ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Ю.П. АСЛАМОВ, А.П. АСЛАМОВ, И.Г. ДАВЫДОВ, А.В. ЦУРКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 9 октября 2017

Аннотация. Оценка технического состояния роторного оборудования по вибрационным сигналам традиционно является важной задачей в практике его производства и эксплуатации. На современном этапе развития повышение эффективности вибродиагностики достигается за счет автоматизации решения этой задачи и разработки новых подходов анализа. В статье проводится анализ влияния изменения скорости вращения вала роторного оборудования на качество обработки в частотной области. Представлены результаты экспериментов на тестовом оборудовании.

Ключевые слова: вибродиагностика, цифровая обработка сигналов, резонанс, слежение за частотой, частотная область.

Abstract. Evaluation of the technical condition of rotary equipment by vibration signals is traditionally an important task in the field of its production and maintenance. At the current stage of development increasing the effectiveness of vibration-based diagnostics is achieved by automating the solution of this problem and developing new analysis approaches. The influence of changes in shaft rotational speed of rotary equipment on the quality of frequency-domain processing is analyzed in the article. The results of experiments on test equipment are presented.

Keywords: vibration-based diagnostics, digital signal processing, resonance, frequency tracking, frequency domain.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 13-18

Influence of changes in shaft rotational speed of rotary equipment on frequency-domain processing

Y.P. Aslamov, A.P. Aslamov, I.G. Davydov, A.V. Tsurko

Введение

Виброакустическая диагностика оборудования, содержащего вращающиеся узлы, решает задачи поиска неисправностей и оценки технического состояния оборудования. Успехи в этой области сокращают затраты на эксплуатацию, ремонт и снижают риски аварий на производстве и транспорте. Современное состояние и дальнейшее развитие технической диагностики основано на автоматизации анализа и принятия решений, а также интеграции в бизнес-процессы, для чего используется вычислительная техника, сети передачи данных, цифровая обработка сигналов и технологии машинного обучения.

Объектом анализа традиционных методов вибродиагностики, наибольшее распространение из которых получили методы частотного анализа, является оборудование, характеристики которого не изменяются в течение установленного интервала времени. В противном случае эффективность традиционных методов может оказаться недостаточной для принятия корректных решений.

В данной работе обсуждаются методы, позволяющие проводить точную диагностику роторного оборудования с изменяющейся скоростью вращения: методы слежения за частотой и передискретизация сигнала. Актуальность рассматриваемой темы обусловлена увеличением интереса промышленности к ветряным генераторам и, как следствие, к системам их диагностики.

Теоретический анализ

В качестве объекта анализа вибродиагностика использует вибрационный сигнал, который является носителем информации о техническом состоянии оборудования. В соответствии с интегралом Дюамеля, анализируемый вибрационный сигнал $v(t)$ можно представить в виде свертки вибрационного сигнала возмущения $v_0(\tau)$ и импульсной характеристики оборудования $h(t)$:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_0(\tau)h(t - \tau)d\tau . \quad (1)$$

В общем виде диагностируемое оборудование можно рассматривать как цифровой фильтр с передаточной характеристикой $H(z)$:

$$H(z) = H_{eq}(z) \cdot H_s(z) , \quad (2)$$

где $H_{eq}(z)$ – передаточная характеристика оборудования, $H_s(z)$ – передаточная характеристика измерительного тракта. Границы полосы пропускания вибродатчика определяются по скату АЧХ на 3 дБ. Тогда в полосе частот измерений передаточную характеристику примем $H_s(z) = 1$, следовательно, $H(z) = H_{eq}(z)$ и может быть записана в виде

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_Nz^{-N}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Mz^{-M}} , \quad (3)$$

где порядок фильтра больше N или M [1].

Нули числителя (3) соответствуют нулям частотной характеристики, на этих частотах коэффициент передачи фильтра равен нулю, нули знаменателя – полюсам, на этих частотах происходит резонансное усиление входного сигнала.

Следует отметить, что характеристика оборудования (фильтра) $H(z)$ в пределах анализируемого вибросигнала есть величина постоянная. Изменение параметров $H(z)$ происходит только вследствие изменения конструкции оборудования, т. е. ремонта, деградации или замены элементов.

Таким образом, изменение характеристик вибрационного сигнала в предложенной модели в большей степени связано с сигналом вибрации возмущения $v_0(t)$, который представляет собой функцию многих параметров:

$$v_0(t) = f(N(t), S(t), T(t), \dots) , \quad (4)$$

где $N(t)$ – закон изменения нагрузки, $S(t)$ – закон изменения скорости вращения, $T(t)$ – закон изменения температуры и т. д. В данной статье рассматривается зависимость анализируемого вибросигнала только от скорости вращения вала оборудования, когда $v_0(t) = f(S(t))$.

Резонансные частоты оборудования, определяемые полюсами (3), могут быть рассчитаны численно. Например, подшипник упрощенно представляет собой набор двух тонкостенных колец (внутреннего и внешнего) и тел качения. Тогда резонансная частота внутреннего кольца определяется приближенной формулой:

$$f_r = \frac{R(R^2 - 1)}{2\pi\sqrt{R^2 + 1}} \cdot \frac{1}{a^2} \sqrt{\frac{EJ}{m}} , \quad (5)$$

где R – порядок резонанса, a – радиус нейтральной оси, J – момент инерции поперечного сечения, m – удельная линейная масса кольца, E – модуль упругости [2].

В выражении (5) f_r определяется только геометрическими параметрами подшипника и свойствами материала, из которого он изготовлен. Следовательно, резонансная частота f_r инвариантна к значению скорости вращения вала.

Методика эксперимента

Источником вибрационных сигналов является тестовый стенд, содержащий электродвигатель АИР80В6 с частотным управлением. Объектом анализа является роликотый подшипник 6213. Сигналы вибрации получены в формате WAV-файлов, снятых при помощи

одноканальных датчиков VBX. Для проведения эксперимента использована вычислительная среда MATLAB. Проанализировано 52 реализации подшипника в нормальном состоянии и 64 – для подшипника с дефектом наружного кольца. В силу ограничений статьи ниже представлена небольшая часть этой выборки.

Частота вращения вала изменялась в пределах 20 % по заранее установленному закону. Значение скорости вращения ротора тестового стенда контролировалось посредством индикатора системы частотного управления электродвигателя.

Основными задачами эксперимента являлись:

а) анализ передаточной характеристики оборудования при различных скоростях вращения вала;

б) анализ эффективности применения алгоритмов передискретизации и слежения за частотой для анализа в частотной области (анализ спектра и спектра огибающей виброускорения).

Результаты и их обсуждение

Изменение частоты вращения вала осуществлялось по заранее известному закону в диапазонах $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, $\pm 2,5\%$, $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$. Номинальная скорость вращения вала $S_0 = 750$ об/мин. Целью данной статьи не является анализ методов слежения за частотой. Все законы изменения частоты, полученные алгоритмически, проверены экспериментально. На рис. 1, а представлен закон изменения частоты в диапазоне $\pm 20\%$, на рис. 1, б – спектрограмма виброускорения сигнала подшипника 6213 с дефектом тел качения.

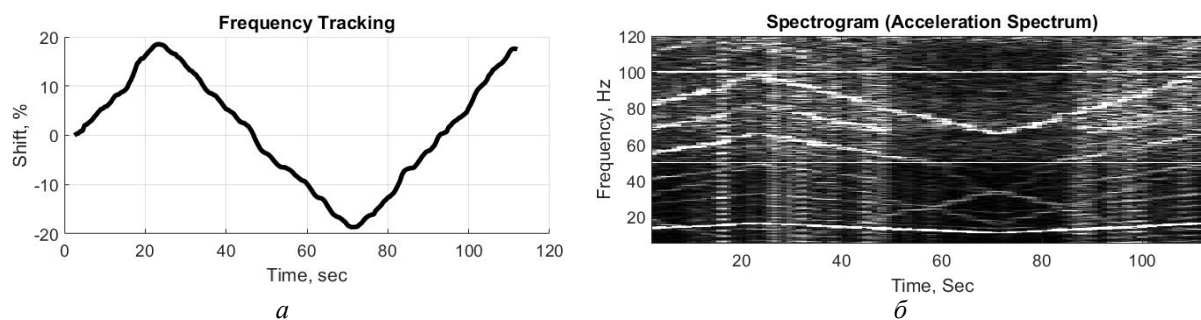


Рис. 1. Изменение частоты вращения вала:
а – закон изменения частоты; б – спектрограмма виброускорения

Спектрограмма виброускорения (рис. 1, б) содержит 2 типа компонент: «переменные» – гармоники частоты вращения вала $F1 = 13,5$ Гц; гармоники частоты сепаратора $FTF = 5,5$ Гц и «постоянные» – гармоники сетевой частоты $FL = 50$ Гц. Значения «переменных» компонент, в отличие от «постоянных», напрямую зависят от закона изменения частоты (рис. 1, а).

Передаточная характеристика оборудования $H(z)$ получена при помощи алгоритма линейного предсказания фрагментов сигнала длительностью $T = 0,5$ с. Порядок синтезируемого фильтра $N = 32$. Фрагменты выбраны в моменты времени $t_1 = 26$ с, $t_2 = 46$ с. и $t_3 = 71$ с, соответствующие скоростям вращения вала $S_1 = 900$ об/мин, $S_2 = 750$ об/мин и $S_3 = 600$ об/мин (рис. 1, а).

Сигнал виброускорения передискретизирован в соответствии с полученным законом изменения частот (рис. 1, а). На рис. 2 представлена передаточная характеристика фильтра (оборудования) до и после передискретизации.

Как представлено на рис. 2, а, значения резонансных частот оборудования при различных скоростях вращения вала остаются неизменными в пределах некоторой погрешности. С другой стороны, процесс передискретизации применяется как к вибрационному сигналу возмущения $v_0(\tau)$ с изменяющимися параметрами, так и к передаточной характеристике фильтра $H(z)$ с постоянными параметрами. Вследствие этого выраженность «переменных» спектральных составляющих увеличивается, а «постоянных» – уменьшается.

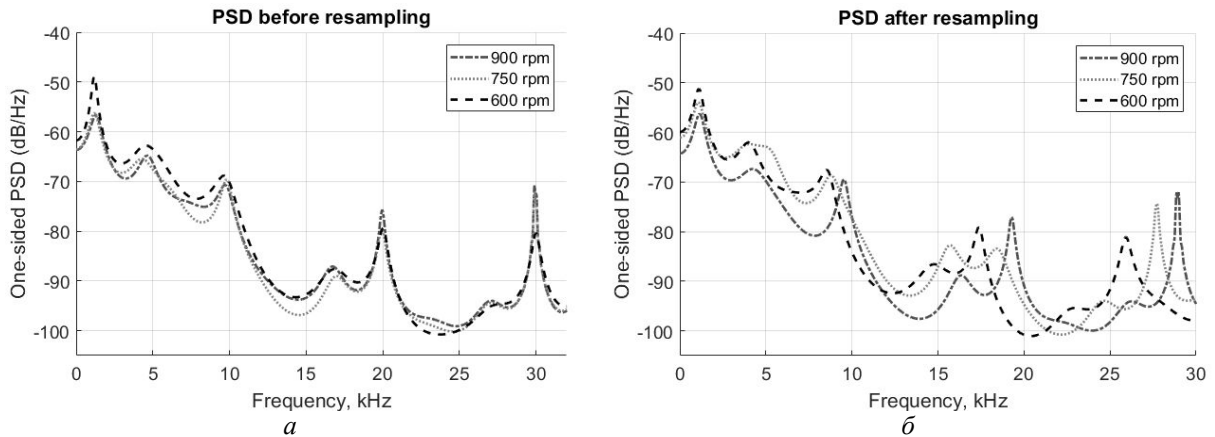


Рис. 2. Передаточная характеристика фильтра:
 а – до передискретизации; б – после передискретизации

Под выраженностью будем понимать

$$P(f, q) = \frac{\max(f, q)}{\text{rms}(f, q)}, \quad (6)$$

где $\max(f, q)$ – амплитуда спектральной составляющей f , $\text{rms}(f, q)$ – среднее квадратическое значение амплитудного спектра в окрестности q , причем $q = 5 \dots 20 \%$.

Как показано на рис. 3, а, выраженность «переменной» составляющей $F1$ после передискретизации увеличилась в $P(F1, 5) / P_{\text{res}}(F1, 5) = 2,43$ раза. Выраженность «постоянной» составляющей FL после передискретизации уменьшилась в $P(FL, 5) / P_{\text{res}}(FL, 5) = 8,72$ раза (рис. 3, б). Выраженность ВЧ резонансных частот после передискретизации (рис. 3, а) уменьшилась на несколько порядков, в отличие от НЧ-области, где смещение резонансной частоты после передискретизации меньше ширины резонансной области (рис. 2, б).

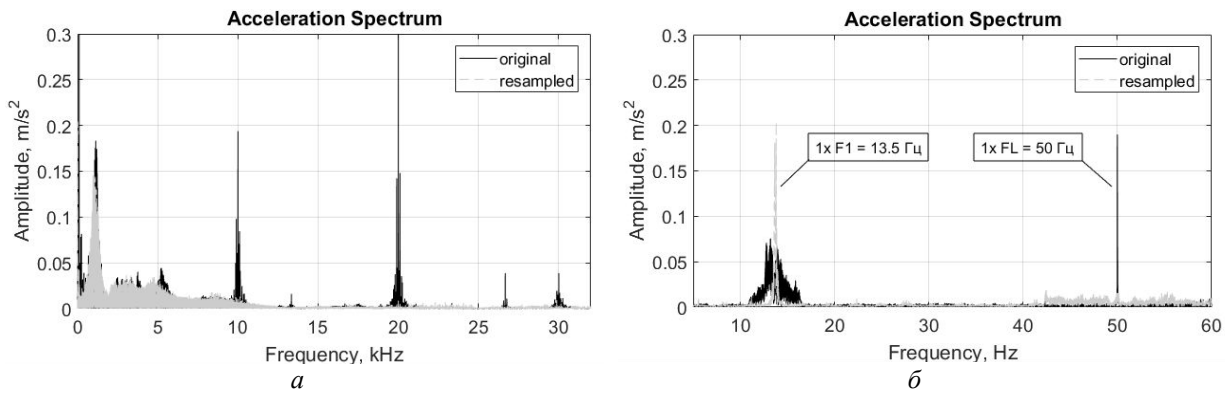


Рис. 3. Спектр сигналов виброускорения до и после передискретизации:
 а – диапазон $D = 0 \dots 32$ кГц; б – диапазон $D = 5 \dots 60$ Гц

Дефекты подшипников и зубчатых передач сопровождаются модуляционными процессами. Традиционно для диагностики данных элементов используется спектр огибающей виброускорения. Вследствие того, что области резонансов изменяют свое положение и форму после передискретизации, интерес представляет сравнение спектров огибающей, полученных для методов «передискретизация-огибающая-спектр» («*res-env*» на рис. 4, а, б) и «огибающая-передискретизация-спектр» («*env-res*» на рис. 4, а, б). Метод расчета «передискретизация-огибающая-спектр» подразумевает следующей шага:

- 1) оценка закона изменения частоты;
- 2) передискретизация сигнала виброускорения;
- 3) полосовая фильтрация и расчет огибающей виброускорения;
- 4) расчет спектра огибающей.

Для метода «передискретизация-огибающая-спектр» шаги 2 и 3 меняются местами.

Для резонансных частот, находящихся в НЧ-области ($f_0 = 1$ кГц, рис. 3, а), форма спектра огибающей идентична для обоих методов расчета (рис. 4, а). Для резонансных частот, находящихся в ВЧ-области ($f_0 = 10$ кГц, 20 кГц, рис. 3, а), выраженность спектральных составляющих $k\text{-FTF}$ для спектра огибающей метода «оглибающая-передискретизация-спектр» в среднем выше на 18,5–27,3 %, чем в спектре по методу «передискретизация-оглибающая-спектр» (рис. 4, б).

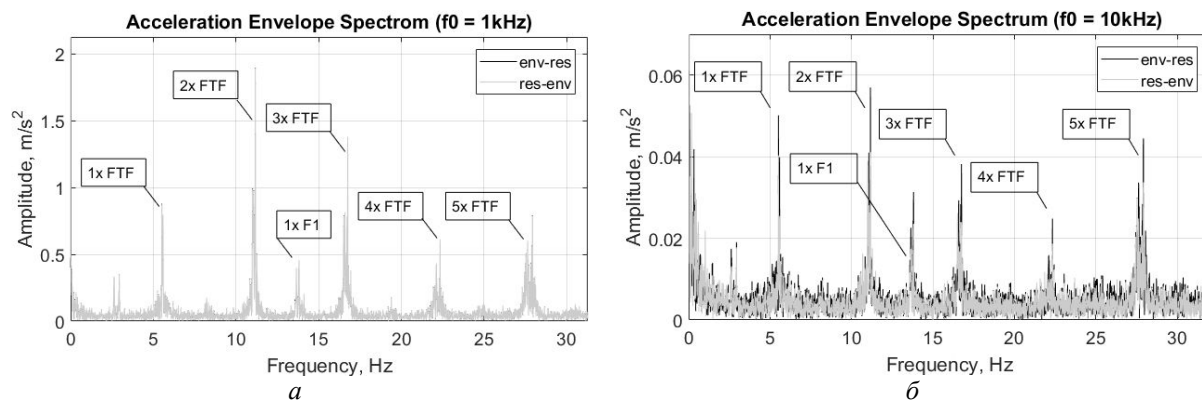


Рис. 4. Сравнение методов расчета огибающей виброускорения:
а – резонансная частота $f_0 = 1$ кГц; б – резонансная частота $f_0 = 10$ кГц

Резонансные частоты ВЧ-области $f_0 = 10$ кГц и $f_0 = 20$ кГц промодулированы также «постоянными» составляющими kFL , выраженность которых после передискретизации в случае 20-процентного изменения частоты уменьшилась на порядок (рис. 5, а).

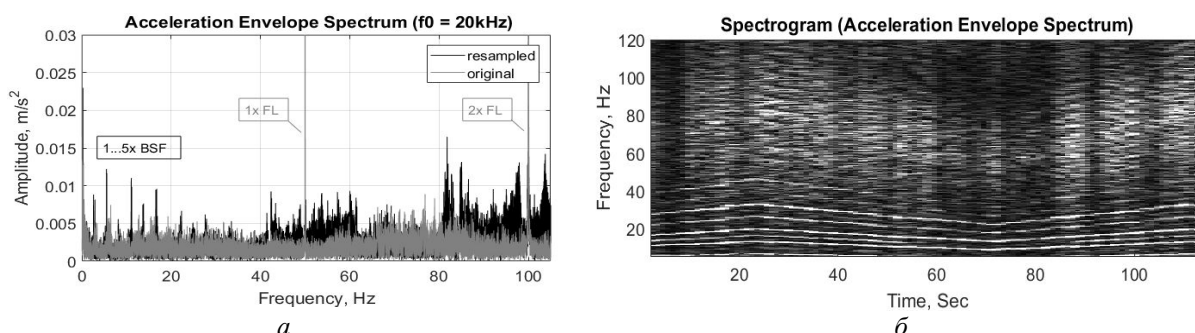


Рис. 5. Спектр огибающей виброускорения: а – спектр до и после передискретизации;
б – спектрограмма огибающей до передискретизации

Таким образом, для диагностики оборудования с изменяющейся скоростью вращения вала предлагается использовать спектры до и после передискретизации. Данный подход позволяет выделить как «постоянные», так и «переменные» информативные признаки в частотной области с минимальными амплитудными искажениями. Структурная схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 6.

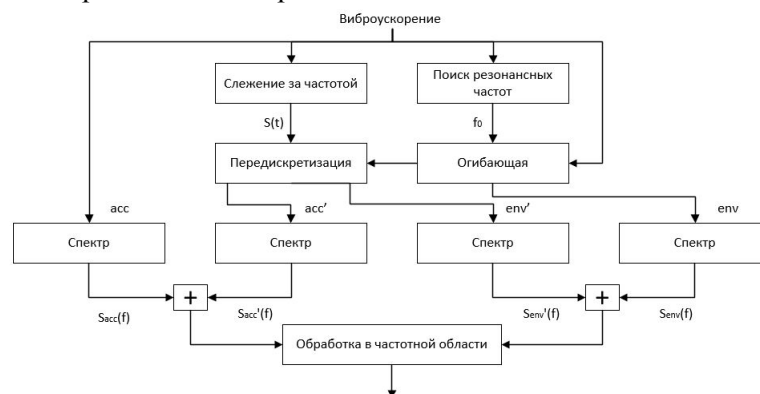


Рис. 6. Блок-схема обработки в частотной области для оборудования с переменной скоростью вращения вала

Следует отметить, что в предложенном подходе большое влияние на качество обработки будут оказывать алгоритмы уточнения частоты [3].

Заключение

В статье приведен анализ степени влияния изменения частоты вращения вала на качество обработки в частотной области. Как было показано, методы слежения за частотой и передискретизация сигнала значительно улучшают обработку в спектральной области. Спектр огибающей предложено рассчитывать по методу «огибающая-передискретизация-спектр». Также для увеличения достоверности диагностики предложено использовать информативные признаки спектров до и после передискретизации. Дальнейшая работа будет направлена на исследование инвариантных свойств временной области [4].

Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. школа. 446 с.
2. Абрамов И.Л. Вибродиагностика энергетического оборудования. Кемерово, 2011. 80 с.
3. Algorithms for refinement of the shaft rotational speed for solving the problems of vibration diagnostics of rotary equipment / Y. Aslamov [et al.] // WCCM. 2017. P. 1511–1521.
4. Sparse wavelet decomposition of signals for solving vibration diagnostics problems / Y. Aslamov [et al.] // WCCM. 2017. P. 1726–1736.

References

1. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly . M.: Vysch. shkola. 446 s. (in Russ.)
2. Abramov I.L. Vibrodiagnostika ehnergeticheskogo oborudovaniya. Kemerovo, 2011. 80 s. (in Russ.)
3. Algorithms for refinement of the shaft rotational speed for solving the problems of vibration diagnostics of rotary equipment / Y. Aslamov [et al.] // WCCM. 2017. P. 1511–1521.
4. Sparse wavelet decomposition of signals for solving vibration diagnostics problems / Y. Aslamov [et al.] // WCCM. 2017. P. 1726–1736.

Сведения об авторах

Асламов Ю.П., аспирант кафедры программного обеспечения информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Асламов А.П., аспирант кафедры программного обеспечения информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов И.Г., к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Цурко А.В., научный сотрудник НИЛ 1.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Aslamov Y.P., PG student of software for information technologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Aslamov A.P., PG student of software for information technologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydov I.G., PhD, associate professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Tsurko A.V., researcher of SRL 1.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-86-79;
e-mail: aslamov.yura@gmail.com
Асламов Юрий Павлович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-86-79;
e-mail: aslamov.yura@gmail.com
Aslamov Yury Pavlovich

УДК 623.746.4-519 + 533.6.013.622

ОПТИКО-ЛОКАЦИОННЫЙ КООРДИНАТОР СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.С. СОЛОНАР, П.А. ХМАРСКИЙ, А.А. МИХАЛКОВСКИЙ, С.В. ЦУПРИК, В.С. ИВАНЮК

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 4 декабря 2017

Аннотация. Разработана структура оптико-локационного координатора системы самонаведения беспилотного летательного аппарата, обеспечивающего решение задач однократного внутрикадрового (поиска, обнаружения, распознавания) и последовательного межкадрового автоматического сопровождения неподвижных и движущихся одиночных и групповых наземных объектов на фоне поверхности земли.

Ключевые слова: автономная система навигации, оптико-локационная система, оптико-локационный координатор, беспилотный летательный аппарат.

Abstract. The structure of the optical-location coordinator of the homing system for an unmanned aerial vehicle providing the solution of single intraframe (search, detection, recognition) and sequential interframe automatic tracking of stationary and moving single and group ground objects against the background of the earth's surface is developed.

Keywords: autonomous navigation system, optical-location system, optical-locational coordinator, unmanned aerial vehicle.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 19-25

Optical-location coordinator of the homing system of an unmanned aerial vehicle

A.S. Solonar, P.A. Khmarski, A.A. Mihalkovki, S.V. Tsuprik, V.S. Ivanuk

Введение

Область применения беспилотных летательных аппаратов (БЛА) затрагивает как гражданскую, так и специальную сферы [1, 2]: рекогносцировка местности, мониторинг окружающей среды, обеспечение безопасности охраняемых объектов, патрулирование границ, контроль дорожного движения, оказание помощи при чрезвычайных ситуациях и пр. Почти все перечисленные области применения БЛА требуют использования бортовой оптико-локационной системы (ОЛС). Важнейшей задачей ОЛС является обеспечение потребителя (оператора БЛА) необходимой визуальной информацией о наблюдаемых объектах. Вопросам эффективного использования информации, полученной от бортовой ОЛС, с целью слежения за наземными объектами посвящено множество отечественных и зарубежных публикаций. В большинстве из них рассматриваются особенности внутрикадровой обработки изображений, полученных бортовой ОЛС, на этапе решения задач обнаружения, измерения и распознавания [1–3]. Стоит отметить, что решение задачи слежения за наземными объектами по данным бортовой ОЛС существенно усложняется в автономном режиме. В таком случае актуальным является применение технологий «машинного зрения» [1, 2] и набирающих популярность в других областях методов межкадровой обработки данных ОЛС [2]. Несмотря на отмеченную актуальность вопросы синтеза структуры системы самонаведения БЛА, а также особенности построения устройств межкадровой обработки данных бортовой ОЛС в известной литературе практически не рассматриваются.

Целью настоящей статьи является разработка оптико-локационного координатора системы самонаведения БЛА, обеспечивающего решение задач однократного внутрикадрового (поиска, обнаружения, распознавания) и последовательного межкадрового автоматического сопровождения неподвижных и движущихся одиночных и групповых наземных объектов на фоне поверхности земли.

Контур самонаведения беспилотного летательного аппарата

В простейшем случае контур самонаведения БЛА в одной плоскости (рис. 1) для двухточечных методов наведения включает в себя координатор, устройство выработки команд и систему стабилизации. Одним из ключевых в системах самонаведения является координатор, выполняющий функцию измерителя, принципы построения и характеристики которого в основном определяются следующими требованиями [4]: измерением величин, необходимых для выработки команды управления; точностью измерения и допустимой разрешающей способностью; минимизацией влияния колебаний БЛА на точность измерения; уменьшением габаритов, веса и стоимости.

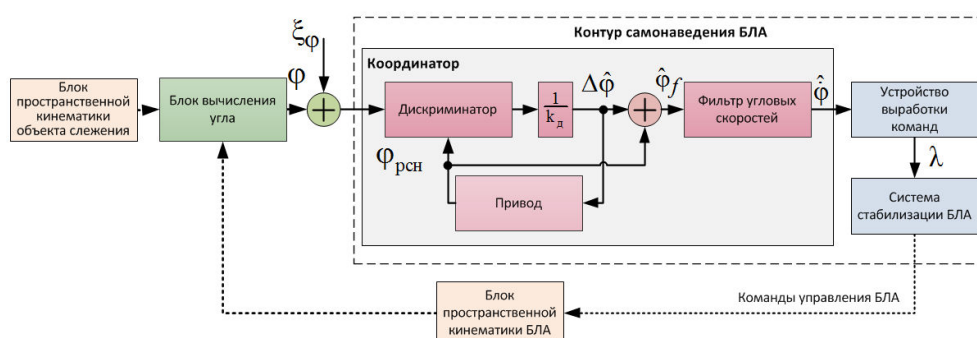


Рис. 1. Обобщенная структура контура самонаведения БЛА в одной плоскости по двухточечному методу

Наиболее приемлемыми для практической реализации контура самонаведения БЛА является метод пропорционального сближения (пропорциональной навигации). Задача координатора в таком случае сводится к измерению угловой скорости линии визирования БЛА–цель $\hat{\phi}$ в вертикальной или горизонтальной плоскости [5]. Используемый координатор должен быть следящим, для чего в его состав вводится привод, который перемещает равносигнальное направление (РСН) антенной системы бортового пеленгатора (головки самонаведения) $\varphi_{РСН}$ независимо от пространственного движения БЛА. Для обеспечения независимости такого движения в контуре управления БЛА принимаются специальные меры по компенсации влияния колебательных движений БЛА на положение центра оптической оси.

Составной частью координатора является дискриминатор, формирующий напряжение сигнала ошибки, пропорциональное угловому рассогласованию между линией визирования БЛА–цель φ и равносигнальным направлением $\varphi_{РСН}$. Оценка рассогласования $\Delta\hat{\phi}$ получается путем умножения сигнала ошибки $D(\Delta\varphi)$ на коэффициент пропорциональности $1/k_d$. Разовая оценка углового направления на объект записывается в виде [5]: $\hat{\phi}_f = D(\Delta\varphi)/k_d + \varphi_{РСН} = \Delta\hat{\phi} + \varphi_{РСН}$. Таким образом, коэффициент передачи контура управления приводом равен 1, а сам контур не влияет на работу основного контура управления БЛА. Разовая оценка $\hat{\phi}_f$ фильтруется для оценки скорости изменения линии визирования $\hat{\phi}$, которая затем в устройстве выработки команд преобразуется в команды управления λ .

Система стабилизации БЛА в своем составе содержит собственно БЛА и автопилот, который решает три основные задачи [5]: преобразует электрические команды управления λ в углы поворота рулей; стабилизирует изменения коэффициента усиления БЛА по нормальному ускорению; уменьшает колебательные свойства БЛА (увеличивает коэффициент демпфирования). В блоке вычисления угла определяется угол линии визирования в измерительной системе координат (СК). Для определения этого угла требуется знать пространственные координаты цели и БЛА, а также скорости их изменения.

Приведенная на рис. 1 структура контура самонаведения БЛА является обобщенной, и при ее практической реализации следует учитывать особенности работы бортовой головки самонаведения, которые (в зависимости от диапазона используемых электромагнитных волн) бывают радиолокационными, оптико-локационными (телевизионными), тепловыми и лазерными. Для бортовой ОЛС характерны: сложная многоцелевая сигнально-помеховая обстановка; геометрические искажения изображения, выдаваемого ОЛС; необходимость учета влияния нелинейных пересчетов и ошибок ОЛС, датчиков ОЛС, интегрированной навигационной системы БЛА на качество выдаваемой информации и решения задачи самонаведения БЛА. С учетом этого была предложена новая структура оптико-локационного координатора, являющегося составной частью системы самонаведения БЛА.

Функциональная схема оптико-локационного координатора системы самонаведения беспилотного летательного аппарата

Оптико-локационный координатор системы самонаведения БЛА (функциональная структура изображена на рис. 2) включает в себя ОЛС, устройство межкадровой обработки (МКО), устройство выбора приоритетного объекта, контур управления ОЛС, а также необходимые блоки пересчета. Оптико-локационный координатор взаимодействует с автоматизированным рабочим местом оператора БЛА, устройством выработки команд и бортовым комплексом навигации и управления БЛА.

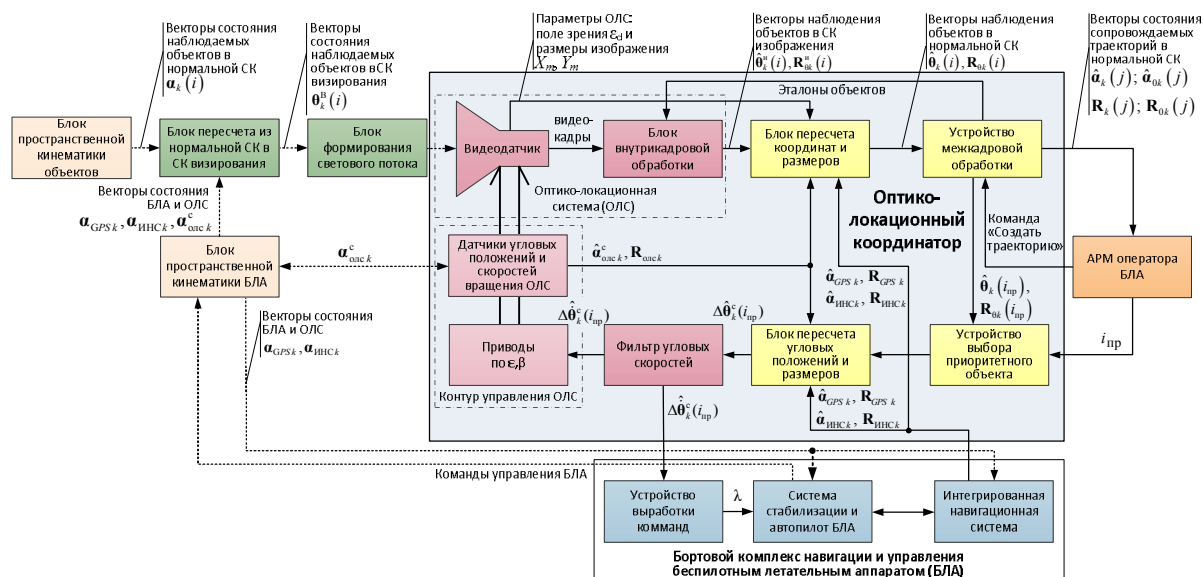


Рис. 2. Функциональная схема оптико-локационного координатора системы самонаведения беспилотного летательного аппарата

Принципы работы предлагаемого оптико-локационного координатора БЛА в соответствии с его структурой заключаются в следующем. На вход блока пересчета из нормальной неподвижной земной СК (рис. 2) в связанную СК поступает совокупность N истинных значений векторов состояния наблюдаемых объектов $\mathbf{a}_k(1), \mathbf{a}_k(2), \dots, \mathbf{a}_k(N)$, истинное значение вектора состояния ориентации ОЛС $\mathbf{a}_{олс k}$, а также вектора состояния БЛА $\mathbf{a}_{инск}$ (углы ориентации и скорости их изменений в связанной СК) и \mathbf{a}_{GPSk} (прямоугольные координаты и скорости их изменений в нормальной СК) в момент времени t_k . Совокупность истинных значений векторов состояния наблюдаемых объектов в нормальной СК $\mathbf{a}_k(1), \mathbf{a}_k(2), \dots, \mathbf{a}_k(N)$ с учетом значений $\mathbf{a}_{олс k}$, $\mathbf{a}_{инск}$, \mathbf{a}_{GPSk} пересчитывается в СК визирования камеры $\theta_k^B(i)$ (угловые направления в двух плоскостях), после чего подается на вход блока формирования светового потока. Фоточувствительный элемент (фотодетектор) видеодатчика преобразует световой поток в видеосигнал, который при помощи системы линз, зеркал, призм, светофильтров подвергается пространственной и спектральной фильтрации и передается на вход блока внутрикадровой обработки ОЛС.

В блоке внутрикадровой обработки ОЛС производятся процедуры линейного контрастирования, фильтрации, децимации, а также реализуются этапы обнаружения и измерения координат и распознавания наблюдаемых объектов. С выхода блока внутрикадровой обработки формируется набор N разовых оценок векторов наблюдения обнаруженных объектов $\hat{\theta}_k^n(i)$ и значения их корреляционных матриц (КМ) ошибок разового оценивания $\mathbf{R}_{\theta k}^n$ в СК дискретизированного изображения, который подается на вход блока пересчета координат и размеров. Помимо этого, на вход блока пересчета координат и размеров подаются параметры ОЛС, выдаваемые непосредственно с видеодатчика – ширина угла зрения в вертикальной плоскости и разрешение цифрового оптического изображения. В блоке пересчета координат и размеров производится расчет разовых оценок векторов наблюдения обнаруженных объектов $\hat{\theta}_k(i)$ и значений их КМ ошибок разового оценивания $\mathbf{R}_{\theta k}(i)$ в местной прямоугольной СК по методике, приведенной в [6]. Для этого на вход блока пересчета с интегрированной навигационной системы БЛА передается информация о пространственном положении и ориентации БЛА и ОЛС: $\hat{\mathbf{a}}_{\text{инск } k}$, $\mathbf{R}_{\text{инск } k}$ (вектор состояния углов ориентации БЛА и его КМ в связанной СК), $\hat{\mathbf{a}}_{\text{GPS } k}$, $\mathbf{R}_{\text{GPS } k}$ (вектор состояния БЛА и его КМ в нормальной СК), $\hat{\mathbf{a}}_{\text{олс } k}^c$, $\mathbf{R}_{\text{олс } k}$ (вектор состояния ОЛС и его КМ с датчиков угловых положений ОЛС).

Известно, что объединение во времени единичных решений о наличии или отсутствии объекта и его классе улучшает характеристики обнаружения, измерения и распознавания [3–5]. Данная задача решается при помощи вторичной обработки информации, которая реализуется в устройстве межкадровой обработки (МКО) оптико-локационной информации. Основные задачи МКО: автоматизация процесса обнаружения наблюдаемых объектов; улучшение вероятностей правильных решений при обнаружении объектов; улучшение наблюдаемости объектов на фоне ложно обнаруженных объектов; повышение точности измерения координат объектов за счет межкадровой фильтрации разовых оценок (оценок вектора наблюдаемых параметров); экстраполяция значений координат и параметров движения объектов. Межкадровая обработка осуществляется последовательно во времени (от кадра к кадру) по мере поступления новых разовых оценок ($\hat{\theta}_k(i)$ и $\mathbf{R}_{\theta k}(i)$) от устройства внутрикадровой обработки. Она включает в себя следующие этапы обработки: отождествление разовых оценок с уже сопровождаемыми траекториями; обнаружение новых траекторий; фильтрация и экстраполяция координат и параметров траекторий; межкадровая селекция скоростных объектов на фоне ложных обнаружений; сброс (удаление) траекторий.

На этапе отождествления разовых оценок (наблюдений) с сопровождаемыми траекториями решается задача привязки наблюдений к траекториям, т. е. определение, какие разовые оценки принадлежат к каким сопровождаемым траекториям. После определения пар отождествления (разовая оценка – траектория) на обработку траектории отдается отождествившаяся с ней разовая оценка. Сложность решения задачи отождествления по данным ОЛС возрастает, когда стробы нескольких траекторий перекрываются и в них попадает несколько разовых оценок, что связано с наличием ложных обнаружений или наблюдением группы близко расположенных объектов [7]. Отождествление производится только для траекторий тех объектов, которые выбраны оператором по команде «взятие на сопровождение». При этом оператору на каждом кадре предлагаются новые обнаруженные траектории.

Этап обнаружения новой траектории отвечает за создание траектории по набору разовых оценок, которые не отождествились ни с одной из сопровождаемых траекторий на этапе отождествления. Такая процедура позволяет, с одной стороны, снизить риск пропуска новых траекторий объектов, входящих в поле зрения ОЛС, с другой – повысить вероятность обнаружения ложной траектории по ложному срабатыванию обнаружителя внутрикадровой обработки ОЛС.

На этапе фильтрации и экстраполяции координат и параметров траекторий для каждой сопровождаемой траектории осуществляется фильтрация и экстраполяция координат и параметров межкадровых траекторий объектов. С целью устранения эффекта «кажущихся

ускорений» алгоритмы фильтрации и экстраполяции необходимо реализовать в прямоугольной СК [8, 9]. Алгоритмы фильтрации и экстраполяции должны быть нелинейными, чтобы учесть искажения, вносимые нелинейными преобразованиями, и одновременно обеспечивать решение задачи оценки вектора состояния в режиме реального времени при высоком темпе обновления информации [6]. Для компенсации динамических ошибок, возникающих в процессе фильтрации координат и параметров маневрирующего объекта, необходимо использовать алгоритмы адаптации [10]. Если объект не наблюдается (не обнаруживается) в пределах поля зрения ОЛС в течение нескольких десятков кадров подряд (критерий сброса), то принимается решение о сбросе траектории с сопровождения. Это решение передается устройству удаления (сброса) траекторий. Реализация перечисленных этапов производится устройством МКО, включающим (рис. 3): устройство отождествления разовых оценок и траекторий; устройство создания новой траектории; устройства фильтрации и экстраполяции координат; устройство удаления (сброса) траектории.

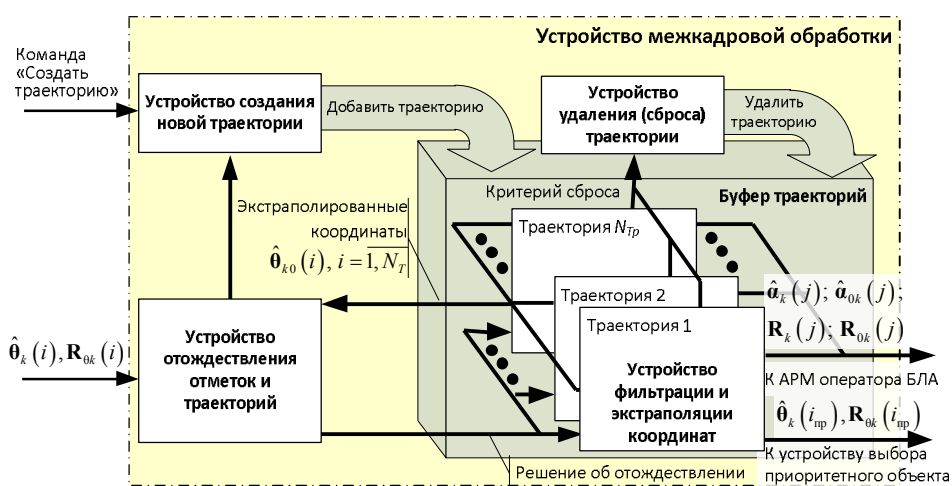


Рис. 3. Упрощенная структурная схема устройства межкадровой обработки опτικο-локационного координатора системы самонаведения беспилотного летательного аппарата

Принцип работы устройства МКО, согласно рис. 2, заключается в следующем. Устройство отождествления разовых оценок и траекторий распределяет разовые оценки координат объектов по сопровождаемым траекториям. Устройство фильтрации и экстраполяции осуществляет объединение разовых оценок с различных кадров по одному объекту, фильтрацию значений его вектора состояния и экстраполяцию (предсказание) на следующий интервал обновления данных с минимальными ошибками. Создание новой траектории происходит по команде оператора «Создать траекторию». По этой команде оператор выбирает разовую оценку координат интересующего его объекта. Инициализация новой траектории происходит по выбранной оценке в устройстве создания новой траектории. С выхода устройства МКО выдаются оценки фильтрованного и экстраполированного векторов состояния объектов $\hat{a}_k(j); \hat{a}_{ok}(j)$ и значения их корреляционных матриц $R_k(j); R_{ok}(j)$ для $N_{тр}$ ($j = \overline{1, N_{тр}}$) сопровождаемых траекторий в t_k момент времени в прямоугольной СК.

Возможности наблюдения всех интересующих объектов ограничиваются полем зрения ОЛС ввиду того, что носитель ОЛС перемещается независимо от наблюдаемых объектов и сами объекты могут передвигаться независимо друг от друга. Исходя из этого, возникает проблема выбора из всех интересующих объектов одного (приоритетного объекта), за которым будет следить ОЛС. Для решения данной проблемы в структуре координатора (рис. 2) имеется взаимосвязь устройства МКО с АРМ оператора БЛА. В итоге оператор БЛА определяет, исходя из обстановки и набора $N_{тр}$ текущих сопровождаемых траекторий, приоритетный объект (под номером $i_{пр}$) и траектории других интересующих объектов, давая команды МКО на автоматическое сопровождение этих объектов.

Устройство выбора приоритетного объекта по номеру $i_{\text{пр}}$ и данным МКО осуществляет выдачу нефильТРованной разовой оценки приоритетного объекта $\hat{\theta}_k(i_{\text{пр}})$, $\mathbf{R}_{\text{ок}}(i_{\text{пр}})$ на блок вычислений угловых положений и размеров, где вычисляются угловые рассогласования $\Delta\hat{\theta}_k^c(i_{\text{пр}})$ (в двух плоскостях) приоритетного объекта относительно центра оптической ОЛС в связанной СК. Фильтр угловых скоростей производит оценку угловой скорости вращения линии визирования $\Delta\hat{\theta}_k^c(i_{\text{пр}})$, которая используется как в контуре управления ОЛС (для ориентации направления центра оптической оси на приоритетный объект), так и в устройстве выработки команд (для преобразования в команды управления λ). Контур управления ОЛС формирует команды поворота гиросtabilизированным приводам ОЛС по угловым координатам в вертикальной и горизонтальной плоскости, перемещающим центр оптической оси камеры независимо от пространственного движения БЛА на требуемые углы согласно выражениям, приведенным в [6]. Бортовой комплекс навигации и управления, работая в режиме автоматического управления, использует текущие координаты и параметры движения БЛА, измеряемые интегрированной навигационной системой, определяет величины отклонений текущих параметров от заданных и вырабатывает команды автопилоту, передаваемые на органы управления БЛА, с целью обеспечения слежения за приоритетным объектом.

Заключение

Таким образом, в настоящей статье представлена разработанная структура оптико-локационного координатора БЛА, обеспечивающего решение задач однократного внутрикадрового (поиска, обнаружения, распознавания) и последовательного межкадрового автоматического сопровождения неподвижных и движущихся одиночных и групповых наземных объектов на фоне поверхности земли. Представленная структура основывается на обобщенной структуре контура самонаведения БЛА в одной плоскости по двухточечному методу. Особенности предлагаемой структуры оптико-локационного координатора: учет нелинейных пересчетов и ошибок ОЛС, датчиков ОЛС, интегрированной навигационной системы на качество выдаваемой информации для решения задачи самонаведения; использование устройства межкадровой обработки, обеспечивающего информацией оператора БЛА и решение задачи селекции сопровождаемого приоритетного объекта, наблюдаемого на фоне земной поверхности, в местной прямоугольной СК; использование устройства выбора приоритетного объекта, выдающего нефильТРованные оценки угловых координат сопровождаемого приоритетного объекта на контур управления приводами ОЛС.

Список литературы

1. Биард Р.У., МакЛэйн Т.У. Малые беспилотные летательные аппараты: теория и практика. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2015. 312 с.
2. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / Под ред. М.Н. Красильщикова, Г.Г. Себрякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 556 с.
3. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров их сигналов / Под ред. Ю.Л. Козирацкого. М.: Радиотехника, 2015. 454 с.
4. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов [и др.]. М.: Радиотехника, 2008. 176 с.
5. Высокоточные системы самонаведения: расчет и проектирование. Вычислительный эксперимент / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. 512 с.
6. Методика расчета ошибок разового оценивания местоположения наблюдаемых объектов в бортовых оптико-локационных системах / А.С. Солонар [и др.] // Докл. БГУИР. 2014. № 7 (85). С. 71–77.
7. Солонар А.С., Михалковский А.А. Особенности применения алгоритма JV для решения задачи отождествления на этапе вторичной обработки радиолокационной информации // Вест. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2017. № 2. С. 87–95.
8. Хмарский П.А., Солонар А.С. Влияние условий наблюдения на показатели качества дискретных фильтров Калмана при наблюдении прямоугольных координат // Приложение к Известиям НАН Беларуси. 2014. № 2. С. 102–109.

9. Солонар А.С., Хмарский П.А. Оценка влияния условий наблюдения на точность измерения дискретных фильтров Калмана при наблюдении объектов в полярных координатах методом Монте-Карло // Докл. БГУИР. 2014. № 7 (85). С. 71–77.
10. Солонар А.С., Хмарский П.А., Михалковский А.А. Особенности фильтрации координат и параметров движения объекта на этапе совершения установившегося разворота // Докл. БГУИР. 2013. № 4 (74). С. 67–73.

References

1. Biard R.U., MakLjejn T.U. Malye bespilotnye letatel'nye apparaty: teorija i praktika. M.: TEHNOSFERA, 2015. 312 s. (in Russ.)
2. Sovremennye informacionnye tehnologii v zadachah navigacii i navedenija bespilotnyh manevrennyh letatel'nyh apparatov / Pod red. M.N. Krasil'shnikova, G.G. Sebrjakova. M.: FIZMATLIT, 2009. 556 s. (in Russ.)
3. Obnaruzhenie i koordinatometrija optiko-jelektronnyh sredstv, ocenka parametrov ih signalov / Pod red. Ju.L. Kozirackogo. M.: Radiotekhnika, 2015. 454 s. (in Russ.)
4. Metody avtomaticheskogo obnaruzhenija i soprovozhdenija ob'ektov. Obrabotka izobrazhenij i upravlenie / B.A. Alpatov [i dr.]. M.: Radiotekhnika, 2008. 176 s. (in Russ.)
5. Vysokotochnye sistemy samonavedenija: raschet i proektirovanie. Vychislitel'nyj jeksperiment / Pod red. K.A. Pupkova i N.D. Egupova. M.: FIZMATLIT, 2011. 512 s. (in Russ.)
6. Metodika rascheta oshibok razovogo ocenivanija mestopolozhenija nabljudаемых ob'ektov v bortovyh optiko-lokacionnyh sistemah / A.S. Solonar [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2014. № 7 (85). S. 71–77. (in Russ.)
7. Solonar A.S., Mihalkovskij A.A. Osobennosti primenenija algoritma JV dlja reshenija zadachi otozhdestvlenija na jetape vtorichnoj obrabotki radiolokacionnoj informacii // Vest. Voen. akad. Resp. Belarus'. 2017. № 2. S. 87–95. (in Russ.)
8. Hmarskij P.A., Solonar A.S. Vlijanie uslovij nabljudenija na pokazateli kachestva diskretnyh fil'trov Kalmana pri nabljudenii prjamougol'nyh koordinat // Prilozhenie k Izvestijam NAN Belarusi. 2014. № 2. S. 102–109. (in Russ.)
9. Solonar A.S., Hmarskij P.A. Ocenka vlijanija uslovij nabljudenija na tochnost' izmerenija diskretnyh fil'trov Kalmana pri nabljudenii ob'ektov v poljarnyh koordinatah metodom Monte-Karlo // Dokl. BGUIR. 2014. № 7 (85). S. 71–77. (in Russ.)
10. Solonar A.S., Hmarskij P.A., Mihalkovskij A.A. Osobennosti fil'tracii koordinat i parametrov dvizhenija ob'ekta na jetape sovershenija ustanovivshegosja razvorota // Dokl. BGUIR. 2013. № 4 (74). S. 67–73. (in Russ.)

Сведения об авторах

Солонар А.С., к.т.н., доцент, докторант Военной академии Республики Беларусь.

Хмарский П.А., к.т.н., доцент кафедры авиационных радиоэлектронных систем Военной академии Республики Беларусь.

Михалковский А.А., старший инженер кафедры радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Цуприк С.В., адъюнкт Военной академии Республики Беларусь.

Иванюк В.С., к.т.н., доцент, доцент кафедры авиационных радиоэлектронных систем Военной академии Республики Беларусь.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-219-56-49;
e-mail: pierre2009@mail.ru
Хмарский Петр Александрович

Information about the authors

Solonar A.S., PhD, assistant professor, postdoctoral student of Military academy of the Republic of Belarus.

Khmarski P.A., PhD, associate professor of the department aviation radio-electronic systems of Military Academy of Republic of Belarus.

Mihalkovski A.A., senior engineer, the department of radar-location and send-recv devices of Military academy of the Republic of Belarus.

Tsuprik S.V., PG student of Military academy of the Republic of Belarus

Ivanuk V.S., PhD, associate professor, associate professor of the department aviation radio-electronic systems of Military Academy of Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave., 220,
Military academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-219-56-49;
e-mail: pierre2009@mail.ru
Khmarski Petr Aleksandrovich

УДК 004.942

НЕЙРОСЕТЕВОЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СОЛНЕЧНЫМИ ПАНЕЛЯМИ

С.М. СТЕПАНОВ, Н.А. ИСКРА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 20 декабря 2017

Аннотация. Предметом исследования данной статьи является анализ влияния применения различных методов регрессии на качество краткосрочного предсказания генерации электрической энергии солнечными панелями. Для решения задачи предсказания выбраны многослойный перцептрон и деревья принятия решений. При постановке эксперимента используются реальные данные о генерации электрической энергии. Наилучший показатель коэффициента детерминации составил 0,94.

Ключевые слова: солнечная энергия, модель предсказания, регрессия, многослойный перцептрон, деревья принятия решений.

Abstract. The main purpose of this paper is analysis of various regression methods application on quality of short-term solar PV forecasting. Multilayer perceptron and decision trees were chosen in order to solve prediction problem. Real historical data on solar PV forecasting are used as experimental datasets. The best coefficient of determination was 0.94.

Keywords: solar power, prediction model, regression, multilayer perceptron, decision trees.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 26-31
Neural network forecasting of energy generation by solar panels
S.M. Stepanov, N.A. Iskra

Введение

Прогнозирование генерации электрической энергии солнечными панелями требует знаний об активности солнца, условиях окружающей среды, атмосферных явлениях, процессе рассеивания солнечной энергии, и технических характеристиках солнечной электростанции. Выходное напряжение солнечной панели зависит от мощности светового потока, падающего на солнечную панель, и технических характеристик солнечной панели. Информация с предсказаниями генерации электроэнергии важна для эффективной работы солнечной электростанции, а также для эффективного управления электрической сетью и продажами электроэнергии энергетическим компаниям.

Проблема генерации электрической энергии тесно связана с проблемой прогнозирования погодных условий и атмосферных явлений. В связи с этим выделяют 3 типа прогнозирования генерации электрической энергии солнечными панелями: краткосрочное (до 3–4 ч); среднесрочное (до 7 дней); долгосрочное (от 1 месяца до 1 года).

Краткосрочное прогнозирование генерации электроэнергии обычно используется специалистами для мониторинга стабильности энергосети на солнечных электростанциях, которые имеют возможность изменять количество электрической энергии, отдаваемой в энергосеть. Наиболее удобным является прогноз на ближайшие 15–30 мин. Для такого прогноза очень важно иметь точный прогноз погоды за целевой период. Для этого используют несколько техник.

1. Статистические техники, базирующиеся на обработке временных рядов метеорологических данных, которые используются в качестве данных для обучения и изменения

параметров модели. В данном случае используются модель авторегрессии скользящего среднего (ARMA, ARIMA), нейронные сети, метод опорных векторов и т. д. [1, 2].

2. С момента запуска спутников наблюдения за атмосферными явлениями, например, Meteosat, появилась возможность производить краткосрочный прогноз на основе спутниковых снимков и их автоматического анализа [3]. В таком случае краткосрочный прогноз происходит практически в режиме реального времени.

Среднесрочный прогноз также используется специалистами для мониторинга энергосети и планирования количества электроэнергии, которую солнечная электростанция может отдать в энергосеть. Такой прогноз базируется на различных прогностических метеорологических моделях для получения значений погодных характеристик. Наиболее популярными системами на основе таких моделей являются Global Forecast System (GFS) и European Center of Medium Range Weather Forecasting (ECMWF).

Долгосрочный прогноз используется для предсказания количества электрической энергии, которую солнечная электростанция может произвести за месяц или год. Такими прогнозами пользуются руководства солнечных электростанций и энергетических компаний для обсуждения возможных контрактов друг с другом.

Целью данной статьи является исследование влияния применения различных методов регрессии на качество краткосрочного прогнозирования. В рамках данной статьи в качестве модели предсказания будут использоваться регрессионные модели на базе многослойного персептрона и деревьев принятия решений [4].

Многослойный персептрон

Персептрон – простейшая форма нейронной сети, предназначенная для классификации линейно-разделимых сигналов (т. е. образы можно разделить некоторой гиперплоскостью) [5]. Персептрон состоит из нейронов с настраиваемыми синаптическими весами и порогами. Также используется для прогнозирования результатов экспериментов на основе обучающей выборки. Структура однослойного персептрона представлена на рис. 1.

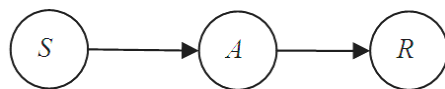


Рис. 1. Схема однослойного персептрона

Однослойный персептрон состоит из трех типов элементов: S , A , R . S -элементы представляют собой входные данные. A -элементы называются ассоциативными. Вес связи S - A может принимать значения -1 , 0 , $+1$. R -элемент называется сумматором, который подсчитывает сумму значений входных сигналов, принимая во внимание вес связи A - R . Однослойный персептрон с одним нейроном ограничен выполнением задачи разделения только двух классов. При увеличении количества нейронов, количество классов, которые может разделить классификатор увеличивается. Каждый нейрон имеет свою функцию активации, которая определит присутствие или отсутствие сигнала.

Обучение классификатора – процесс настройки весов связей и порогов с целью уменьшения разности между желаемыми и получаемыми значениями на выходе. Классический метод обучения персептрона – метод коррекции ошибки. При таком методе вес связи не меняется до тех пор, пока текущая реакция классификатора остается правильной. При появлении неправильной реакции вес изменяется на шаг коррекции (единицу), а знак определяется противоположным от знака ошибки.

В некоторых случаях классы не являются линейно-разделимыми. Для таких задач обычно используется многослойный персептрон. Многослойный персептрон – это однослойный персептрон с дополнительными скрытыми слоями (нейронами). Схема многослойного персептрона показана на рис. 2.

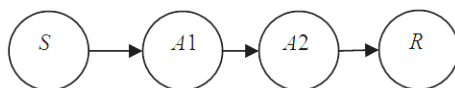


Рис. 2. Схема многослойного персептрона

В данном случае каждый из скрытых слоев выполняет свою часть по классификации входных параметров. При использовании персептрона в качестве регрессора ступенчатая функция активации нейрона заменяется на непрерывную функцию активации. В результате, персептрон выдает не бинарный результат (0 или 1), а реальное число.

Деревья принятия решений

Деревья принятия решений – средство поддержки принятия решений, использующееся в статистике и анализе данных для моделей прогнозирования [6]. Структура дерева представляет собой «листья» и «ветки». На ребрах («ветках») дерева записаны атрибуты, от которых зависит целевая функция. В «листьях» записаны значения целевой функции. Основная цель – это создать модель, которая предсказывает значения целевой переменной на основе нескольких переменных на входе.

Деревья принятия решений делятся на 2 типа:

1) дерево для классификации, когда предсказываемый результат является классом. Примером такого дерева может быть классификация солнечных электростанций;

2) дерево для регрессии, когда предсказываемый результат можно рассматривать как вещественное число, например, рентабельность солнечной электростанции.

Пример дерева принятия решения для классификации солнечных электростанций на основе количества солнечных дней, доступной площади и географической позиции представлен на рис. 3.

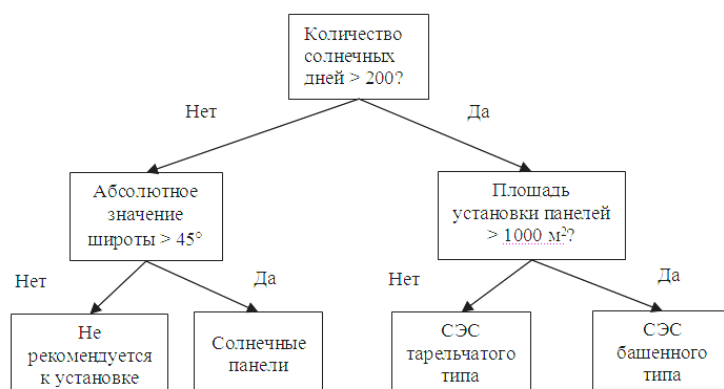


Рис. 3. Дерево принятия решений

Подготовка данных для эксперимента

Вектор информативных признаков для построения модели предсказания содержит следующие параметры: облачность, температура окружающей среды, коэффициент солнечной активности. Параметр предсказания – количество электрической энергии, произведенной солнечной панелью.

Облачность – это количество облаков в данный момент времени. Может иметь значения от нуля до единицы, где ноль – ясная погода, а единица – небо полностью затянуто тучами и солнечный свет не доходит до поверхности земли. Например, при значении облачности 0,9, 90 % неба покрыто облаками, что значительно уменьшает мощность светового потока, который падает на солнечную панель.

Температура окружающей среды – это мгновенное значение температуры окружающей среды, измеряемое в градусах Цельсия (°C). Максимальная температура, присутствующая в обучающей и тестовой выборке – +34,06 °C, минимальная температура – -9,25 °C.

Коэффициент солнечной активности – это значение, которое показывает активность солнца в данный момент времени. Может иметь значения от нуля до единицы, где ноль – солнце находится за горизонтом (от заката до рассвета). Максимальное значение этого коэффициента достигается после двух с половиной часов после рассвета и начинает уменьшаться за два с половиной часа до заката. График изменения коэффициента солнечной активности представлен на рис. 4. В рассматриваемом случае рассвет произошел в 7 ч утра, а закат – в 18:30.

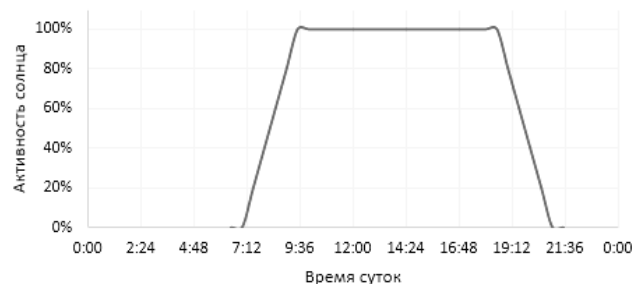


Рис. 4. График изменения коэффициента солнечной активности

Количество электрической энергии, произведенное солнечной панелью, измеряется в ваттах (Вт). В обучающей и тестовой выборке количество энергии измеряется в МВт. Данные для проведения экспериментов получены с официального сайта бельгийского подразделения европейской энергетической компании EIA для Брюсселя за 2013–2016 годы. Максимальное значение – 38,99 МВт, минимальное – 0,01 МВт за весь период. Размер обучающей выборки – 71030 элементов, а размер тестовой выборки – 71 элемент.

Наиболее широко используемой метрикой правильности обучения регрессоров является коэффициент детерминации (*R*-квадрат) – это доля дисперсии зависимых переменных, объясняемая построенной моделью. Другими словами, этот коэффициент показывает насколько хорошо построенная модель соответствует тем данным, на основе которых она обучалась. Этот коэффициент принимает значения от нуля до единицы, причем ноль – модель не соответствует данным, единица – модель полностью соответствует данным [7]. Вектор информативных признаков и вектор параметра предсказания представлены в табл. 1.

Таблица 1. Векторы информативных признаков и параметра предсказания

Название признака	Значение
Облачность	0,56
Температура окружающей среды	22,2
Коэффициент солнечной активности	1,0
Количество электрической энергии, произведенной солнечной панелью	35,72

В дополнение к этому, данные были редуцированы: строки с нулевым значением количества сгенерированной энергии были удалены из обучающей и тестовой выборки. Такие значения приходились на ночные часы (от захода и до рассвета, т. е. при коэффициенте активности солнца, равном нулю).

Проведение экспериментов

Для постановки и проведения экспериментов использовалась библиотека машинного обучения scikit-learn. В данном случае использовался отдельный дистрибутив под названием Anaconda 2 [8], который содержит в себе все необходимые зависимости и пакеты для работы не только с нейронными сетями, но и другими областями машинного обучения.

В процессе эксперимента многослойный перцептрон и дерево принятия решений обучались на одной и той же выборке данных, но с различными настройками сети (например, функция активации или максимальная глубина дерева). После обучения вычислялся коэффициент детерминации для заданных параметров с помощью метода score, реализация которого уже присутствует в библиотеке для каждого типа регрессора.

При создании объекта перцептрона (MLPRegressor) необходимо задать параметры, которые напрямую влияют на точность работы нейронной сети при прогнозировании новых данных. Могут использоваться следующие параметры.

1. Hidden_layer_sizes – количество скрытых слоев и количество нейронов в каждом слое. В данном эксперименте количество скрытых слоев – 1, количество нейронов – 3.

2. Activation – функция активации для *A*-элементов скрытых слоев нейронной сети. Может принимать значения:

- identity – отсутствие функции активации, т. е. $f(x) = x$;
- logistic – логистическая сигмоидная функция, т. е. $f(x) = 1 / (1 + \exp(-x))$;

- tanh – гиперболический тангенс, т. е. $f(x) = \tanh(x)$;
- relu – rectifier linear unit – функция рампы, т. е. $f(x) = \max(0, x)$.

3. Solver – метод оптимизации весов связей нейронов. Может принимать значения:

- lbfgs – алгоритм семейства квази-ньютоновских методов;
- sgd – стохастический градиентный спуск;

– adam – алгоритм, основанный на стохастическом градиентном спуске, предложенный исследователями Kingma, Diederik и Jimmy Ba [9].

Результаты эксперимента представлены в табл. 2.

Таблица 2. Точность прогноза многослойного персептрона с различными параметрами

№ п/п	Функция активации	Метод оптимизации	Коэффициент детерминации
1	identity	lbfgs	0,49
2	identity	sgd	0,49
3	identity	adam	0,48
4	logistic	lbfgs	0,56
5	logistic	sgd	0,57
6	logistic	adam	0,58
7	tanh	lbfgs	0,56
8	tanh	sgd	0,57
9	tanh	adam	0,57
10	relu	lbfgs	0,56
11	relu	sgd	0,55
12	relu	adam	0,58

При создании объекта DecisionTreeRegressor необходимо задать 2 параметра, которые влияют на точность прогнозирования новых данных. В эксперименте используются следующие параметры.

1. Criterion – критерий остановки при построении дерева. Может принимать значения:

- mse – mean square error – среднеквадратичное отклонение;
- friedman_mse – среднеквадратичное отклонение, улучшенное исследователем J.H. Friedman [10];
- mae – среднее абсолютное отклонение.

2. Max_depth – максимальная глубина дерева. Если это значение не задано, дерево будет расти неограниченно, т. е. нет никаких ограничений на глубину дерева.

Результаты эксперимента представлены в табл. 3.

Таблица 3. Точность прогноза дерева принятия решений с различными параметрами

№ п/п	Критерий	Максимальная глубина	Коэффициент детерминации
1	mse	10	0,57
2	mse	20	0,84
3	mse	30	0,94
4	mse	40	0,94
5	mse	None	0,94
6	friedman_mse	10	0,57
7	friedman_mse	20	0,84
8	friedman_mse	30	0,94
9	friedman_mse	40	0,94
10	friedman_mse	None	0,94
11	mae	10	0,55
12	mae	20	0,81
13	mae	30	0,93
14	mae	40	0,94
15	mae	None	0,94

Заключение

Наивысший коэффициент детерминации показывает дерево принятия решений для любого из критериев остановки построения дерева – 0,94. Такой результат характеризует очень хорошую построенную модель с высоким уровнем точности прогнозов. Наилучший коэффициент детерминации многослойного персептрона – 0,58 для сигмоидной функции активации и улучшенного алгоритма градиентного спуска для расчета весов связей нейронов. Такой коэффициент характеризует модель средней точности с высокой степенью вероятности

ошибок. Таким образом, деревья принятия решений лучше подходят для краткосрочного предсказания генерации электрической энергии солнечными панелями.

Многослойный перцептрон восприимчив к «выбросам», т. е. данным, которые сильно отличаются от общей выборки значений. Это может быть одной из возможных причин низкого коэффициента детерминации многослойного перцептрона. Второй возможной причиной низкого коэффициента может быть относительно небольшой объем данных для обучения. Для улучшения коэффициента детерминации многослойного перцептрона предлагается убрать «шумные» данные из обучающей выборки и увеличить ее объем.

Список литературы

1. Huang R., Huang T., Gadh R. Solar Generation Prediction using the ARMA Model in a Laboratory-level Micro-grid // IEEE Third International Conference on Smart Grid Communications. 2012. P. 528–533.
2. Bacher P. Short-term Solar Power Forecasting // Technical University of Denmark. 2008. P. 109.
3. Leung I.J.H., Jordan J.E. Image processing for weather satellite cloud segmentation // Electrical and Computer Engineering. 1996. P. 953–956.
4. Fine-grained photovoltaic output prediction using Bayesian Ensemble / Prithwish Chakraborty [et al.] // AAAI. 2012. P. 7.
5. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. М.: Вильямс, 2006. 1104 с.
6. Tom M.M. Machine Learning. Boston, Massachusetts, 1997. 52 p.
7. Patrick K.W., Sonja S.T. A practical introduction to econometric methods: classical and modern. University of the West Indies Press, 2002. 307 p.
8. Anaconda [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.anaconda.com> (дата обращения: 01.12.2017).
9. Diederik P.K., Jimmy B.A. A method of stochastic optimization // 3rd ICLR. San Diego, 2015. P. 15.
10. Friedman J.H. Greedy Function Approximation: A Gradient boosting machine // IMS Reitz Lecture. 1999. P. 44.

References

1. Huang R., Huang T., Gadh R. Solar Generation Prediction using the ARMA Model in a Laboratory-level Micro-grid // IEEE Third International Conference on Smart Grid Communications. 2012. P. 528–533.
2. Bacher P. Short-term Solar Power Forecasting // Technical University of Denmark. 2008. P. 109.
3. Leung I.J.H., Jordan J.E. Image processing for weather satellite cloud segmentation // Electrical and Computer Engineering. 1996. P. 953–956.
4. Fine-grained photovoltaic output prediction using Bayesian Ensemble / Prithwish Chakraborty [et al.] // AAAI. 2012. P. 7.
5. Hajkin S. Nejrnonnye seti. Polnyj kurs. M.: Vil'jams, 2006. 1104 s. (in Russ.)
6. Tom M.M. Machine Learning. Boston, Massachusetts, 1997. 52 p.
7. Patrick K.W., Sonja S.T. A practical introduction to econometric methods: classical and modern. University of the West Indies Press, 2002. 307 p.
8. Anaconda [Electronic resource]. – URL: <https://www.anaconda.com> (access date: 01.12.2017).
9. Diederik P.K., Jimmy B.A. A method of stochastic optimization // 3rd ICLR. San Diego, 2015. P. 15.
10. Friedman J.H. Greedy Function Approximation: A Gradient boosting machine // IMS Reitz Lecture. 1999. P. 44.

Сведения об авторах

Степанов С.М., магистрант кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Искра Н.А., старший преподаватель кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

247210, Республика Беларусь,
г. Жлобин, мкр. 3, д. 50, кв. 7
тел. +375-2334-3-06-33;
e-mail: siargei.stepanov@gmail.com
Степанов Сергей Михайлович

Information about the authors

Stepanov S.M., master student of electronic computing machines department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Iskra N.A., senior lecturer of electronic computing machines department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

247210, Republic of Belarus,
Zhlobin, microdistrict 3, 50–7;
tel. +375-2334-3-06-33;
e-mail: siargei.stepanov@gmail.com
Stepanov Sergey Michailovich

УДК 004.891:004.93'1

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ПОЗВОНКОВ ЧЕЛОВЕКА НА РЕНТГЕНОВСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ DARKNET YOLO

К.С. КУРОЧКА, Т.В. ЛУЧШЕВА, К.А. ПАНАРИН

Гомельский государственный технический университет имени П.О. Сухого, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 4 января 2018

Аннотация. Предлагается алгоритм, позволяющий с использованием сверточной нейронной сети на основе регионов Darknet YOLO осуществлять локализацию позвонков на рентгеновских изображениях с последующим определением геометрических параметров с помощью библиотеки компьютерного зрения OpenCV.

Ключевые слова: спондилография, рентгенография, компьютерное зрение, сегментация, нейронные сети.

Abstract. Technology that allows to localize vertebrae on X-ray images and then determine geometric parameters using the OpenCV computer vision library using a convolutional neural network Darknet YOLO based on regions is proposed.

Keywords: spondylography, radiography, computer vision, segmentation, neural networks.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 32-38

Localization of human percentages on X-ray images with use of Darknet YOLO

K.S. Kurachka, T.V. Luchshava, K.A. Panarin

Введение

При диагностике дегенеративных заболеваний позвоночника человека на основе рентгеновских изображений требуется проведение оценки медицинским работником значительного числа геометрических параметров. Получение данных параметров с достаточной для практического применения точностью при ручных измерениях затруднено и требует значительных временных затрат.

Автоматизированное получение всех необходимых для диагностирования параметров при анализе спондилографии значительно снизит временные затраты и повысит точность и качество диагностики [1]. Основным этапом подобной автоматизации является решение задачи о локализации отдельных позвонков позвоночника человека и оценки их взаимного расположения.

Таким образом, формирование поля признаков состояния позвоночника пациента предлагается осуществлять в три этапа:

- 1) локализация пространственного положения позвонков на изображении;
- 2) определение размерных характеристик каждого позвонка в отдельности;
- 3) измерение относительного взаиморасположения позвонков, определение углов наклона и поворота между ними.

Для локализации позвонков некоторые авторы используют гистограммы [2], однако приемлемые результаты такой подход дает только на изображениях высокой контрастности с низким уровнем шумов и побочных объектов.

Более эффективно использовать нейронные сети [3] с методикой скользящего окна [4]. Такой подход также не лишен недостатков, так как требует значительных вычислительных ресурсов и приводит к серьезным временным затратам.

Определение контуров и размерных характеристик, описанное в работах [5, 6], предполагает частичное измерение параметров в полуавтоматическом режиме, не обеспечивая при этом необходимого качества на имеющейся у авторов базе рентгеновских изображений, полученных при исследованиях в клинической больнице.

Таким образом, задача автоматического нахождения позвонков и определения их размерных характеристик не решена в полной мере и исследования в данной области являются актуальными.

Авторами предлагается воспользоваться сверточной нейронной сетью на основе регионов [7], что позволит значительно сократить временные затраты при низких требованиях к вычислительным мощностям и сохранении высокой точности нахождения объектов.

Локализация и параметризация позвонков на изображении

Форму позвоночника определяют множество характеристик, таких как наличие или отсутствие отклонения позвоночного столба или его отделов вперед или назад относительно положения вертикальной линии, а также степень выраженности естественно существующих изгибов. Большое количество параметров, требуемых для объективной оценки состояния позвоночника, делает процесс их вычисления очень трудоемким.

Биомедицинские изображения, полученные в результате рентгенографии позвоночника, зачастую имеют низкую контрастность и четкость, а также содержат множество шумов и побочных объектов (рис. 1).



Рис. 1. Пример типичного изображения, полученного при рентгеновском исследовании

Наличие шумов и побочных объектов на снимках нарушают целостность контуров позвонков, что делает достаточно сложной задачу локализации с использованием таких методов, как сегментация и контурный анализ.

Для нахождения координат позвонков авторами была использована нейронная сеть на основе регионов Darknet YOLO [7]. Для обучения сети использовалась технология параллельных вычислений CUDA. Принцип работы сети состоит в разбиении изображения на фиксированные области, в которых затем происходит поиск наличия объекта. Соседние ячейки, содержащие части одного объекта, объединяются. После объединения обнаруженные объекты передаются классификатору (рис. 2). Таким образом, классификатору передаются лишь фрагменты изображения, гарантированно содержащие объекты, а не все изображение.

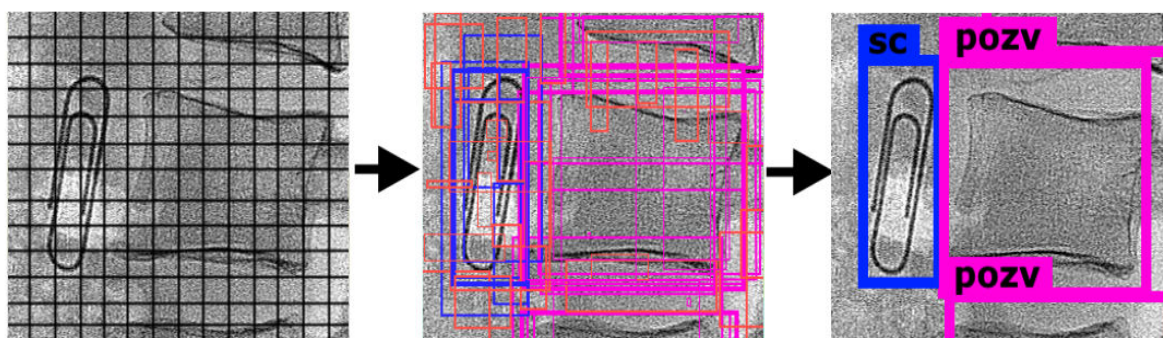


Рис. 2. Принцип работы YOLO

В качестве обучающей выборки выступает набор, состоящий из множества изображений позвонков различной степени яркости, четкости, зашумленности и угла наклона (рис. 3).

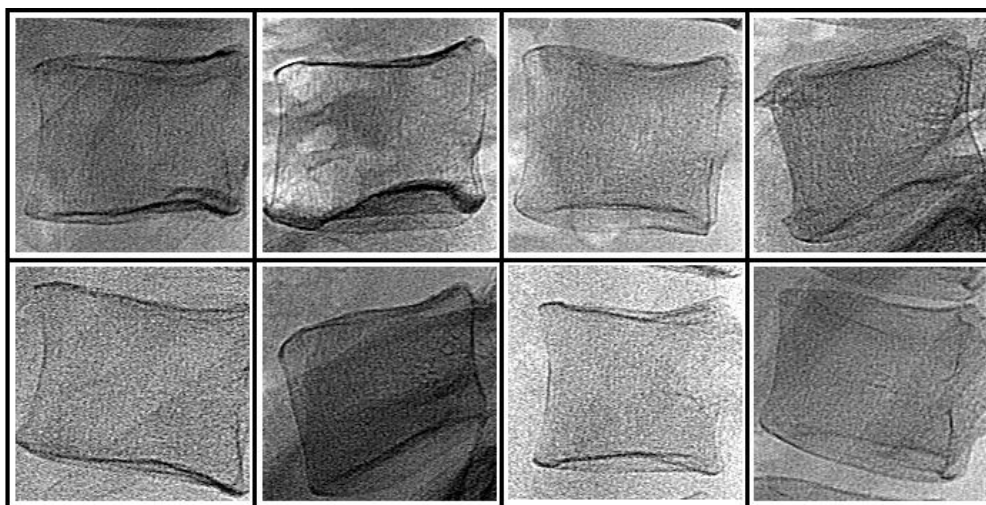


Рис. 3. Пример изображений в обучающей выборке

Данные изображения были размечены, как принадлежащие к определенной группе позвонков. Также в обучающую выборку в качестве второго класса включены изображения, заведомо отсутствующие на рентгеновских изображениях. В результате при распознавании объектов на изображении классификатор отмечает лишь те объекты, которые принадлежат к классу позвонков.

Результатом работы нейронной сети является набор сегментов исходного изображения, соответствующих областям с позвонками (рис. 4).

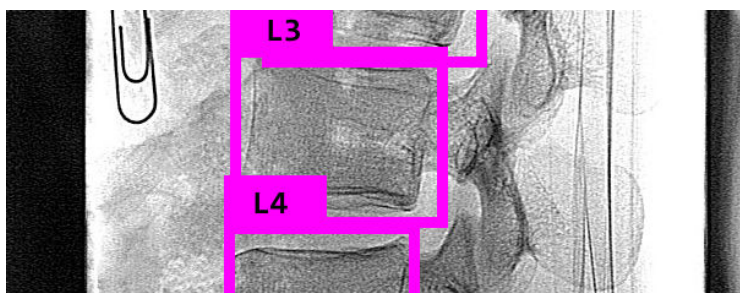


Рис. 4. Результат процесса локализации позвонков на изображении

В ходе анализа снимка профильной проекции позвоночника необходимо вычислить ряд унифицированных параметров, связанных как со структурой позвоночного столба в целом, так и с формой и пространственным взаиморасположением отдельных позвонков [8]. Найденные сегменты (рис. 4) не позволяют получить признаки и параметры позвонков, поэтому необходимо разработать дополнительные алгоритмы.

Начальным шагом в решении данной задачи является получение четких границ позвонка и нахождение «ключевых» точек, соответствующих углам позвонка.

Для решения указанной задачи предлагается использовать следующий алгоритм локализации позвонка в каждом найденном сегменте.

1. С целью подавления лишних деталей и шумов на изображении используется размытие по Гауссу [9] (рис. 5, а).

2. Для выделения структурных элементов границ используется оператор Канни [10]. В результате будет получен набор кривых (рис. 5, б). На следующем этапе следует принять решение, какие из кривых будут образовывать контур позвонка.

3. Для простоты можно считать, что контур позвонка представляет собой четырехугольник. Далее следует искать образующие его прямые с помощью преобразования Хафа [11]. В результате будет получен набор прямых (рис. 5, в). На данном этапе производится отсеивание прямых, проходящих в области, близкой к центру рассматриваемого фрагмента

изображения, а также диагональных прямых, имеющих значительные отклонения от 0 и 90 градусов, так как они не являются образующими контура позвонка.

4. Анализируя взаимное расположение прямых и находя их точки пересечения, будут получены наборы возможных точек – вершин четырехугольника (позвонка) (рис. 5, *з*). При формировании наборов точек отсеиваются точки, полученные путем пресечения с горизонтальными линиями, расположенными на удалении от основной группы линий, так как данные линии являются частью контура иного позвонка, попавшего в рассматриваемый фрагмент изображения.

5. При рассмотрении полученных в области вершин наборов точек производится группировка и усреднение до четырех отдельных «ключевых точек» – вершин позвонка (рис. 5, *д*).

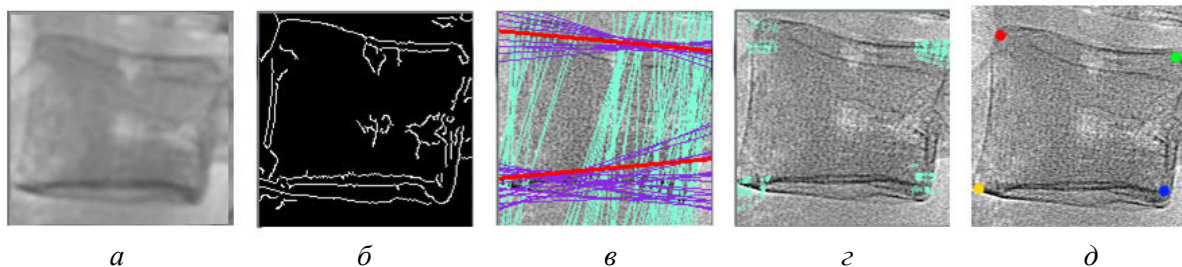


Рис. 5. Этапы обработки найденных сегментов с позвонками: *а* – размытие изображения по Гауссу; *б* – получение контура позвонка; *в* – поиск образующих позвонка прямых; *г* – нахождение точек пересечения прямых; *д* – получение углов позвонка

После нахождения «ключевых» точек, соответствующих углам позвонка, возможно осуществление вычисления необходимых геометрических параметров. Для данного вида проекции характерен следующий набор параметров:

- высота левого и правого контура позвонка;
- длина покровной L_a и базальной L_b замыкательной пластинки;
- угол клиновидности ap и трапецевидности at тела позвонка;
- угол наклона тела позвонка относительно вертикали u и горизонтали.

При наличии этих параметров становится возможным вычисление остальных вспомогательных параметров, таких как высота левого и правого отдела межпозвоночного диска, угол клиновидности ad межпозвоночного диска, угол между телами позвонков и линейное смещение s тела позвонка в плоскости диска.

На основании предложенного алгоритма было спроектировано и разработано соответствующее программное обеспечение, позволяющее находить геометрические параметры позвонков на рентгеновских изображениях в автоматическом режиме (рис. 6).

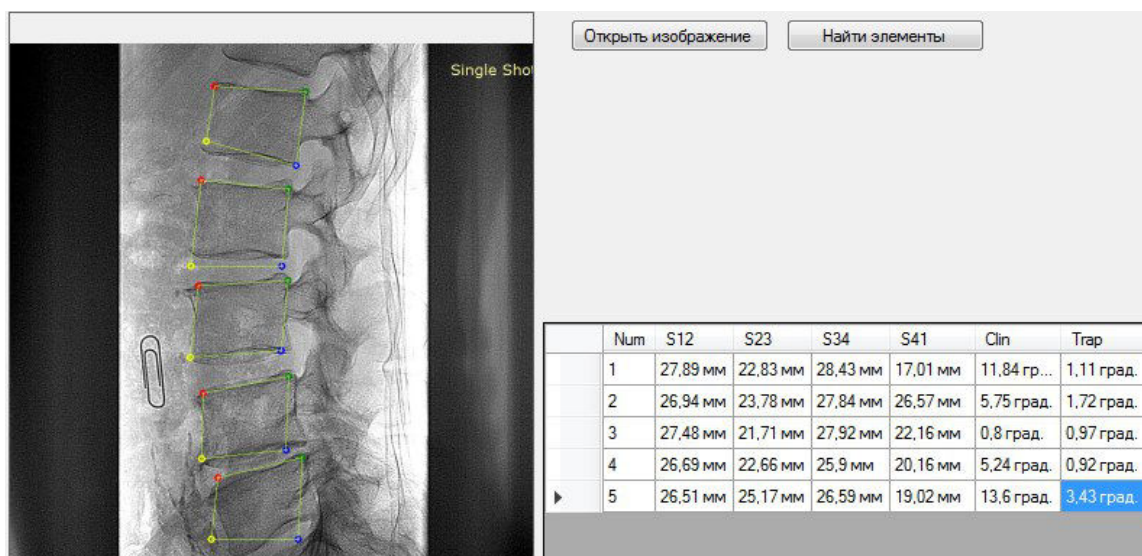


Рис. 6. Результаты вычисления размерных характеристик

На начальном этапе приложение осуществляет считывание DICOM файла и преобразование его в Vitmar-изображение с предварительно установленными значениями центра и диапазона цветопередачи. После преобразования полученное изображение передается на обработку нейронной сети. В полученных в результате работы нейронной сети фрагментах изображения производится фильтрация и отделение позвонков от фона с дальнейшим поиском «ключевых» точек, соответствующих углам позвонка.

Тестирование алгоритма на базе изображений

При помощи разработанного программного обеспечения работа алгоритма была проверена на 50 случайно выбранных DICOM-изображениях профильных снимков поясничного отдела позвоночника, полученных при исследованиях в клинической больнице. Ниже представлен пример результатов тестирования (рис. 7).

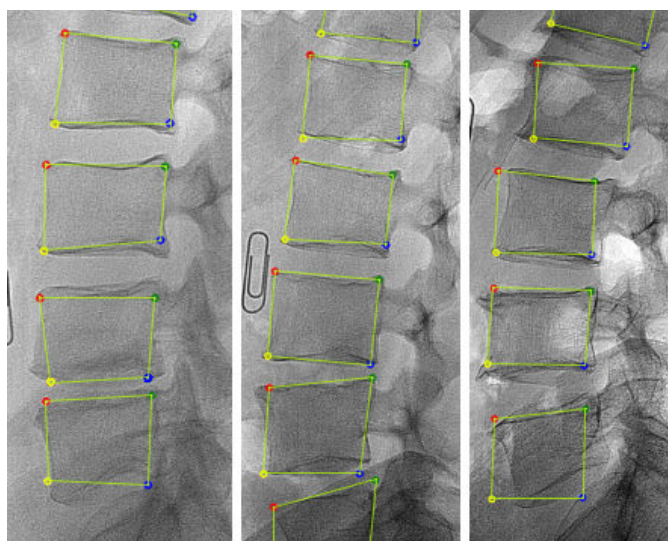


Рис. 7. Результаты тестирования алгоритма

Тестирование показало, что алгоритм успешно решает задачу локализации и нахождения «ключевых точек» для $L2-L5$ позвонков на 39 изображениях, однако точки позвонков $L1$ и $S1$ определяются со значительными ошибками. На остальных 11 изображениях успешно определены углы позвонков $L3-L5$, в то время как при определении углов позвонка $L2$ обнаружилась погрешность. Данная проблема обусловлена затемнением снимков в нижней части и осветлением в верхней, в связи с чем позвонки, располагающиеся в данных областях, слабо отличаются от фона. Таким образом, алгоритм в 79 % случаев успешно находит углы позвонков $L2-L5$.

Также было выявлено ухудшение нахождения «ключевых точек» на слишком светлых изображениях в связи со слабо выраженными контурами позвонков. Причиной данной проблемы является преобразование DICOM в Vitmar с частичной потерей информации о цветопередаче.

Решением данной проблемы может быть введение ручной корректировки яркости и контрастности пользователем перед передачей изображения на обработку, а также применение нормализации.

Заключение

В данной работе был получен алгоритм, позволяющий осуществить локализацию местоположения позвонков на рентгеновских снимках поясничного отдела позвоночника и определение их размерных характеристик путем нахождения «ключевых» точек, соответствующих углам позвонков. В данном алгоритме можно выделить следующие основные этапы: поиск фрагментов изображения, содержащих отдельные позвонки, с использованием сверточной нейронной сети YOLO на основе регионов; выделение позвонков

на данных фрагментах путем применения контурного анализа; нахождение наборов точек, образованных пересечением соответствующих граням позвонка прямых, и группировка их для обнаружения углов позвонка; вычисление геометрических параметров позвонка на основе координат его углов.

В результате тестирования полученного алгоритма на базе из некоторого количества профильных рентгеновских изображений поясничного отдела позвоночника установлено, что в 79 % случаев алгоритм успешно находит угловые точки позвонков $L2-L5$, однако в случае позвонков $L1$ и $S1$ наблюдаются значительные отклонения, обусловленные неравномерностью распределения яркости на предоставленных DICOM-изображениях. Среднее время распознавания и обработки одного рентгеновского снимка составляет 8 с.

Список литературы

1. Рентгенометрический анализ кинематики $L4-L5$ и $L5-S1$ позвоночных сегментов в III стадии дегенеративного процесса // Е.Л. Цитко [и др.] // Новости хирургии. 2015. Т. 23. С. 202–208.
2. Automatic vertebra detection in x-ray images / C.M. Daniel [et al.] // *CompIMAGE 06 – Computational Modelling of Objects Represented in Images*. 2006. P. 307–312.
3. Головкин В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. Кн. 4. М.:ИПРЖР, 2001. 256 с.
4. Kurachka K.S., Tsalka I.M. Vertebrae detection in X-ray images based on deep convolutional neural network // 2017 IEEE 14th International Scientific Conference of Informatics. 2017. P. 194–196.
5. Fabian L., Mohammed B., Said M. Fully Automatic Vertebra Detection in X-Ray Images Based on Multi-Class SVM // *Medical Imaging 2012: Image Processing*. 2012. DOI:10.1117/12.911424.
6. Fast scale-invariant lateral lumbar vertebrae detection and segmentation in X-ray images / S. Ruhan [et al.] // 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2016. P. 1054–1057.
7. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection / R. Joseph [et al.]. arXiv preprint arXiv:1506.02640.
8. Kurachka K., Kamrakou U., Masalitina N. The automated classification system for lumbar spine anatomic elements // *Nonlinear Dynamics and Applications*. 2017. Vol. 23. P. 127–134.
9. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
10. Canny J.A. Computational Approach to Edge Detection // *IEEE*. 1986. P. 679–698.
11. Кудрина М.А. Использование преобразования Хафа для обнаружения прямых линий и окружностей на изображении // *Изв. Самарского научного центра Рос. академии наук*. 2014. С. 476–478.

References

1. Rentgenometricheskij analiz kinematiki $L4-L5$ i $L5-S1$ pozvonocnyh segmentov v III stadii degenerativnogo processa // E.L. Citko [i dr.] // *Novosti hirurgii*. 2015. T. 23. S. 202–208. (in Russ.)
2. Automatic vertebra detection in x-ray images / C.M. Daniel [et al.] // *CompIMAGE 06 – Computational Modelling of Objects Represented in Images*. 2006. P. 307–312.
3. Golovko V.A. Neironnye seti: obuchenie, organizacija i primenenie. Kn. 4. M.:IPRZhR, 2001. 256 s. (in Russ.)
4. Kurachka K.S., Tsalka I.M. Vertebrae detection in X-ray images based on deep convolutional neural network // 2017 IEEE 14th International Scientific Conference of Informatics. 2017. P. 194–196.
5. Fabian L., Mohammed B., Said M. Fully Automatic Vertebra Detection in X-Ray Images Based on Multi-Class SVM // *Medical Imaging 2012: Image Processing*, 2012. DOI:10.1117/12.911424.
6. Fast scale-invariant lateral lumbar vertebrae detection and segmentation in X-ray images / S. Ruhan [et al.] // 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2016. P. 1054–1057.
7. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection / R. Joseph [et al.]. arXiv preprint arXiv:1506.02640.
8. Kurachka K., Kamrakou U., Masalitina N. The automated classification system for lumbar spine anatomic elements // *Nonlinear Dynamics and Applications*. 2017. Vol. 23. P. 127–134.
9. Gonsales R. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij. M.: Tehnosfera, 2005. 1072 s. (in Russ.)
10. Canny J.A. Computational Approach to Edge Detection // *IEEE*. 1986. P. 679–698.
11. Kudrina M.A. Ispol'zovanie preobrazovanija Hafa dlja obnaruzhenija prjamyh linij i okruzhnostej na izobrazhenii // *Izv. Samarskogo nauchnogo centra Ros. akademii nauk*. 2014. S. 476–478. (in Russ.)

Сведения об авторах

Курочка К.С., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой информационных технологий Гомельского государственного технического университета имени П.О. Сухого.

Лучшева Т.В., магистрант кафедры информационных технологий Гомельского государственного технического университета имени П.О. Сухого.

Панарин К.А., магистр технических наук, инженер-программист кафедры информационных технологий Гомельского государственного технического университета имени П.О. Сухого.

Адрес для корреспонденции

246746, Республика Беларусь,
г. Гомель, пр-т Октября, 48,
Гомельский государственный
технический университет им. П.О. Сухого
тел. +375-29-836-94-20;
e-mail: tamara@gstu.by
Лучшева Тамара Владимировна

Information about the authors

Kurochka K.S., PhD, associate professor, head of information technology department of Gomel state technical university named after P.O. Sukhoi.

Luchshava T.V., master student of information technology department of Gomel state technical university named after P.O. Sukhoi.

Panarin K.A., master of engineering sciences, software engineer the information technology department of Gomel state technical university named after P.O. Sukhoi.

Address for correspondence

246746, Republic of Belarus,
Gomel, Octiabria ave., 48,
Gomel state technical university
named after P.O. Sukhoi
tel. + 375-29-836-94-20;
e-mail: tamara@gstu.by
Luchshava Tamara Vladimirovna

УДК 621.396.218:614.89.086.5

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

В.И. МОРДАЧЁВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 января 2018

Аннотация. Приведены оценки необходимой излучаемой мощности абонентских станций перспективных систем мобильной связи при декларируемом расширении полос частот радиоканалов и увеличении скоростей передачи данных по этим каналам. Получены соотношения для оценки дальности высокоскоростной передачи данных в городской застройке при заданном уровне излучаемой мощности абонентских станций. Исследовано влияние внутрисетевой электромагнитной совместимости на характеристики обратного канала передачи данных в перспективных системах мобильной связи.

Ключевые слова: мобильная связь, электромагнитная обстановка, электромагнитная безопасность, спектральная эффективность, внутрисетевая электромагнитная совместимость.

Abstract. Estimations of required radiated power of user's stations of next-generation systems of mobile communications are resulted at declared expansion of frequency bands and data transfer rates of radiochannels of these systems. Expressions for an estimation of distances of high-rate mobile data transmission in urban area are received at the accepted levels of radiated power of user's stations. Influence of intranetwork electromagnetic compatibility on characteristics of backward channel in next-generation systems of mobile communications is investigated.

Keywords: mobile communications, electromagnetic environment, electromagnetic safety, spectral efficiency, intranetwork electromagnetic compatibility.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 39-46

Electromagnetic safety of broadband systems of mobile communications of new generations

V.I. Mordachev

Введение

Быстрая эволюция систем сотовой (мобильной) радиосвязи в направлении резкого увеличения доли услуг и декларируемого увеличения скоростей и объемов передачи данных как по прямым (от базовой (БС) к абонентской (АС) станциям), так и по обратным (от АС к БС) каналам связи до 5–10 Гбит/с и более, сопровождающаяся увеличением ширины полосы радиоканала до 10–40 МГц (системы 4G: LTE [1, 2]) и до 20–160 МГц (системы 5G [3–5] при их интеграции с сетями WLAN [6]), несмотря на известные достижения в области повышения спектральной эффективности систем мобильной связи, в том числе за счет применения технологии MIMO, чревата катастрофическими последствиями с точки зрения электромагнитной экологии среды обитания и электромагнитной безопасности населения.

Электромагнитное излучение (ЭМИ) АС является источником опасности для здоровья населения. Принятый в настоящее время практический критерий экспериментальной оценки опасности ЭМИ АС, основанный на измерениях контролируемых уровней плотности потока энергии ЭМИ подвижных АС мобильной связи [7], позволяет считать безопасным мощность ЭМИ АС не более 50–55 мВт при максимальной мощности ЭМИ АС сотовой связи стандартов GSM, UMTS, LTE в пределах 0,1–0,25 Вт. Планируемое резкое увеличение скоростей передачи

информации по обратному каналу в системах 4G, 5G сопряжено с существенным увеличением необходимой мощности ЭМИ АС и, как следствие, недопустимым увеличением экологических рисков для населения.

Цель данной работы – оценка ожидаемых ограничений на характеристики мобильной (сотовой) связи новых поколений (4G, 5G) в условиях сохранения ограничений на мощность ЭМИ АС при декларируемом расширении полос частот радиоканалов и увеличении скоростей передачи данных по этим каналам.

Базовые модели и соотношения

В соответствии с фундаментальной теоремой Шеннона – Хартли [8] потенциальная пропускная способность C_P [бит/с] канала, означающая теоретическую верхнюю границу скорости передачи данных через аналоговый канал связи, подверженный аддитивному белому гауссовскому шуму мощности N , со средней мощностью сигнала S равна

$$C_P = \Delta F \cdot \log_2(1 + SNR), \quad SNR = S/N, \quad (1)$$

где ΔF – полоса пропускания канала, Гц; S – полная мощность сигнала в полосе ΔF , Вт; N – полная мощность шума в полосе ΔF , Вт; SNR – отношение «сигнал/шум» (signal-to-noise ratio) в канале связи.

Для радиоканала: если спектр радиосигнала мощностью S_R близок к прямоугольному, его ширина соответствует ширине ΔF_R полосы пропускания радиоканала и его спектральную плотность мощности $S_0 \approx S_R/\Delta F_R$ [Вт/Гц] в полосе ΔF_R в первом приближении можно считать постоянной, то при постоянной спектральной плотности мощности шума $N_0 \approx N/\Delta F_R$ [Вт/Гц] (что справедливо для собственного шума приемника, а также может быть принято справедливым в начальном приближении для спектральной плотности N_{INT} внутрисетевых помех в радиоканалах сотовой связи 2G, 3G, 4G, 5G ... и в частотных каналах систем беспроводного широкополосного доступа Wi-Fi, WiMAX) выражение для потенциальной пропускной способности радиоканала может быть приведено к следующему виду:

$$C_P \approx \Delta F_R \cdot \log_2(1 + CNR), \quad CNR = S_0/N_0, \quad S_{EP} = C_P/\Delta F_R \approx \log_2(1 + CNR), \quad (2)$$

где S_{EP} [бит/с/Гц] – потенциальная спектральная эффективность передачи информации в канале связи, CNR – отношение «сигнал/шум» в радиоканале (carrier-to-noise ratio).

Далее, из (2) определим минимальную мощность полезного сигнала P_{DSN} в радиоканале (на входе радиоприемника), при которой обеспечивается пропускная способность C_P канала, если шум в канале представляет собой внутренний тепловой шум приемника:

$$P_{DSN} = \Delta F_R N_0 (2^{S_{EP}} - 1). \quad (3)$$

Реальная скорость C_R передачи информации в канале связи в m раз меньше потенциальной пропускной способности канала C_P ; во столько же раз реальная спектральная эффективность S_{ER} передачи информации в канале меньше потенциальной:

$$C_P = m C_R, \quad S_{ER} = S_{EP}/m. \quad (4)$$

В современных системах связи различием ширины ΔF_N шумовой полосы частот канала и его стандартной полосы частот ΔF_R можно пренебречь: $\Delta F_N \approx \Delta F_R$. Спектральная плотность мощности теплового шума в канале определяется известным соотношением [9]:

$$N_0 = k T_0 K_N, \quad (5)$$

где k – постоянная Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; K_N – коэффициент шума радиоприемника, ед.; T_0 – температура окружающей среды, град ($T_0 = 290$ К).

Таким образом, минимальная мощность полезного сигнала P_{DSN} , передаваемого со спектральной эффективностью $S_{ER} = S_{EP}/m$ по радиоканалу с тепловым шумом спектральной плотностью N_0 , будет равна

$$P_{DSN} = S_0 \cdot \Delta F_R = \Delta F_R k T_0 K_N (2^{m S_{ER}} - 1). \quad (6)$$

Если предметом исследований является система сотовой связи, в которой шум в радиоканале определяется уровнем внутрисетевой помехи $P_{INT} = N \cdot K_{CC}$, где коэффициент $K_{CC} \approx N_{INT}/N_0$ характеризует создаваемое превышение уровнем внутрисетевой помехи уровня теплового шума ($K_{CC} \geq 3 \div 5$), то в предположении, что свойства внутрисетевой помехи близки

к свойствам гауссовского шума и различиями влияния внутрисетевой помехи и теплового шума одинаковой мощности на пропускную способность радиоканала можно пренебречь, можно записать соотношение для минимальной мощности полезного сигнала P_{DSIN} в радиоканале с тепловым шумом и внутрисетевой помехой (реальной чувствительности радиоприема):

$$P_{DSIN} = (K_{CC} + 1)P_{SDN} = N_{\Sigma} \Delta F_R (2^{mS_{ER}} - 1), \quad N_{\Sigma} = (K_{CC} + 1)kT_0 K_N = \text{const}. \quad (7)$$

Очевидно, что множитель m позволяет характеризовать как соотношение потенциальной и реально достижимой спектральной эффективности радиоканала, так и вклад технологии MIMO в повышение спектральной эффективности передачи информации по радиоканалу; в последнем случае m может быть меньше 1.

В порядке проверки рассмотрим радиоканал GSM, в котором принимаются 8 каналов трафика с их временным разделением в радиоприемнике. Для этого радиоканала ($\Delta F_R = 200$ кГц, $C_R = 2^{18} = 262144$ бит/с, $SNR_R = 9$ дБ) при $K_N = 5$, $T_0 = 290$ К, $K_{CC} = 0$ (учитывается только собственный шум приемника) получим: $P_{SDN} = \Delta F_R \cdot k \cdot T_0 \cdot K_N \cdot SNR_R = 2 \cdot 10^5 \cdot 1,38 \cdot 10^{23} \cdot 290 \cdot 5 \cdot 8 \approx 3,2 \cdot 10^{-14} = -135$ дБВт = -105 дБм. Это значение соответствует значениям чувствительности радиоприема АС и БС GSM ($-104 \dots -105$ дБм), приведенным в [10]. В приведенной ниже табл. 2 случаю $\Delta F_R = 200$ кГц, $K_{CC} = 0$ соответствует значение $P_{DSIN} = -129$ дБВт, т. е. на 6 дБ больше. Это объясняется тем, что расчеты сделаны для значения $CNR = 15$ дБ (что соответствует значению $S_{EP} = 5$), что на 6 дБ больше использованного в проверочных расчетах порогового значения $CNR = 9$ дБ. Далее, используя (5), оценим уровень собственного шума радиоприемника GSM, приведенного ко входу: $P_N = \Delta F_R \cdot k \cdot T_0 \cdot K_N = 2 \cdot 10^5 \cdot 1,38 \cdot 10^{23} \cdot 290 \cdot 5 \approx 4 \cdot 10^{-15} = -144$ дБВт = -114 дБм. Полученное значение P_N на величину $CNR = 9$ дБ меньше полученной выше величины P_{SDN} . При этом значению $CNR = 9$ дБ соответствует потенциальная спектральная эффективность $S_{EP} = 3,16$ (что следует из (2), (3)). Реальная спектральная эффективность передачи информации в радиоканале GSM равна $S_{ER} = C_R / \Delta F_R = 1,31$, так что коэффициент неидеальности $m = S_{EP} / S_{ER} \approx 2,4$.

Результаты анализа

Приведенные выше соотношения позволяют обратить внимание на следующее:

- увеличение скорости передачи информации по радиоканалу за счет расширения его полосы частот увеличивает уровень собственного шума, приведенного ко входу приемника, что снижает реальную чувствительность радиоприема и при сохранении прежней дальности передачи информации увеличивает необходимую эквивалентную изотропно излучаемую мощность (ЭИИМ) радиопередатчика;

- расширение полос частот радиоканалов до 10–20 МГц и более в условиях выделения для мобильной связи отдельных относительно узких полос частот резко снижает число используемых частотных каналов и возможности снижения уровней внутрисетевых помех за счет частотно-территориального планирования; в результате следует ожидать, что в (7) значение параметра K_{CC} , характеризующего внутрисетевую ЭМС сетей 4G&5G, будет не ниже, чем в сетях 2G, 3G, что, в свою очередь, также связано с ухудшением реальной чувствительности радиоприема и увеличением необходимой ЭИИМ передатчиков;

- увеличение спектральной эффективности радиоканала в целях увеличения его пропускной способности возможно как за счет совершенствования методов модуляции/демодуляции и кодирования/декодирования, а также применения технологии MIMO (что обеспечивается на стадии разработки системы), так и за счет прямого увеличения значения отношения «радиосигнал/(шум + радиопомеха)» $CNIR = P_{SDIN} / (N + P_{INT})$ (carrier-to-noise-plus-interference ratio) операторами связи при планировании и эксплуатации сети. Это увеличение связано с ограничением уровней внутрисетевых помех при существенном росте минимального уровня полезного сигнала за счет увеличения ЭИИМ радиопередатчиков.

Ниже в табл. 1 приведены результаты расчетов, иллюстрирующие количественную связь между $CNIR$, S_{EP} и C_P . Расчетные значения минимально необходимой мощности полезного сигнала P_{DSIN} при $0 \leq K_{CC} \leq 1000$, $m = 1$, $K_N = 5$ для ряда типовых значений ширины

полосы частот канала сотовой связи, наглядно иллюстрирующие рост эквивалентного уровня шума в радиоканале сотовой связи с расширением его полосы частот, приведены в табл. 2.

Декларируемое увеличение спектральной эффективности в радиоканалах LTE за счет технологии MIMO в 2–8 раз [1, 2] позволяет сделать заключение, что на современном этапе развития мобильной связи применение указанной технологии позволяет лишь фактически скомпенсировать неидеальность процессов модуляции/демодуляции и кодирования-декодирования (в радиоканалах сотовой связи без использования технологии MIMO $m \approx 2 \dots 10$ [11]); в этом случае значение m снижается до значения, близкого к единице. Поэтому дальнейший анализ будет выполнен для $m = 1$ в предположении, что скорость передачи данных C в радиоканале сотовой связи близка к потенциальной в определении (1): $C \approx C_P$:

$$P_{SDIN} = N_{\Sigma} C_P (2^{S_{EP}} - 1) / S_{EP}, \quad N_{\Sigma} = (K_{CC} + 1) k T_0 N_N = const. \quad (8)$$

Таким образом, при заданной потенциальной спектральной эффективности, прямо связанной с величиной $CNIR$, максимальная скорость передачи данных в рассматриваемом радиоканале определяется шириной полосы частот канала и суммарным уровнем собственного шума и внутрисетевых помех в этом канале. Расчетные данные пороговой чувствительности P_{SDIN} радиоприема для $m = 1$, $SNR = 15$ дБ ($S_{EP} = 5$) при различных K_{CC} приведены в табл. 3.

Таблица 1. Значения потенциальных спектральной эффективности и пропускной способности радиоканала при различных значениях $CNIR$

$CNIR$, дБ	S_{EP} , ед.	Пропускная способность радиоканала C_P , Мбит/с					
		$\Delta F_R = 5$ МГц	$\Delta F_R = 10$ МГц	$\Delta F_R = 20$ МГц	$\Delta F_R = 40$ МГц	$\Delta F_R = 80$ МГц	$\Delta F = 160$ МГц
10	3,46	17,3	34,6	69,2	138	277	554
20	6,66	33,3	66,6	133	266	533	1066
30	9,97	50,0	100	199	399	798	1595
40	13,3	66,5	133	256	532	1063	2126
50	16,6	83,0	166	332	664	1329	2658
60	19,9	99,6	199	398	797	1594	3188

Таблица 2. Расчетные значения минимально необходимой мощности полезного сигнала в радиоканале при различных уровнях внутрисетевых помех и $m = 1$, $CNIR = 15$ дБ ($S_{EP} = 5$)

ΔF_R , МГц	P_{SDIN} , дБВт				
	$K_{CC} = 0$	$K_{CC} = 1$	$K_{CC} = 10$	$K_{CC} = 100$	$K_{CC} = 1000$
0,025	-138,0	-135,0	-127,6	-118,0	-108,0
0,2	-129,0	-126,0	-118,6	-109,0	-99,0
5,0	-115,0	-112,0	-104,6	-95,0	-85,0
20	-109,0	-106,0	-98,6	-89,0	-79,0
80	-103,0	-100,0	-92,6	-83,0	-73,0

Таблица 3. Расчетные значения пороговой чувствительности радиоприема при различной скорости передачи данных и различных соотношениях уровней внутрисетевых помех и собственного шума радиоприемника

C , Мбит/с	P_{SDIN} , дБВт				
	$K_{CC} = 0$	$K_{CC} = 1$	$K_{CC} = 10$	$K_{CC} = 100$	$K_{CC} = 1000$
0,032	-143,9	-140,9	-133,5	-123,8	-113,9
0,512	-131,8	-128,8	-121,4	-111,8	-101,8
2	-125,8	-122,8	-115,4	-105,8	-95,8
32	-113,8	-110,8	-103,3	-93,7	-83,8
512	-101,7	-98,7	-91,3	-81,7	-71,7

Требуемая минимальная мощность P_{MSR} ненаправленного ЭМИ АС с близким к единице коэффициентом усиления антенны, при котором обеспечивается необходимая скорость передачи данных по обратному каналу, связана с затуханием L_t при распространении радиоволн (РРВ) от АС к БС следующим образом:

$$P_{MSR} = L_t P_{SDIN} = N_{\Sigma} C_P L_t (2^{S_{EP}} - 1) / S_{EP}, \quad N_{\Sigma} = (K_{CC} + 1) k T_0 K_N = const. \quad (9)$$

В этом соотношении необходимо использовать пессимистическую оценку затухания L_t , учитывающую влияние городской застройки и необходимость обеспечения высокого качества связи, в частности, использовать следующую пессимистическую модель условий РРВ (формула (3) в [12]), учитывающую многолучевость РРВ в этих условиях:

$$L_t = \begin{cases} 1600\pi^2 d^{2.5} / (\lambda^2 G_{BS} R_{BP}^{0.5}), & d \leq R_{BP}; \\ 1600\pi^2 d^4 / (\lambda^2 G_{BS} R_{BP}^2), & d > R_{BP}; \end{cases} \quad R_{BP} = 4H_{eBS}H_{eMS} / \lambda, \quad (10)$$

где d – расстояние между АС и БС, м; λ – длина волны, м; G_{BS} – коэффициент усиления антенны БС, ед.; R_{BP} – условная граница области значений расстояния между БС и АС (breakpoint distance), за пределами которой затухание существенно возрастает за счет многолучевости; H_{eBS} и H_{eMS} – значения эквивалентной высоты антенны над подстилающей поверхностью (земной, стен зданий и т. п.) для БС и АС соответственно, м.

Используя модель (10), можно получить соотношение для оценки максимально допустимого размера соты (максимальной дальности связи) R_{MAX} в городской застройке для заданного уровня ЭИИМ P_{MS} АС:

$$R_{MAX} = \begin{cases} \left(\frac{P_{MS} S_{EP} \lambda^2 G_{BS} R_{BP}^{0.5}}{1600\pi^2 (K_{CC} + 1) k T_0 K_N C_P (2^{S_{EP}} - 1)} \right)^{0.4}, & R_{MAX} \leq R_{BP}; \\ \left(\frac{P_{MS} S_{EP} \lambda^2 G_{BS} R_{BP}^2}{1600\pi^2 (K_{CC} + 1) k T_0 K_N C_P (2^{S_{EP}} - 1)} \right)^{0.25}, & R_{MAX} > R_{BP}. \end{cases} \quad (11)$$

На рис. 1 приведены расчетные зависимости $P_{MSR}(d)$ для значений $K_{CC} = 0$ (линия 1), $K_{CC} = 1$ (линия 2), $K_{CC} = 10$ (линия 3), $K_{CC} = 100$ (линия 4) и $K_{CC} = 1000$ (линия 5), полученные для $C_P = 1$ Гбит/с, $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$ (17 дБ), а также в предположении, что эквивалентные высоты антенн БС и АС по отношению к отражающей поверхности (отражение от стен зданий) составляют $H_{eBS} = 5$ м, $H_{eMS} = 1,5$ м ($R_{BP} = 200$ м); $\lambda = 0,15$ м (2 ГГц). На рис. 2 приведены те же зависимости, но для скорости передачи данных в обратном канале $C_P = 10$ Гбит/с. С учетом того, что в современных сотовых радиосетях ЭИИМ АС ограничена на уровне 100–250 мВт, а уровень внутрисетевых помех существенно превышает уровень собственного шума радиоприемника, что соответствует $K_{CC} = 10 \dots 1000$, из приведенных графиков следует вывод:

– декларируемые для систем 5G скорости передачи данных от АС к БС до 5 Гбит/с при безопасных уровнях мощности ЭМИ АС могут быть реализованы только на малые расстояния (не более 10–20 м, так как в БС пикосайтов коэффициенты усиления антенн существенно меньше, чем в БС мини- и макросайтов);

– передача данных в обратном канале БС, обслуживающих сайты радиусом несколько сотен метров (микросайты в определении [12]), с подобными скоростями требует ЭИИМ АС от единиц до десятков ватт, что существенно выходит за рамки приемлемого с точки зрения электромагнитной безопасности и электромагнитной экологии, и требует использования внешних точек доступа с направленными антеннами, вынесенными за пределы помещений.

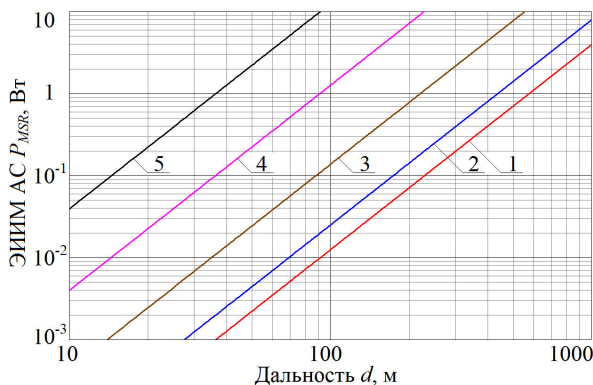


Рис. 1. Зависимости $P_{MSR}(d)$ для $C_P = 1$ Гбит/с, полученные для различных значений K_{CC} при $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$, $R_{BP} = 200$ м ($H_{eBS} = 5$ м, $H_{eMS} = 1,5$ м) для $\lambda = 0,15$ м (2 ГГц)

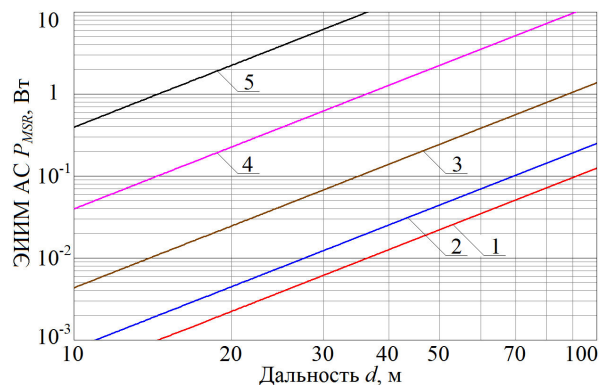


Рис. 2. Зависимости $P_{MSR}(d)$ для $C_P = 10$ Гбит/с, полученные для различных значений K_{CC} при $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$, $R_{BP} = 200$ м ($H_{eBS} = 5$ м, $H_{eMS} = 1,5$ м) для $\lambda = 0,15$ м (2 ГГц)

На рис. 3 приведены расчетные зависимости $P_{MSR}(d)$ для значений $C_P = 1$ Мбит/с (линия 1), $C_P = 10$ Мбит/с (линия 2), $C_P = 100$ Мбит/с (линия 3), $C_P = 1$ Гбит/с (линия 4) и $C_P = 10$ Гбит/с

(линия 5), полученные для $K_{CC} = 10$ (внутрисетевая помеха превышает собственный шум приемника на 10 дБ) при прочих параметрах (9), (10), аналогичных принятым при расчете кривых на рис. 1 и рис. 2. Эти зависимости убедительно свидетельствуют о том, что передача данных по обратному каналу даже в микросайтах радиусом несколько сотен метров со скоростями порядка 1–10 Мбит/с, характерными для систем UMTS и систем LTE на ранних стадиях развития инфраструктуры возможна только при высоком качестве частотно-территориального планирования сетей, обеспечивающего ограничение внутрисетевых помех на уровне $K_{CC} \leq 10$ дБ.

На рис. 4 приведены расчетные зависимости $P_{MSR}(d)$ для ряда используемых и обсуждаемых для использования системами мобильной связи диапазонов частот: для $\lambda = 0,67$ м (450 МГц, линия 1), $\lambda = 0,5$ м (600 МГц, линия 2), $\lambda = 0,33$ м (900 МГц, линия 3), $\lambda = 0,17$ м (1,8 ГГц, линия 4) и $\lambda = 0,11$ м (2,7 ГГц, линия 5), полученные для $C_P = 1$ Гбит/с и $K_{CC} = 10$ при прочих параметрах (9), (10), аналогичных принятым при расчете кривых на рис. 1–3. На рис. 5 приведены те же зависимости, но для $H_{eBS} = 30$ м, что существенно расширяет границы применимости верхней ветви модели (10) условий РРВ для каждой из рассматриваемых полос частот. Приведенные на этих рисунках зависимости убедительно свидетельствуют о том, что:

- декларируемые для перспективных широкополосных систем мобильной связи скорости передачи данных по обратному каналу могут быть реализованы на сотни метров (в микросайтах) с безопасными уровнями ЭИИМ АС только в нижней части дециметрового диапазона волн, где выделение для передачи данных с такой скоростью полос частот требуемой ширины практически невозможно в связи с интенсивным использованием этой части радиочастотного спектра другими радиослужбами;

- использование для этих целей в перспективных системах мобильной связи 4 и 5 поколений полос частот в верхней части дециметрового диапазона и в сантиметровом диапазоне также требует ЭИИМ АС от единиц до десятков ватт, что существенно выходит за рамки приемлемого с точки зрения электромагнитной безопасности и электромагнитной экологии и требует использования внешних точек доступа с направленными антеннами, вынесенными за пределы помещений.

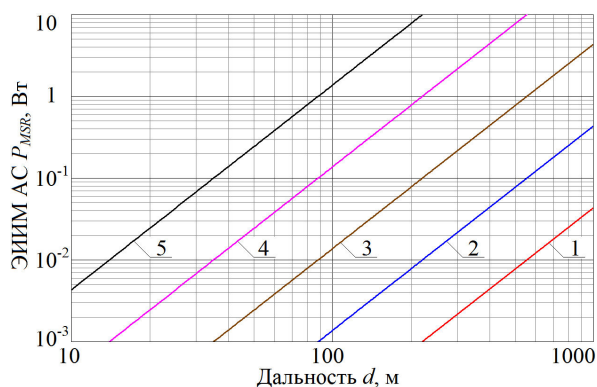


Рис. 3. Зависимости $P_{MSR}(d)$ для $K_{CC} = 10$, полученные для различных значений C_P при $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$, $R_{BP} = 200$ м ($H_{eBS} = 5$ м, $H_{eMS} = 1,5$ м) для $\lambda = 0,15$ м (2 ГГц)

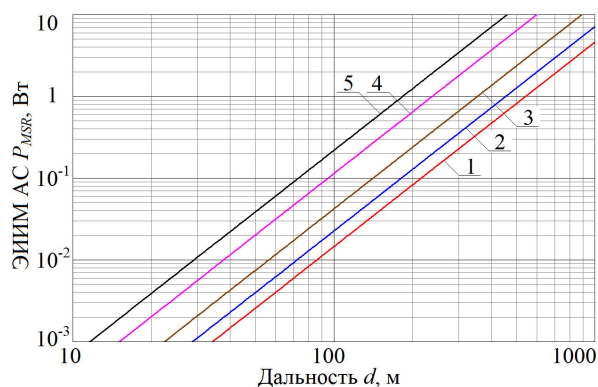


Рис. 4. Зависимости $P_{MSR}(d)$ для $H_{eBS} = 5$ м, $H_{MS} = 1,5$ м, полученные для различных длин волн при $C_P = 1$ Гбит/с, $K_{CC} = 10$, $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$

На рис. 6 приведены расчетные зависимости $P_{MSR}(C_P)$ для различной дальности передачи информации по обратному каналу: $d = 10$ м (красная линия 1), $d = 30$ м (линия 2), $d = 100$ м (линия 3), $d = 300$ м (линия 4) и $d = 1000$ м (линия 5), полученные для $K_{CC} = 10$, $\lambda = 0,15$ при прочих параметрах (9), (10), аналогичных принятым при расчете кривых на рис. 1–3. Эти зависимости подтверждают ранее сделанные выводы, убедительно свидетельствуя о том, что безопасная реализация декларируемых сверхвысокоскоростных обратных каналов от мобильных АС в перспективных системах сотовой (мобильной) связи, имеющих микросайты радиусом в сотни метров, невозможна. Приемлемый с точки зрения современных гигиенических ограничений уровень электромагнитной безопасности этих систем и уровень

электромагнитной экологии городских территорий возможен только за счет существенных инвестиций в инфраструктуру сетей 4G и 5G, отказе от высокоскоростной передачи данных от отдельных АС на расстояния более нескольких десятков метров при системной скорости передачи данных по обратному каналу на декларируемом уровне 5–10 Гбит/с, т. е. фактически реализации таких скоростей передачи данных по обратному каналу только с точками доступа прямой видимости внутри помещений либо от точек доступа вне зданий к внешней БС.

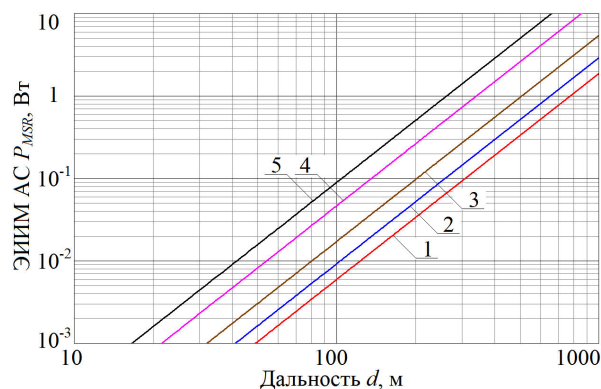


Рис. 5. Зависимости $P_{MSR}(d)$ для $H_{eBS} = 30$ м, $H_{MS} = 1,5$ м, полученные для различных длин волн при $C_P = 1$ Гбит/с, $K_{CC} = 10$, $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$

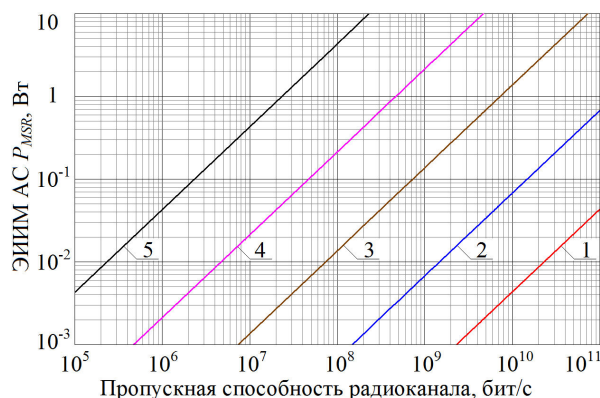


Рис. 6. Зависимости $P_{MSR}(C_P)$ для $K_{CC} = 10$, полученные для различной дальности d связи по обратному каналу при $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$, $R_{BP} = 200$ м, $\lambda = 0,15$ м

Заключение

1. При ожидаемой ширине полос частот радиоканалов систем 4G, 5G и принятых ограничениях на ЭИИМ АС предельно возможная скорость передачи данных от АС к БС в этих системах ограничена на уровне 10–100 Мбит/с. Скорости передачи данных по обратному каналу БС 1–10 Гбит/с в отдельных радиоприемах «АС–БС» нереальны и реализуемы только для всей совокупности радиоприемов, образующих обратный канал передачи данных к БС.

2. Передача данных от АС к БС в перспективных сетях мобильной связи на скоростях порядка 10–100 Мбит/с с высоким качеством при относительно безопасных уровнях ЭИИМ АС возможна только на расстояниях не более 100–200 м. Увеличение дальности связи при максимальных скоростях, декларируемых для передачи данных по обратному каналу в сетях 4G и 5G, требует чрезвычайно значительного увеличения ЭИИМ АС – до уровней, представляющих существенную опасность здоровью как абонента, так и окружающих людей. Поскольку ЭИИМ АС, по крайней мере в сетях 3G–4G, ограничена уровнем 24 дБм (0,25 Вт) [1], увеличение дальности передачи данных по обратному каналу в этих сетях возможно только за счет соответствующего снижения качества связи и скорости передачи данных.

3. Мобильный Интернет со скоростями 1–10 Мбит/с в обратном канале в макросайтах на дальностях до 0,5–1,0 км может быть относительно безопасен для здоровья абонента только при использовании на открытой местности в прямой видимости БС и при высоком качестве частотно-территориального планирования сети, обеспечивающего низкий уровень внутрисетевых помех ($K_{CC} \leq 10$). Мобильный Интернет как с этими, так и с более высокими скоростями в помещениях, при расположении БС вне помещений, с существующей в настоящее время пространственной плотностью 3–5 БС/км² в городской застройке требует опасно высоких уровней ЭИИМ АС, поскольку в отличие от АС в режиме телефонии, в режиме передачи данных АС использует максимальный уровень ЭИИМ для достижения максимально возможной скорости передачи данных.

4. Относительно безопасный мобильный Интернет с высокой скоростью передачи данных в обратном канале, декларируемой для сетей мобильной связи 4G–5G – это Интернет минимальных расстояний между БС и АС. Он может быть безопасным только при использовании пико-БС при дальностях связи от нескольких метров до нескольких десятков метров, т. е. при размещении этих БС в помещениях. Однако в этих условиях становится возможной замена беспроводного доступа в сеть проводным доступом,

что существенно улучшает экологические характеристики этих помещений. Последнее представляется достаточно актуальным в связи с планируемым существенным расширением сфер применения беспроводного широкополосного доступа в рамках систем мобильной связи 5G и концепций «Умный дом», «Интернет вещей» и т. п.

5. Увеличение скорости передачи информации по радиоканалу за счет расширения его полосы частот и увеличения его спектральной эффективности сопровождается увеличением как уровня собственного шума, приведенного ко входу приемника, так и требуемого отношения *CNIR*. Это весьма существенно увеличивает необходимый уровень ЭИИМ и АС, и БС, либо, принимая во внимание существующие гигиенические ограничения, влечет уменьшение на порядок дальности надежной связи по радиоканалам сотовой (мобильной) связи в условиях города, и, как следствие, необходимость реализации ее многоуровневой иерархии с акцентом на массовое использование пико-БС (точек доступа) в помещениях и пикосот в местах локального скопления АС в городской застройке (как внутри так и вне помещений). При этом относительная узость отдельных полос частот, выделяемых и планируемых к выделению для реализации перспективных технологий мобильной связи [2], определяет ограниченность возможностей организации полноценной однородной кластерной структуры частотных планов, частотного разнесения радиоканалов соседних секторов БС и т. п. и является негативным фактором, побуждающим операторов к увеличению спектральной эффективности радиоканалов за счет увеличения *CNIR* и, как следствие, к увеличению ЭИИМ АС и БС.

Автор выражает признательность доценту Э.Б. Липковичу за ряд замечаний и предложений, способствовавших совершенствованию данной статьи.

Список литературы / References

1. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced // Report ITU-R M.2135-1 (12/2009).
2. LTE-Advanced (3GPP Rel.12), Technology Introduction, White Paper. lma252_wp_lte_rel12_2e.pdf [Electronic resource]. – URL: www.rohde-schwarz.com (access date: 06.01.2018).
3. Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile GSMA Intelligence [Electronic resource]. – URL: www.gsmintelligence.com (access date: 06.01.2018).
4. Fundamentals of 5G Mobile Networks / Edited by J. Rodriguez. John Wiley & Sons, 2015. 293 p.
5. Ericsson Mobility Report [Electronic resource]. – URL: www.ericsson.com (access date: 06.01.2018).
6. 802.11ac Technology Introduction. White Paper. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, March 2012 [Electronic resource]. – URL: www.rohde-schwarz.com (access date: 06.01.2018).
7. Hygienic requirements to location and operation of the equipment of mobile communications. Appendix 2 // Hygienic Regulations No. 2.1.8/2.2.4.1190-03, 2003.
8. Shannon C.E. Communication in the presence of noise // Proc. of the IRE. 1949. Vol. 37, № 1. P. 10–21.
9. Rohde U.L., Whitaker J.C., Bucher T.T.N. Communications Receivers: Principles and Design. McGraw-Hill, 1996. 61 p.
10. ETS EN 300 910, V8.5.1. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+). Radio Transmission and Reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999).
11. Tikhvinsky V., Terentiev S., Minaev I. Comparative analysis of spectral efficiency of UMTS and LTE systems [Electronic resource]. – URL: refdb.ru/look/1684753.html (access date: 06.01.2018).
12. Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz // Rec. ITU-R P.1411-8.

Сведения об авторе

Мордачев В.И., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the author

Mordachev V.I., PhD, associate professor, leading researcher of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-94;
e-mail: mordachev@bsuir.by
Мордачев Владимир Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6
Belarusian state university of informatics and
radioelectronics
tel. +375-17-293-89-94;
e-mail: mordachev@bsuir.by
Mordachev Vladimir Ivanovich

УДК 621.396.67

ФАЗИРОВАННЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ РАМОЧНЫХ АНТЕНН С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

В.В. КЕДА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 8 января 2018

Аннотация. Рассмотрена возможность использования разработанных компактных рамочных антенн с управляемой поляризацией в качестве излучателей линейных фазированных антенных решеток. Приведенные в работе результаты могут быть использованы при разработке фазированных антенных решеток.

Ключевые слова: рамочная антенна, управление поляризацией, фазированная антенная решетка.

Abstract. The possibility of using of designed compact loop antennas with controllable polarization as linear phased array antenna element is considered. The obtained results can be used in designing of phased antenna arrays.

Keywords: loop antenna, polarization control, phased array antenna.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 47-53

Linear phased array of loop antennas with controllable polarization

U.V. Keda

Введение

Использование управляемой поляризации в радиотехнических системах значительно расширяет их возможности и помехозащищенность [1]. Для излучения и приема волн с управляемой поляризацией в диапазоне метровых и дециметровых волн нашли применение антенны в виде перпендикулярно расположенных вибраторов с развязанными входами [2]. Вместе с тем рамочные антенны по сравнению с вибраторными более широкополосны, обладают более высоким коэффициентом направленного действия и меньшими размерами. Управление поляризацией путем возбуждения антенны по двум развязанным входам возможно в шунтовой рамочной антенне [3–5], однако такая антенна имеет высокое входное сопротивление, в том числе и заметную его реактивную составляющую, что затрудняет ее согласование. В работах [6, 7] описаны рамочные антенны, в которых управление поляризацией осуществляется путем переключения их входов, однако в этих антеннах присутствует заметное излучение поля с кроссполяризацией, обусловленное несимметричной конструкцией согласующих элементов относительно Н-плоскости. Указанные недостатки были устранены в двухвходовой рамочной антенне, описанной в [8, 9], путем замены несимметричных согласующих элементов симметричными. В работе [10] рассмотрена модификация антенны, описанной в [8, 9], в которой благодаря добавлению дополнительной согласующей рамки удалось расширить ее рабочий диапазон. В статье [11] проведено уточнение размеров антенны, полученных в работе [10], путем использования трех программ численного моделирования, а также рассмотрена возможность применения разработанной антенны в качестве излучателя линейной синфазной антенной решетки. В работе [12] описан новый вариант двухвходовой рамочной антенны, обладающей минимальными размерами и максимальной, из всех выше перечисленных вариантов, рабочей полосой частот.

Настоящая статья является продолжением работ [6–12]. Целью работы является исследование возможности применения двухвходовой антенны [12] в качестве излучателя линейных фазированных антенных решеток с управляемой поляризацией. Расчет характеристик антенных решеток производился в программе CST MICROWAVE STUDIO. Для расчета характеристик решеток был выбран метод интегральных уравнений с использованием тонкопроволочной модели тока в проводниках [13]. Результаты, полученные в предыдущих работах [11, 12], подтверждают возможность использования названной программы и метода.

Конструкция излучателя

Конструктивно антенна [12, рис. 1, 2] состоит из активной излучающей рамки с двумя развязанными входами – [12, рис. 1] ($in1$, $in2$) и квадратного рефлектора. Управление поляризацией в антенне осуществляется изменением амплитуд и фаз возбуждения по входам $in1$ и $in2$, что позволяет получить произвольную поляризацию. В ходе работ [6–12] выяснилось, что оптимальное согласование разработанных антенн достигается при очень близком расположении друг к другу концов близлежащих согласующих элементов. Исходя из вышесказанного, сделано предположение о необходимости обеспечивать емкостную связь между концами согласующих элементов. Для обеспечения этой связи введены дополнительные элементы связи [12, рис. 1]. Необходимая емкость между концами элементов достигается выбором длин согласующих элементов L_{sy} и элементов связи L_{sy2} .

Рассматриваемый излучатель питается через согласующе-симметрирующий трансформатор, позволяющий запитывать антенну, оптимизированную под входное сопротивление 200 Ом, коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом.

Характеристики излучателя

Для анализа изменений характеристик излучателей при их использовании в составе антенных решеток ниже приведены геометрические параметры и характеристики излучателей, полученные в работе [12]. Оптимизация размеров произведена по критерию максимальной относительной полосы частот при заданном максимальном уровне коэффициента стоячей волны (КСВ) ($КСВ_{MAX}$). В качестве значений $КСВ_{MAX}$ выбраны три значения: 1,3, 1,5 и 2,0. Размеры излучателей приведены в работе [12, табл. 1]. Диаметр элементов антенны равен 4,6 мм. При моделировании антенны рефлектор моделировался бесконечно тонким металлическим листом. На рис. 1 приведены зависимости КСВ от частоты для варианта антенны с $КСВ_{MAX} = 1,3$ и варианта с $КСВ_{MAX} = 1,5$. В работе [12, рис. 5] приведена зависимость КСВ от частоты варианта с $КСВ_{MAX} = 2,0$. В табл. 1–4 приведены параметры рассматриваемых антенн. Параметр $\delta F\%$ – относительная полоса частот, в которой КСВ не превышает значения $КСВ_{MAX}$. Параметры $2\theta_{0,5XZ}$ и $2\theta_{0,5YZ}$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН) в главных плоскостях XZ и YZ .

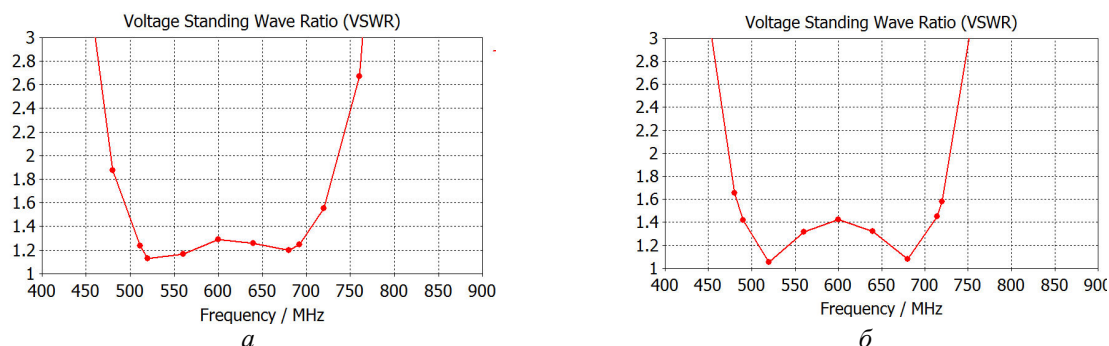


Рис. 1. Зависимость КСВ от частоты варианта с $КСВ_{MAX} = 1,3$ (а) и варианта с $КСВ_{MAX} = 1,5$ (б)

Таблица 1. Параметры антенны, оптимизированной под $КСВ_{MAX} = 1,3$

$F1 = 511 \text{ МГц}$			$F2 = 600 \text{ МГц}$			$F3 = 692 \text{ МГц}$			$\delta F, \%$
КНД, дБ	$2\theta_{0,5XZ}$, град	$2\theta_{0,5YZ}$, град	КНД, дБ	$2\theta_{0,5XZ}$, град	$2\theta_{0,5YZ}$, град	КНД, дБ	$2\theta_{0,5XZ}$, град	$2\theta_{0,5YZ}$, град	
8,0	70	86	8,1	70	83	8,1	69	81	30

Таблица 2. Параметры антенны, оптимизированной под $KCB_{MAX} = 1,5$

$F1 = 490 \text{ МГц}$			$F2 = 600 \text{ МГц}$			$F3 = 714 \text{ МГц}$			$\delta F, \%$
КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	
8,0	70	86	8,0	70	84	8,0	69	81	37,1

Таблица 3. Параметры антенны, оптимизированной под $KCB_{MAX} = 2,0$

$F1 = 434 \text{ МГц}$			$F2 = 600 \text{ МГц}$			$F3 = 772 \text{ МГц}$			$\delta F, \%$
КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	КНД, дБ	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	$2\theta_{0,SVZ}$, град.	
8,0	70	86	8,1	69	82	8,1	67	85	56

В работе [12] приведены результаты расчета ДН антенны для основной и ортогональной поляризации. Диаграмма направленности слабо зависит от частоты. Поле с ортогональной поляризацией имеет уровень ниже -50 дБ.

Характеристики фазированных антенных решеток

Цель исследования – оценка относительной рабочей полосы частот линейных антенных решеток, рассчитанных для работы в секторах сканирования от 0 до ± 45 градусов. Исходя из этого, рассчитаны характеристики антенных решеток с максимальными углами отклонения луча Q_{max} , равными 0° , 15° , 25° , 35° и 45° . Количество излучателей в решетках равно 10, амплитудное распределение возбуждения излучателей равномерное, фазовое распределение линейное. Численные эксперименты показали, что рабочий диапазон (в котором КСВ не превышает заданных значений KCB_{MAX}) рассматриваемых антенн в составе решетки более узкий, чем у одиночной антенны. Из-за этого возникает необходимость в выборе максимальной рабочей частоты решетки F_{max} ниже верхней рабочей частоты отдельного излучателя. Точное значение F_{max} может быть определено опытным путем исходя из требуемых параметров решетки. В рассматриваемых решетках выбрано две частоты F_{max} , что не достаточно, чтобы получить исчерпывающую информацию о максимально достижимой рабочей полосе частот антенных решеток. Однако приведенные ниже рабочие полосы частот решеток можно рассматривать как минимально достижимые. Расстояние Dx между соседними излучателями в решетках выбрано исходя из соблюдения условия единственности главного максимума ДН на двух частотах F_{max} , равных 690 и 660 МГц. Первая частота выбрана на верхнем краю рабочего диапазона (в котором КСВ не превышает значения 1,3) варианта излучателя с $KCB_{MAX} = 1,3$. Для каждой пары параметров Q_{max} и F_{max} рассмотрены решетки с тремя вариантами излучателя (параметры которых приведены в табл. 1–3), имеющими различный параметр KCB_{MAX} . В табл. 4 приведены значения Dx для рассчитанных решеток. В табл. 5–10 приведены относительные рабочие полосы частот $\delta F_{1,5}$, $\delta F_{2,0}$ и $\delta F_{3,0}$, при которых КСВ в излучателях решеток не превышает значения 1,5, 2,0 и 3,0. Относительные полосы частот рассчитывались для случаев возбуждения горизонтальной, вертикальной поляризации и случая, когда в антенне задействован режим с управляемой поляризацией. В табл. 11 обобщены данные из табл. 5–10. В ней содержатся наибольшие рабочие полосы частот, полученные в исследованных решетках с заданными параметрами Q_{max} . На рис. 2, 3 показаны зависимости КСВ от частоты в излучателях решетки с параметрами $F_{max} = 660$, $KCB_{MAX} = 1,3$ и $Q_{max} = 45^\circ$ при углах отклонения луча от нормали Q_{scan} , равных 0° и 45° , и возбуждении излучения с горизонтальной и вертикальной поляризацией. Кривым Array_SWR1...Array_SWR10 соответствуют зависимости КСВ от частоты для излучателей с номерами от 1 до 10. На рис. 4, 5 показаны ДН названной решетки для основной поляризации для случаев возбуждения горизонтальной и вертикальной поляризации. Уровни ДН с ортогональной поляризацией почти совпадают с соответствующими значениями для отдельных излучателей.

Из результатов моделирования следует, что разработанная антенна может быть использована в антенных решетках с управляемой поляризацией и широкоугольным сканированием. В линейных решетках из разработанных антенн согласование излучателей в режиме излучения вертикальной поляризации лучше, чем в режиме горизонтальной. Чем уже сектор сканирования, тем выше может быть выбран КСВ одиночного излучателя в рабочей полосе частот. С расширением сектора сканирования требования к согласованию отдельного излучателя ужесточаются. Полученные результаты позволяют выбрать необходимые параметры согласования излучателя в зависимости от требуемого сектора сканирования и рабочей полосы частот решетки.

Таблица 4. Параметры Dx исследованных решеток

Q_{max} , град.	0	15	25	35	45
$F_{max} = 660$ МГц	$Dx = 405$ мм	$Dx = 320$ мм	$Dx = 280$ мм	$Dx = 255$ мм	$Dx = 235$ мм
$F_{max} = 690$ МГц	$Dx = 390$ мм	$Dx = 310$ мм	$Dx = 275$ мм	$Dx = 245$ мм	$Dx = 225$ мм

Таблица 5. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 660$ и $KCB_{MAX} = 1,3$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}$, %			$\delta F_{2,0}$, %			$\delta F_{3,0}$, %		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	21	25	21	30	30	30	37	35	35
$Q_{max} = 15^\circ$	1	24	1	30	30	30	36	35	35
$Q_{max} = 25^\circ$	–	9	–	13	29	13	35	34	34
$Q_{max} = 35^\circ$	–	–	–	4	27	4	33	33	33
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	–	–	–	26	26	26

Таблица 6. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 690$ и $KCB_{MAX} = 1,3$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}$, %			$\delta F_{2,0}$, %			$\delta F_{3,0}$, %		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	25	29	25	35	35	35	41	40	40
$Q_{max} = 15^\circ$	–	28	–	34	34	34	41	39	39
$Q_{max} = 25^\circ$	–	6	–	16	33	16	40	38	38
$Q_{max} = 35^\circ$	–	–	–	–	31	–	38	37	37
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	–	4	–	11	32	11

Таблица 7. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 660$ и $KCB_{MAX} = 1,5$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}$, %			$\delta F_{2,0}$, %			$\delta F_{3,0}$, %		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	25	27	25	32	32	32	38	36	36
$Q_{max} = 15^\circ$	7	27	7	32	32	32	38	36	36
$Q_{max} = 25^\circ$	1	4	1	16	31	16	37	36	36
$Q_{max} = 35^\circ$	–	–	–	3	29	3	35	34	34
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	–	–	–	7	28	7

Таблица 8. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 690$ и $KCB_{MAX} = 1,5$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}$, %			$\delta F_{2,0}$, %			$\delta F_{3,0}$, %		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	25	29	25	35	34	34	41	40	40
$Q_{max} = 15^\circ$	11	28	10	33	35	34	41	39	39
$Q_{max} = 25^\circ$	5	7	4	19	35	19	41	40	40
$Q_{max} = 35^\circ$	1	–	–	7	33	7	40	39	39
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	1	1	1	9	33	9

Таблица 9. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 660$ и $KCB_{MAX} = 2,0$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}$, %			$\delta F_{2,0}$, %			$\delta F_{3,0}$, %		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	–	–	–	37	40	37	46	36	36
$Q_{max} = 15^\circ$	–	–	–	–	5	–	45	44	44
$Q_{max} = 25^\circ$	–	–	–	–	–	–	19	44	19
$Q_{max} = 35^\circ$	–	–	–	–	–	–	6	43	6
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	–	–	–	–	15	–

Таблица 10. Относительная рабочая полоса частот решеток с $F_{max} = 660$ и $KCB_{MAX} = 2,0$

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}, \%$			$\delta F_{2,0}, \%$			$\delta F_{3,0}, \%$		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	1	3	1	39	44	39	51	50	50
$Q_{max} = 15^\circ$	–	–	–	4	8	4	50	49	49
$Q_{max} = 25^\circ$	–	–	–	–	13	–	20	48	20
$Q_{max} = 35^\circ$	–	–	–	–	–	–	4	47	4
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	–	–	–	8	7	7

Таблица 11. Максимальные достигнутые относительные рабочие полосы частот рассчитанных решеток

Максимальный угол отклонения луча от нормали к решетке	$\delta F_{1,5}, \%$			$\delta F_{2,0}, \%$			$\delta F_{3,0}, \%$		
	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе	Горизонтальная поляризация	Вертикальная поляризация	Обе
$Q_{max} = 0^\circ$	25	29	25	39	44	39	51	50	50
$Q_{max} = 15^\circ$	11	28	10	34	35	34	50	49	49
$Q_{max} = 25^\circ$	5	9	4	19	35	19	41	48	40
$Q_{max} = 35^\circ$	1	–	–	7	33	4	40	47	39
$Q_{max} = 45^\circ$	–	–	–	1	4	1	26	33	26

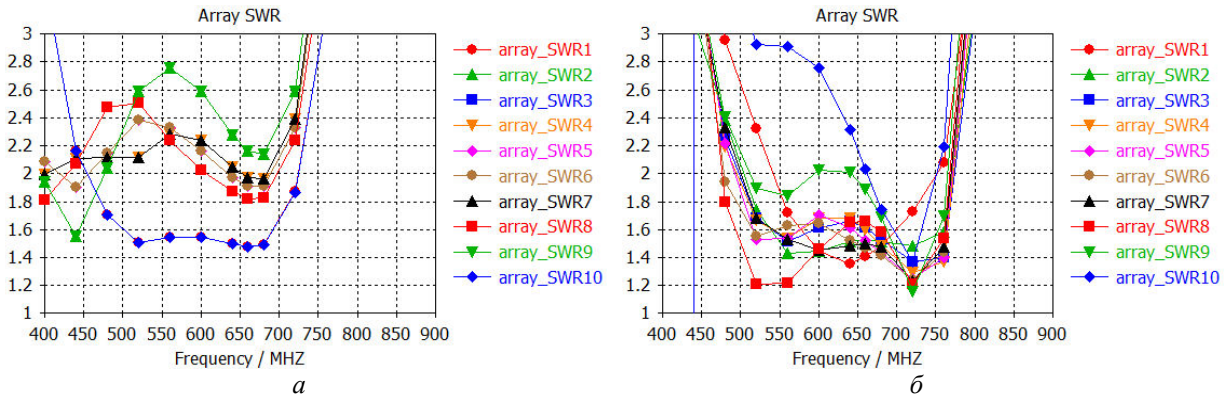


Рис. 2. Зависимость КСВ от частоты в излучателях варианта решетки с параметрами $F_{max} = 660$, $KCB_{MAX} = 1,3$ и $Q_{max} = 45^\circ$ при $Q_{scan} = 0^\circ$ (а) и $Q_{scan} = 45^\circ$ (б) и возбуждении горизонтальной поляризации

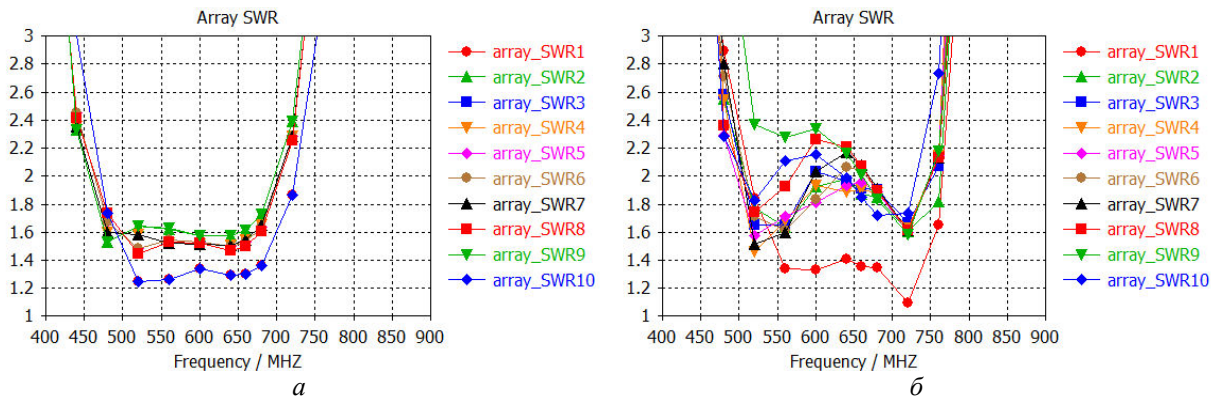


Рис. 3. Зависимость КСВ от частоты в излучателях варианта решетки с параметрами $F_{max} = 660$, $KCB_{MAX} = 1,3$ и $Q_{max} = 45^\circ$ при $Q_{scan} = 0^\circ$ (а) и $Q_{scan} = 45^\circ$ (б) и возбуждении вертикальной поляризации

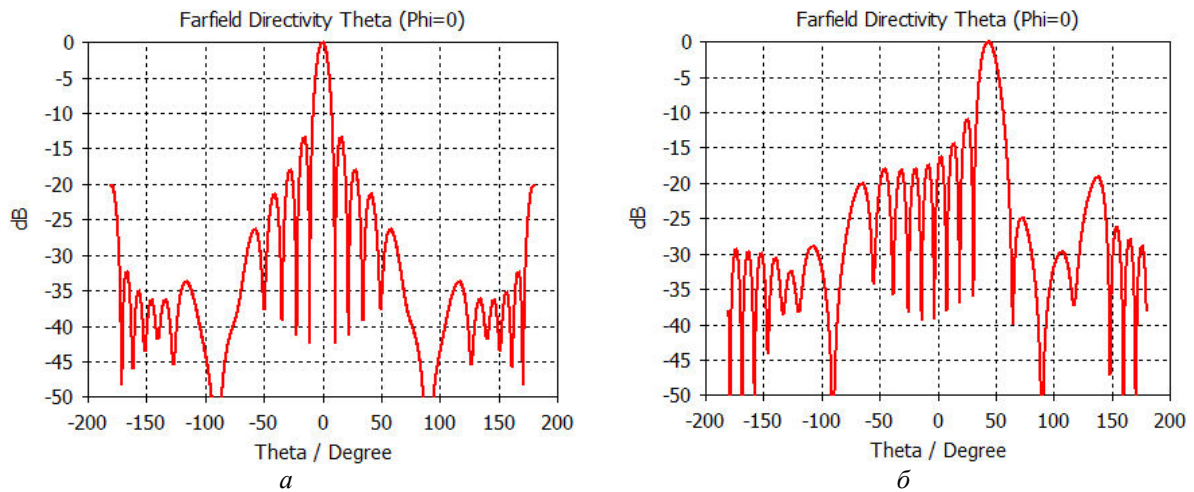


Рис. 4. ДН варианта решетки с параметрами $F_{max} = 660$, $KCB_{MAX} = 1,3$ и $Q_{max} = 45^\circ$ при $Q_{scan} = 0^\circ$ (а) и $Q_{scan} = 45^\circ$ (б) и возбуждении горизонтальной поляризации

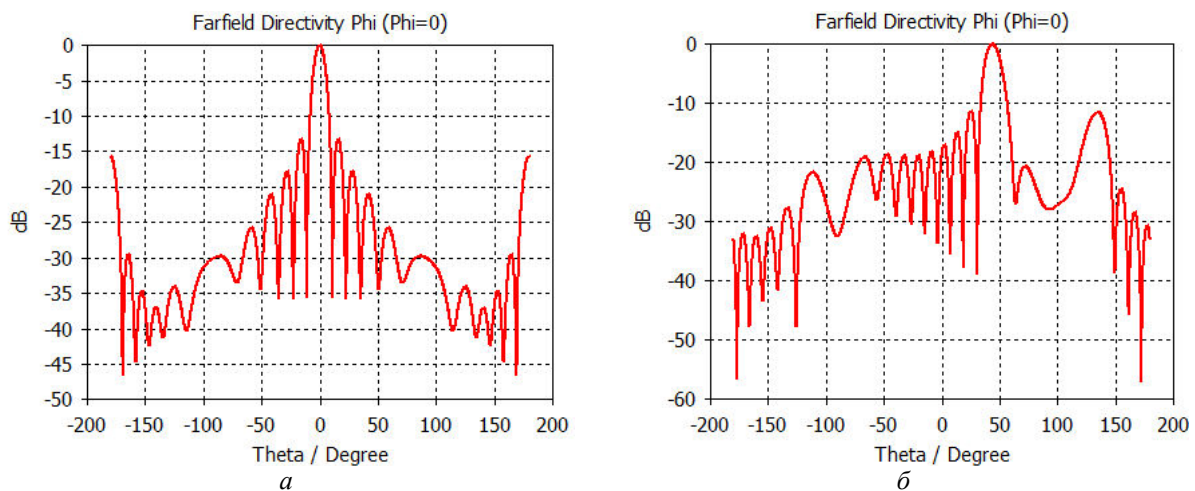


Рис. 5. ДН варианта решетки с параметрами $F_{max} = 660$, $KCB_{MAX} = 1,3$ и $Q_{max} = 45^\circ$ при $Q_{scan} = 0^\circ$ (а) и $Q_{scan} = 45^\circ$ (б) и возбуждении вертикальной поляризации

Заключение

Исследование показало возможность применения разработанного излучателя в составе фазированных антенных решеток с управляемой поляризацией и широкоугольным сканированием. Полученные результаты позволяют выбрать необходимые параметры согласования излучателя в зависимости от требуемого сектора сканирования решетки и рабочей полосы частот антенной решетки.

Список литературы

1. Канарейкин Д.Б. Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 439 с.
2. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook. Artech house, 2005. 515 p.
3. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны: в 2 т. М.: Данвел, 2007. Т. 2. С.177–178.
4. Григоров И.Н. Практические конструкции антенн. М.: ДМК Пресс, 2005. 352 с.
5. Колчев Г.И. УКВ антенна с управляемой поляризацией поля // Радиоаматор. 2005. № 4 (140). С. 47.
6. Юрцев О.А., Бобков Ю.Ю., Кеда В.В. Новая модификация рамочной антенны // Докл. БГУИР. 2015. № 6. С. 30–35.
7. Кеда В.В., Бобков Ю.Ю., Юрцев О.А. Рамочная антенна с переключаемой поляризацией // Матер. XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Физика и технические приложения волновых процессов». Казань, 21–25 сент. 2015 г. С. 60.

8. Кедя В.В., Рубаник А.В., Турук Г.П. Рамочная антенна с управляемой поляризацией // Электроника инфо. 2016. № 6 (132). С. 53–58.
9. Кедя В.В., Садовский И.С., Юрцев О.А. Двухходные рамочные антенны с низким уровнем поля с ортогональной поляризацией // Матер. XXI междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 19–21 апреля 2016 г. С. 794–801.
10. Кедя В.В. Новая конструкция рамочной антенны // Матер. IV Всеросс. микроволновой конф. Москва, 23–25 нояб. 2016 г. С. 54–58.
11. Кедя В.В. Линейная антенная решетка рамочных излучателей с переключаемой поляризацией // Матер. 7-й междунар. науч. конф. по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения: сборник научных статей. Ч. 2. Минск, 20–22 мая 2017 г. С. 111–120.
12. Кедя В.В. Широкополосная компактная рамочная антенна с управляемой поляризацией // Докл. БГУИР. 2018. № 1 (111). С. 5–11.
13. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. 494 с.

References

1. Kanarejkin D.B. Pavlov N.F., Potehin V.A. Poljarizacija radiolokacionnyh signalov. M.: Sov. radio, 1966. 439 s. (in Russ.)
2. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook. Artech house, 2005. 515 p.
3. Rothammel' K., Krishke A. Antenny: v 2 t. M.: Danvel, 2007. T. 2. S. 177–178. (in Russ.)
4. Grigorov I.N. Prakticheskie konstrukcii antenn. M.: DMK Press, 2005. 352 s. (in Russ.)
5. Kolchev G.I. UKV antenna s upravljaemoj poljarizaciej polja // Radioamator. 2005. № 4 (140). S. 47. (in Russ.)
6. Jurcev O.A., Bobkov Ju.Ju., Keda V.V. Novaja modifikacija ramochnoj anteny // Dokl. BGUIR. 2015. № 6. S. 30–35. (in Russ.)
7. Keda V.V., Bobkov Ju.Ju., Jurcev O.A. Ramochnaja antenna s pereklyuchaemoj poljarizaciej // Mater. XIII Mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «Fizika i tehicheskie prilozhenija volnovyh processov». Kazan', 21–25 sent. 2015 g. S. 60. (in Russ.)
8. Keda V.V., Rubanik A.V., Turuk G.P. Ramochnaja antenna s upravljaemoj poljarizaciej // Jelektronika info. 2016. № 6 (132). S. 53–58. (in Russ.)
9. Keda V.V., Sadovskij I.S., Jurcev O.A. Dvuhvodnye ramochnye anteny s nizkim urovnem polja s ortoganal'noj poljarizaciej // Mater. XXI mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «Radiolokacija, navigacija, svjaz'». Voronezh, 19–21 aprelja 2016 g. S. 794–801. (in Russ.)
10. Keda V.V. Novaja konstrukcija ramochnoj anteny // Mater. IV Vseross. mikrovolnovoj konf. Moskva, 23–25 nojab. 2016 g. S. 54–58. (in Russ.)
11. Keda V.V. Linejnaja antennaja reshetka ramochnyh izluchatelej s pereklyuchaemoj poljarizaciej // Mater. 7-j mezhdunar. nauch. konf. po voenno-tehicheskim problemam, problemam oborony i bezopasosti, ispol'zovaniju tehnologij dvojnogo primenenija: sbornik nauchnyh statej. Ch. 2. Minsk, 20–22 maja 2017 g. S. 111–120. (in Russ.)
12. Keda V.V. Shirokopolosnaja kompaktnaja ramochnaja antenna s upravljaemoj poljarizaciej // Dokl. BGUIR. 2018. № 1 (111). S. 5–11. (in Russ.)
13. Vychislitel'nye metody v jelektrodinamike / Pod red. R. Mitry. M.: Mir, 1977. 494 s. (in Russ.)

Сведения об авторе

Кедя В.В., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the author

Keda U.V., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел.+375-44-745-38-86;
e-mail: ew1bbe@mail.ru
Кедя Владимир Васильевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-44-745-38-86;
e-mail: ew1bbe@mail.ru
Keda Uladzimir Vasil'evich

УДК 004.93

СИСТЕМА КЛАССИФИКАЦИИ ЗВУКОВ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

И.Н. ЖУК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 января 2018

Аннотация. В статье представлена система классификации звуков окружающей среды и результаты сравнения производительности с другими системами на звуковой базе ESC 10. В представленной системе формирование признаков звукового сигнала осуществляется с помощью модели внутреннего уха и импульсов слухового нерва. Классификация звуков осуществляется с помощью различных конфигураций сверточных нейронных сетей. Доля правильных ответов классификации значительно выше результатов оригинальной статьи звуковой базы ESC 10.

Ключевые слова: внутреннее ухо, формирование признаков, классификация звуков, сверточные нейронные сети, ESC 10.

Abstract. This paper presents environmental sound classification system and performance comparison on ESC 10 dataset. The feature extraction method includes cochlea and auditory nerve models. Classification model includes classic convolutional neuron network architectures. Experiments based on different architectures of convolutional neural networks and proposed feature extraction method. The model outperforms baseline implementations and achieves results comparable to other state-of-the-art approaches.

Keywords: cochlea, auditory nerve spikes, feature extraction, sound classification, convolutional neuron networks, ESC 10.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 54-58

Environmental sound classification system

I.N. Zhuk

Введение

Для наиболее эффективной работы со звуком в системах классификации и автоматического распознавания речи используются различные способы формирования признаков звукового сигнала. Сложность задачи заключается в том, что нам неизвестно, какие признаки наиболее информативные и репрезентативные. Помимо этого, не существует универсальных решений, поэтому в настоящее время в большинстве случаев используют несколько различных способов формирования признаков звукового сигнала.

Благодаря значительному росту производительности вычислительной техники и росту эффективности нейронных сетей появились системы, работающие напрямую с временной формой звукового сигнала [2]. Однако различные способы формирования признаков позволяют снизить требования к вычислительным ресурсам и получить более высокую производительность системы. Среди способов формирования признаков звукового сигнала наибольшей популярностью пользуются мел-кепстральные коэффициенты (МКК), способы, использующие взаимную информацию [3], i -векторы [4] и спектрограмма на основе преобразования Фурье [5]. Характеристические векторы вышеперечисленных признаков достаточно сильно отличаются. МКК подразумевает частотный анализ и сокращение значительной части входной информации, i -векторы представляют собой стохастический процесс сжатия информации с помощью линейной Гауссовской модели, спектрограмма, напротив, представляет собой подробный частотно-временной сигнал. Использование спектрограммы стало возможным благодаря значительным успехам в распознавании изображений и сверточным нейронным сетям [5].

С другой стороны, значительные успехи присутствуют в области моделирования физиологии и нервной системы [6, 7]. Большинство систем обработки и распознавания речи используют только частичное моделирование работы внутреннего уха. Наибольшей популярностью пользуются гамма-тоновые фильтры, моделирующие работу улитки. С помощью банка гамма-тоновых фильтров строятся кохлеаграммы и рассчитываются гамма-тоновые кепстральные коэффициенты [8]. Существует не так много исследований, посвященных системам, которые используют в качестве входных данных непосредственно нервные импульсы [9]. Их можно интерпретировать несколькими способами: можно использовать как бинарный вектор [9], использовать не сами импульсы, а частоту их появления [10] или преобразовать в изображение.

Целью этой работы является разработка системы классификации, которая использует непосредственно нервные импульсы в качестве характеристического вектора звукового сигнала, а также сравнение результата классификации данной системы с результатами других систем. Сравнение проводилось на звуковой базе Environmental Sound Classification 10 (ESC 10) [12]. Производительность сравнивалась со следующими системами: 1) классификатор – «случайный лес [15]», входные данные – мел-кепстральные коэффициенты [12]; 2) классификатор на основе многослойного перцептрона, входные данные – мел-кепстральные коэффициенты [13]. Эксперименты проводились на звуковой базе ESC 10 с помощью метода перекрестной валидации с 10 блоками. Доля правильных ответов классификации составила 79,2 %, тем самым подтвердив эффективность данной системы.

Способ формирования признаков

Здесь способ формирования признаков описывается в краткой форме, более подробное описание используемых моделей можно найти в [1, 7, 10]. Для извлечения признаков из звукового сигнала используются модели внутреннего уха, волосковых клеток и аудиторного нерва. Человек воспринимает звук в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц. В ушной улитке находится порядка 3500 внутренних волосковых клеток, которые отвечают за преобразование механических колебаний в электрический ток. Однако ввиду ограниченности частотного диапазона звуковых файлов и вычислительных ресурсов диапазон был сужен до 5,5 кГц, а количество волосковых клеток, используемых в модели, снижено до 200.

Процесс обработки информации можно представить следующим образом. Сначала звуковой сигнал поступает на банк гамма-тоновых фильтров, состоящий из 200 фильтров, которые занимают область частот от 20 Гц до 5,5 кГц. Затем выход каждого фильтра подвергается выпрямлению и компрессии $\sqrt[3]{x}$. После этого каждый сигнал обрабатывается моделью аудиторного нерва, которая реализована с помощью метода «интегрировать и сбросить» с утечками [11].

После этого на каждой временной диаграмме фиксируются моменты времени, в которые потенциал нейрона превышает порог срабатывания и испускается импульс. Затем все импульсы для каждого сигнала объединяются в общую матрицу. Элементы матрицы могут принимать значения либо 0 – импульса нет, либо 1 – импульс есть. Способ формирования признаков схематично представлен на рис. 1.

В центре рис. 1 представлена временная диаграмма потенциала одного нейрона. Также представлены параметры: потенциал срабатывания нейрона, по достижению которого нейрон испускает импульс и снижает потенциал до потенциал сброса. Параметр «рефракторный период» характеризует период после импульса, в течение которого нейрон восстанавливает потенциал. Обычно $v(t)$ равняется потенциалу сброса в конце периода или на всем промежутке, а механизм утечки начинает работу после этого периода. Диапазон параметров достаточно широк, однако, руководствуясь известными биологическими параметрами, были выбраны следующие значения: потенциал срабатывания 0,7 мВ, потенциал сброса 0 В, рефракторный период 5 мс, постоянная времени мембраны 2 мс. Эти параметры хорошо подходят для данной модели с точки зрения параметров сохранения информативности и фильтрации шума. Помимо этого, данные параметры близки к естественным биологическим. Это означает, что временная диаграмма нервных импульсов достаточно точно (хотя и не полностью) моделирует сигналы аудиторного нерва.

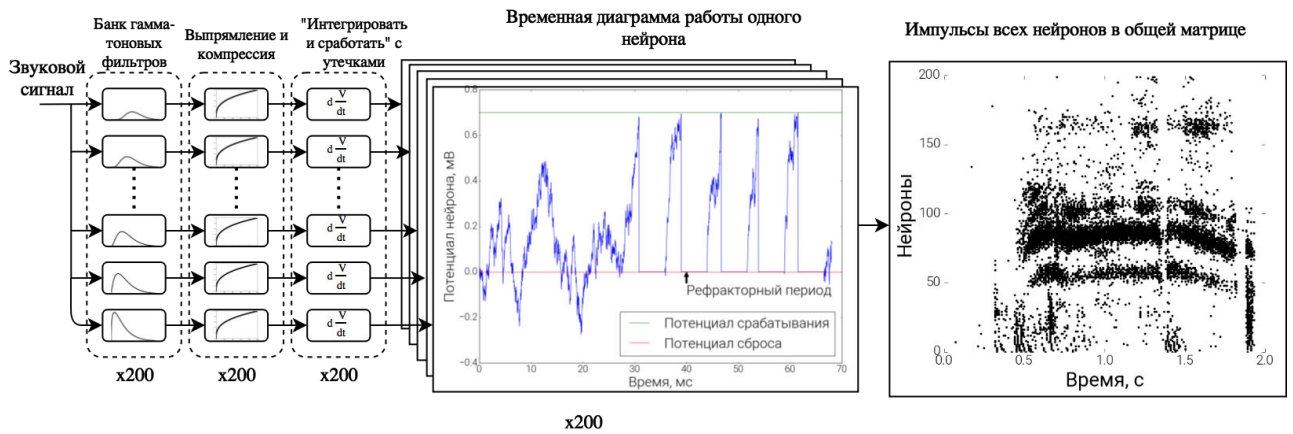


Рис. 1. Схематичное изображение способа формирования признаков

Вектор признаков представляет из себя 200 значений (1 значение для каждого нейрона) и соответствует временному отрезку 10 мс. Совокупность таких векторов для звукового сигнала длительностью 5 с является матрицей размером 500×200 и представляет собой диаграмму нервных импульсов. На рис. 2 представлены спектрограмма и диаграмма нервных импульсов для одного звукового файла, содержащего плач ребенка, из набора данных ESC 10 [12]. Частотный диапазон в обоих случаях составляет 5,5 кГц, а временной диапазон – 5 с. Однако частотные шкалы разные. При построении банка гамма-тоновых фильтров используется ERB частотная шкала, в то время как в спектрограмме используется линейная шкала. ERB шкала аппроксимирует особенность внутреннего уха нелинейно распределять частотные полосы. Эта особенность очень полезна в обработке речи.

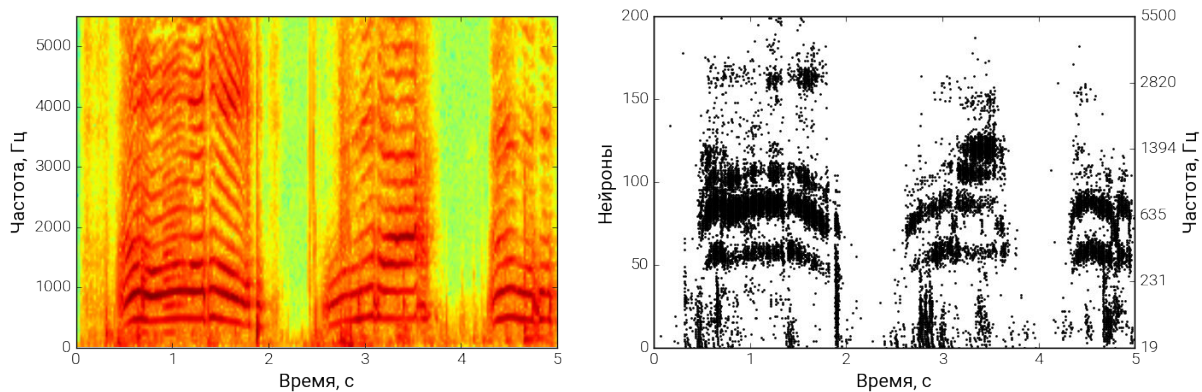


Рис. 2. Спектрограмма и диаграмма нервных импульсов звукового сигнала

Экспериментальные результаты

Для экспериментов был выбран набор данных ESC 10, разработанный для классификации звуков окружающей среды. Он включает в себя 10 классов, в каждом из которых 40 записей. В классы входят: собачий лай, шум дождя, морские волны, плач ребенка, тиканье часов, чихание, вертолет, бензопила, кукареканье петуха, потрескивание углей в огне.

Все записи – примерно одинаковой длительности 4–7 с, у большинства записей длина 5 с. Для простоты обработки файлы длительностью более 5 с обрезались после 5 с. Файлы длительностью до 5 с дополнялись нулевыми столбцами. В итоге входные данные представляют собой 10 классов по 40 объектов классификации, где каждый объект представлен матрицей размером 500×200 , в которой строки характеризуют номера нейронов, а столбцы – ось времени. Каждый член матрицы принимает значения либо 0 (импульса нет), либо 1 (импульс есть).

Архитектура сети классификатора содержит в себе 3 блока 2D сверточной сети, функции активации Rectified Linear Unit (ReLU), слои MaxPool, Dropout регуляризацию и полносвязные слои. В качестве функции ошибки используется перекрестная энтропия. Оптимизация весовых коэффициентов сети выполняется с помощью алгоритма adadelta [14].

Используемая метрика оценки производительности – доля правильных ответов. Детальное описание архитектуры представлено в табл. 1.

Таблица 1. Архитектура сети классификатора

№	Тип слоя	Детали
1	2D свертка	Количество фильтров 16, размер ядра 3×3, шаг 2, функция активации «ReLU»
2	Maxpool 2D	Размер области 2×2
2	2D свертка	Количество фильтров 32, размер ядра 3×3, шаг 2, функция активации «ReLU»
3	Maxpool 2D	Размер области 2×2
	2D свертка	Количество фильтров 64, размер ядра 3×3, шаг 2, функция активации «ReLU»
4	Maxpool 2D	Размер области 2×2
5	Полносвязный слой	Размер 256 нейронов, функция активации «ReLU»
6	Полносвязный слой	Размер 256 нейронов, функция активации «ReLU»
7	Dropout	Вероятность пропуска 0.5
8	Полносвязный слой	Размер по количеству классов (10), функция активации «softmax»

Эксперименты проводились по схеме перекрестной валидации с 10 блоками. В сравнении представлены: результаты классификатора из оригинальной статьи [12] (случайный лес [15] с мел-кепстральными коэффициентами), результаты классификации многослойного персептрона с мел-кепстральными коэффициентами [13], результаты классификации сверточной нейронной сети с диаграммой нервных импульсов и измеренный результат у людей [12]. Сравнение результатов представлено в табл. 2.

Таблица 2. Сравнение производительности систем классификации звуков окружающей среды

№	Способ формирования характеристического вектора	Способ классификации	Доля правильных ответов
1	Мел-кепстральные коэффициенты	«Случайный лес»	73,7 %
2	Мел-кепстральные коэффициенты	Многослойный персептрон	74,5 %
3	Нервные импульсы	Сверточная нейронная сеть	79,2 %
4	–	Человек	95,0 %

Заключение

В этой статье рассмотрен способ использования модели нервных импульсов в качестве формирования признаков для звукового сигнала. Этот способ позволяет получить временные последовательности нервных импульсов слухового нерва. Эти последовательности обладают интересными свойствами. Во-первых, они обладают нелинейным частотным разрешением, что позволяет более детально представить наиболее интересные частотные полосы средних и низких частот. Во-вторых, нервные импульсы имеют бинарное представление. Это позволяет избавиться от нормализации входных данных, которая имеет критическое значение в случае использования других методов формирования признаков. Также бинарное представление является более оптимальным с точки зрения обучения нейронной сети. Благодаря этим особенностям рассмотренный способ формирования признаков доказал свою эффективность в задаче классификации звуковых сигналов. Из минусов следует выделить высокую (относительно других методов) вычислительную сложность. В будущем планируется провести сравнение с другими популярными методами формирования признаков и провести поиск оптимальных параметров модели.

Список литературы / References

1. Brian hears: online auditory processing using vectorization over channels / B. Fontaine [et al.] // Front. Neuroinform. 5:9. 2011. doi: 10.3389/fninf.2011.00009.
2. Palaz D., Magimai M. Convolutional Neural Networks-based Continuous Speech Recognition using Raw Speech Signal. Doss, Ronan Collobert. Idiap-RR-18-2014.
3. Purely Sequence-Trained Neural Networks for ASR Based on Lattice-Free MMI/ D. Povey [et al.] // Proc. Interspeech. 2016. P. 2751–2755.
4. Speaker adaptation of neural network acoustic models using i-vectors / G. Saon [et al.] // in ASRU. 2013. P. 55–59.
5. Deep Speech 2: End-to-End Speech Recognition in English and Mandarin / Dario A. [et al.] // arXiv:1512.02595 [cs.CL]. December 2015.
6. Goodman D.F., Brette R. The Brian simulator // Front. Neurosci. 3,2:192-197. doi: 10.3389/neuro.01.026.2009.

7. Equation-oriented specification of neural models for simulations / Stimberg M. [et al.] // *Frontiers Neuroinf.* 2014. doi:10.3389/fninf.2014.00006.
8. An auditory-based feature for robust speech recognition / Y. Shao [et al.] // *Acoustics, Speech and Signal Processing.* April 2009. P. 4625–4628.
9. Automatic Speech Recognition with Neural Spike Trains / M.H. Holmberg [et al.] // *Interspeech.* Lisbon, Portugal, September 4–8, 2006.
10. Ivanov A.V., Likhachov D.S., Petrovsky A.A. Spiking neuron auditory model for speech processing systems // 9th International Workshop on Systems, Signals and Image Processing IWSSIP. Manchester, United Kingdom, 2002.
11. Gerstner W., Kistler W. *Spiking Neuron Models: Single Neurons, Populations, Plasticity.* Cambridge University Press, 2002.
12. Piczak K.J. ESC: Dataset for Environmental Sound Classification // *Proceedings of the 23rd ACM international conference on Multimedia.* 2015. P. 1015–1018.
13. A real-time environmental sound recognition system for the Android OS / Pillos A. [et al.] // *Detection and Classification of Acoustic Scenes and Events.* 2016.
14. Matthew D.Z. ADADELTA: An Adaptive Learning Rate Method. arXiv:1212.5701v1 [cs.LG]. December 2012.
15. Breiman L. *Machine Learning* // Kluwer Academic Publishers, 45: 5. 2001. doi.org/10.1023/A:1010933404324.

Сведения об авторе

Жук И.Н., аспирант кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the author

Zhuk I.N., PG student of computer-engineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул П. Бровки 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-44-532-15-17;
e-mail: ivan.nikolaevich.zhuk@gmail.com
Жук Иван Николаевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-44-532-15-17;
e-mail: ivan.nikolaevich.zhuk@gmail.com
Zhuk Ivan Nikolaevich

УДК 616-07

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ НАРУШЕНИЙ ГЕМОСТАЗА, ОСНОВАННОГО НА ДАННЫХ ТРОМБОЭЛАСТОМЕТРИИ

Д.Г. РАЦКЕВИЧ¹, С.К. ДИК¹, Н.А. ШУГАЛЕЙ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²ООО «Вест-Эко-Мед-С», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 января 2018

Аннотация. Тромбоэластометрия – это метод оценки системы гемостаза на основе непрерывного графического протоколирования стабильности сгустков крови во время их формирования и последующего фибринолиза. На основе изученных данных был разработан алгоритм дифференциальной диагностики нарушений гемостаза, основанный на данных тромбоэластометрии, который лег в основу разработки мобильного приложения для построения алгоритма исследования и интерпретации результатов тромбоэластометрии.

Ключевые слова: тромбоэластометрия, гемостаз, алгоритм, интерпретация результатов.

Abstract. Thromboelastometry is a method of assessment of system of a hemostasis based on continuous graphic recording of clots stability in time of their formation and the subsequent fibrinolysis. An algorithm for differential diagnosis of hemostasis disorders was developed based on thromboelastometry data, which served as the basis for the development of mobile applications to assist in the development of an algorithm for analysis and interpretation of thromboelastometry results.

Keywords: thromboelastometry, hemostasis, algorithm, results interpretation.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 59-66

Development of the algorithm of differential hemostatic diagnostics based on thromboelastometry data

D.G. Ratskevich, S.K. Dick, N.A. Shugaley

Введение

Тромбоэластографическая система ROTEM разработана для диагностики In vitro в месте наблюдения за пациентом (РОС) или в лабораториях клиники. Система предназначена для обеспечения количественного и качественного измерения коагуляции образца крови. Система фиксирует кинетические изменения в образце цитратной цельной крови во время образования сгустков, а также при сжатии сгустка крови и/или его растворении (распадении). С этой целью измерены, исследованы, проконтролированы, обработаны и занесены в таблицы различные параметры свертывания. Графическое представление данных отражает различные физиологические явления, которые описывают взаимодействие компонентов, таких как факторы коагуляции крови и ингибиторы, фибриноген, тромбоциты и система фибринолиза. Кроме того, могут быть выявлены различные препараты, влияющие на гемостаз, в частности антикоагулянты [1].

Из-за относительной новизны метода тромбоэластометрии, при установке данной системы в учреждения здравоохранения на начальном этапе интерпретация результатов тромбоэластометрии может вызвать трудности у медицинского персонала. Для предотвращения этой проблемы было принято решение разработать мобильное приложение, позволяющее медицинским работникам правильно интерпретировать результаты полученных тестов и в соответствии с этим выбрать правильную методику лечения.

Теоретический анализ

Запатентованная технология ROTEM основана на неподвижной цилиндрической чаше и постоянно колеблющейся вертикальной оси (рис. 1).

Ось закреплена в высокоточном шарикоподшипнике и раскачивается влево и вправо с амплитудой в $4,75^\circ$. Вращение оси осуществляется с помощью двигателя, соединенного с осью эластичной пружины.

Для измерения имеющийся пластиковый стержень диаметром 6 мм прочно закрепляется на оси, а образец крови помещается в чашу диаметром 8 мм и далее направляется вверх к измерительному каналу. Далее пластиковый стержень погружается в образец крови. Вращение детектируется оптически при помощи зеркала в верхней части оси. В качестве источника света и светочувствительного элемента (ИС на ПЗС) используется диод. Если образования сгустка не происходит, то движение осуществляется беспрепятственно. Если образуется сгусток, который размещается между поверхностями стержня и чаши, то движение затрудняется. В результате устанавливается равновесие между натяжением пружины и напряжением сгустка. По мере уплотнения сгустка, амплитуда вращения оси уменьшается. Результаты измерения обрабатываются с помощью специального программного обеспечения.

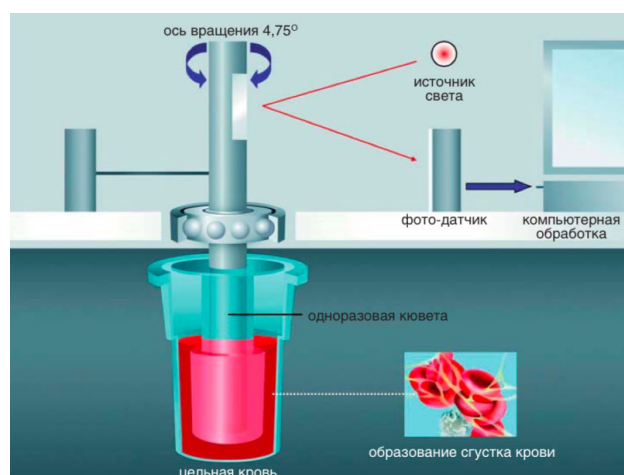


Рис. 1. Принцип работы тромбозластометра

Система ROTEM создает кривую реакции и рассчитывает различные числовые (кинетические и плотности) параметры с помощью математического анализа данной кривой.

Программное обеспечение ROTEM представляет усовершенствованный алгоритм сглаживания кривой и фильтр защиты от шума, предупреждающий возможные ошибки при возникновении механических или электронных помех. Параметры определяются в реальном времени во время тестов, рассчитаны и представлены графически в ТЕМограммах.

Как правило, результаты измерений обрабатываются согласно стандартным параметрам. На рис. 2 показаны наиболее важные стандартные параметры. На оси Y показана амплитуда в миллиметрах, на оси X – время в минутах [2].

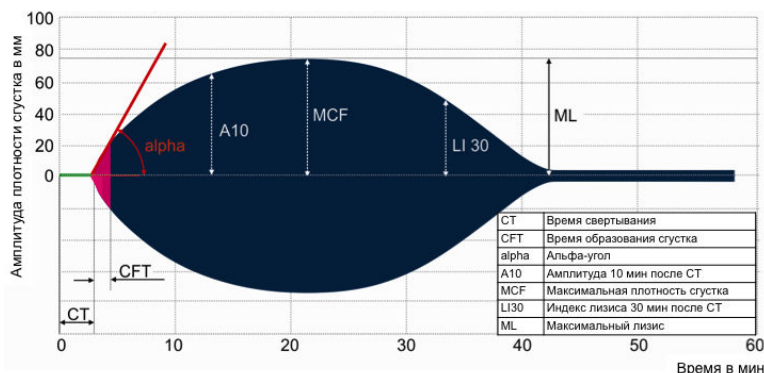


Рис. 2. Наиболее важные стандартные параметры

Рассмотрим стандартные параметры, получаемые при проведении тромбоэластометрии.

СТ – время с момента начала теста, с момента добавления активатора свертывания, до момента, когда достигается амплитуда 2 мм. СТ указывает, насколько быстро начинается образование фибрина. Данный параметр аналогичен времени свертывания в классическом тесте на свертывание, проводимом в лаборатории. Тем не менее они не идентичны, поскольку должно быть образовано и стабилизировано больше фибрина для достижения определенной плотности сгустка, достаточной, чтобы соединить две движущиеся части ячейки для измерения. Основные факторы свертывания крови – антикоагулянты (чувствительность зависит от теста). Параметр СТ упрощает принятие решения о замещении факторов свертывания крови (например, свежемороженая плазма, концентраты факторов свертывания крови, активированные концентраты факторов свертывания крови или ингибиторы антикоагулянта).

CFT – время между амплитудой 2 мм и амплитудой 20 мм сигнала свертывания. CFT описывает следующую фазу свертывания: динамику образования стабильного сгустка через активированные тромбоциты и фибрин. Основные факторы – количество тромбоцитов и их участие в уплотнении сгустка; уровень фибриногена и его способность полимеризоваться. Параметр CFT упрощает принятие решения о замещении концентратом тромбоцита или фибриногеном (как криопреципитат, свежемороженая плазма, концентрат фибриногена) или обоими. Сокращенное CFT отмечено при гиперкоагуляции (так же как параметр MCF (максимальная плотность сгустка) и угол альфа). В образцах с очень низким образованием сгустка время образования сгустка может быть не достигнуто и по этой причине не определено.

MCF – измерение плотности сгустка и, следовательно, качества сгустка. Это максимальная амплитуда, которая достигается перед растворением сгустка при фибринолизе и снижением его плотности. Основные факторы – тромбоциты, фибриноген (концентрация и способность полимеризоваться), F XIII, состояние фибринолиза. Низкий MCF указывает на низкую плотность сгустка и, следовательно, возможный риск кровотечения. Значение MCF используется для упрощения принятия решения о замещении терапии концентратом тромбоцитов или фибриногеном (концентрат, криопреципитат или свежемороженая плазма, если в наличии). Перед применением источника фибриногена, необходимо убедиться в отсутствии гиперфибринолиза, так как гиперфибринолиз может привести к возникновению нестабильного сгустка. Высокое значение MCF может указывать на гиперкоагуляцию.

Значения амплитуды через (x) минут представляют плотность сгустка. Амплитуда через (x) минут-значение – это амплитуда через определенное время x после СТ (например, A10 после 10 мин). Основные факторы – тромбоциты, фибриноген (концентрация, способность полимеризоваться), F XIII.

Параметр максимального лизиса (ML) указывает уровень фибринолиза в соответствии с максимальной плотностью сгустка (MCF), достигнутой в ходе измерения (% потерянной плотности сгустка). 5 % ML означает, что в период наблюдения MCF (максимальная плотность сгустка) понизился на 5 %. Поскольку максимальный лизис не рассчитывается на определенный момент времени, но определяется как % лизиса в конце этапа измерений, общее время рабочего цикла и время после максимального образования сгустка всегда принимаются во внимание.

В качестве скрининговых в ROTEM анализе используются EXTEM и INTEM тесты. EXTEM – основной тест, при котором для активации внешнего пути коагуляции используется рекомбинантный тканевой фактор. При определении параметров свертываемости крови с помощью EXTEM теста представляется информация о первичной активации и динамике образования сгустка, позволяя выявить проявления недостаточности факторов свертывания крови (внешнего пути).

При проведении INTEM теста в качестве контактного активатора внутреннего пути коагуляции используют эллаговую кислоту. Тест чувствителен к дефициту факторов свертывания крови, формирующих внутренний путь коагуляции.

Кроме основных, используются дополнительные тесты. Например, использование гепариназы для инактивации гепарина (HEPTEM) позволяет определить специфические действия антикоагулянтов. Проведение анализа с использованием ингибитора фибринолиза – апротинина (APTEM) позволяет количественно оценить процесс фибринолиза и эффект от проводимой антифибринолитической терапии. Сравнение результатов APTEM и EXTEM

позволяет выявить гиперфибринолиз, что практически невозможно установить классическими лабораторными тестами.

В FIBTEM тесте активность тромбоцитов ингибируют цитохалазином D. При этом тромбоэластограмма отображает участие только фибрина в формировании тромба, позволяя выявить количественные и качественные дефекты его полимеризации. Таким образом, сравнение данных FIBTEM и EXTEM тестов позволяет дифференцировать причину нарушений тромбообразования [3].

Анализ данных

Для составления алгоритма дифференциальной диагностики основных нарушений гемостаза были рассмотрены результаты следующих тромбоэластограмм.

Нормальная свертываемость (рис. 3). Тесты INTEM и EXTEM показывают нормальную активацию свертывания (СТ в норме), нормальное образование сгустка (CFT и MCF в норме), а также стабильность формирования сгустка (отсутствие лизиса в тестах INTEM, EXTEM, FIBTEM). Тест FIBTEM показывает нормальное формирование фибринового сгустка.

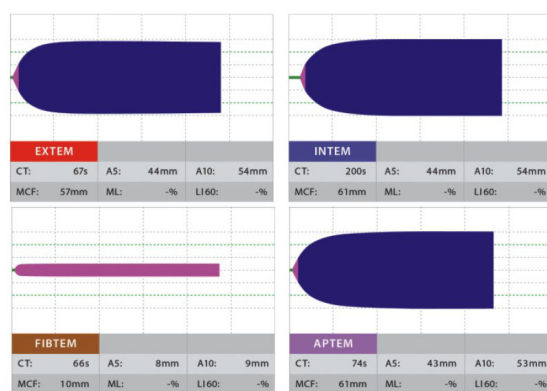


Рис. 3. Пример нормальных значений тестов ROTEM

Сильно удлиненное время формирования сгустка (CFT) (рис. 4), значительно сниженная твердость сгустка (MCF) в тестах INTEM и EXTEM указывают на уменьшенную гемостатическую емкость. Нулевая линия в тесте FIBTEM (отсутствие свертывания) указывает на сильно сниженный уровень фибриногена и/или нарушенную фибриновую полимеризацию.

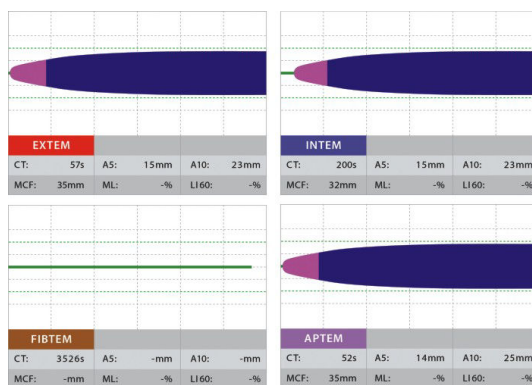


Рис. 4. Пример сильного увеличения времени формирования сгустка

Фибринолиз (лизис сгустка в тестах EXTEM, INTEM и FIBTEM) с одинаковым пограничным значением MCF (MCF = 47 мм в тесте APTEM), хороший фибриновый сгусток в тесте FIBTEM (рис. 5).

Пограничное значение твердости сгустка в INTEM и EXTEM (рис. 6). Нет доказательств гиперфибринолиза. Нормальный фибриновый сгусток в тесте FIBTEM. Сравнимые результаты иногда встречаются с или без клинического кровотечения [4].

Пограничные значения величины формирования сгустка в EXTEM и INTEM (в зависимости от исследуемой контрольной популяции) (рис. 7). Относительно высокая

твёрдость сгустка в FIBTEM (MCF = 37) может привести к нормальной коагуляции цельной крови, даже при наличии тромбоцитопении. В данной ситуации необходимо определить количество крови (для оценки количества тромбоцитов).

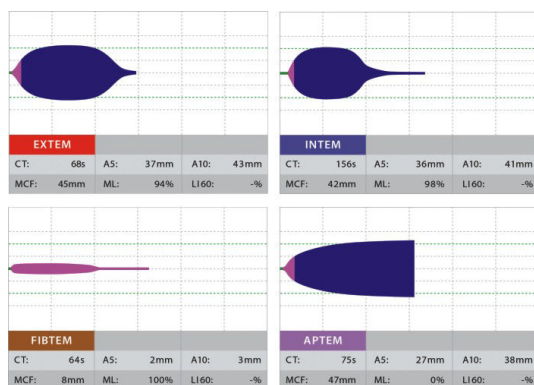


Рис. 5. Пример фибринолиза

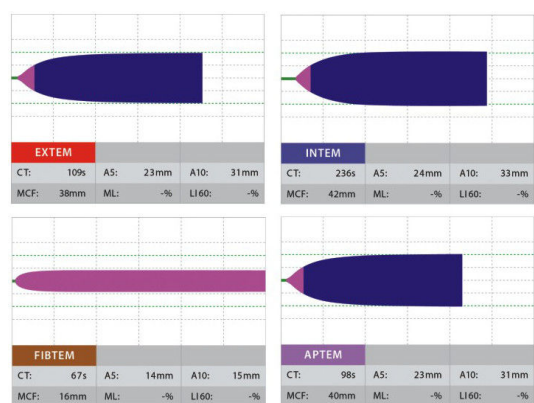


Рис. 6. Пример пограничного значения твёрдости сгустка

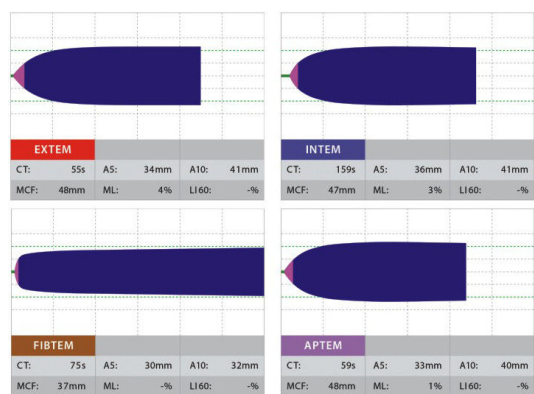


Рис. 7. Пример пограничного значения величины формирования сгустка

Комбинированное нарушение гемостаза (рис. 8). Наблюдается гиперфибринолиз (лизис сгустка в INTEM и EXTEM), удлинённый CT в INTEM (действие гепарина), значительно снижена твёрдость сгустка в APTEM (указывает на нарушение образования сгустка, превышающее фибринолиз), а также отсутствие свертывания в FIBTEM (снижение фибриногена и / или полимеризации). Этот результат не совместим с клиническим нормальным гемостазом и требует быстрого комбинированного лечения.

Обнаружение гепарина (сильно удлинён CT в тесте INTEM), исправлено в тесте НЕРТЕМ (рис. 9). В данной ситуации можно подождать (короткий период полувыведения гепарина) или нейтрализовать гепарин, используя протамина (при остром кровотечении). Как видно из НЕРТЕМ, твёрдость сгустка уменьшается, но все еще находится в приемлемом диапазоне [5].

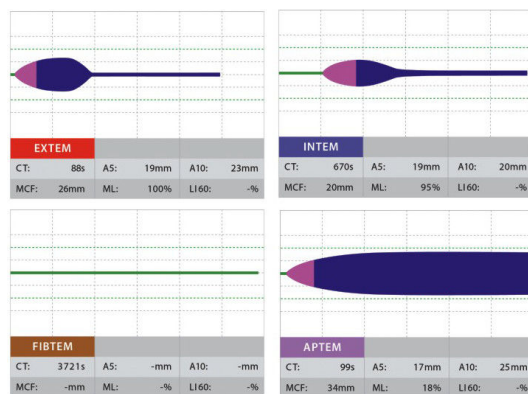


Рис. 8. Пример комбинированного нарушения гемостаза

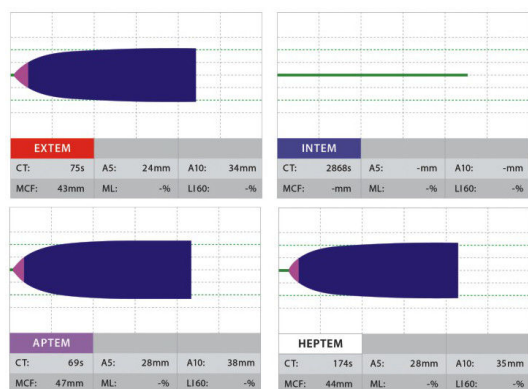


Рис. 9. Обнаружение гепарина

Разработка алгоритма дифференциальной диагностики нарушений гемостаза, основанного на данных тромбоэластометрии

Основываясь на данных, полученных выше, был разработан алгоритм дифференциальной диагностики и терапии нарушений гемостаза, основанный на данных тромбоэластометрии. При проведении анализа в первую очередь необходимо обратить внимание на значения CT, CFT, MCF и ML в тестах INTEM и EXTEM. Если данные значения находятся в пределах нормы, то кровотечение могло быть вызвано хирургической причиной, присутствием варфарина, наличием у пациента тромбоцитопении или болезни фон Виллебранда.

Повышенное значение CT в тесте EXTEM указывает на дефицит факторов свертываемости крови. При значении ML в тесте EXTEM $\geq 15\%$ также можно сделать вывод о дефиците факторов и провести тест APTEM. Если значения CT и/или CFT меньше аналогичных значений в тесте EXTEM, а значение MCF выше, то это свидетельствует о гиперфибринолизе. В случае, если значения равны аналогичным в тесте EXTEM – признаков гиперфибринолиза не обнаружено, присутствует дефицит фактора XII.

При повышенном значении CFT и/или пониженном значении MCF в тесте EXTEM необходимо проверить значение A10 в тесте FIBTEM. Его снижение указывает на наличие у пациента гипофибриногемии. Если значение в норме или повышено – тромбоцитопении.

При повышенном значении CFT и/или пониженном значении MCF в тесте INTEM необходимо проверить данные показатели в тесте HEPTEM. Если значения не изменились, то проверить A10 в тесте FIBTEM аналогичным способом, приведенным выше. Если значения CFT/MCF приняли нормальные значения, то можно сделать вывод о наличии свободного гепарина. При повышенном значении CT в тесте INTEM необходимо проверить аналогичный показатель в тесте HEPTEM. Если показатель остался повышенным, то делается вывод о наличии у пациента дефицита факторов свертываемости, если показатель пришел к норме – о наличии свободного гепарина. Полученный алгоритм дифференциальной диагностики и терапии нарушений гемостаза представлен на рис. 10.

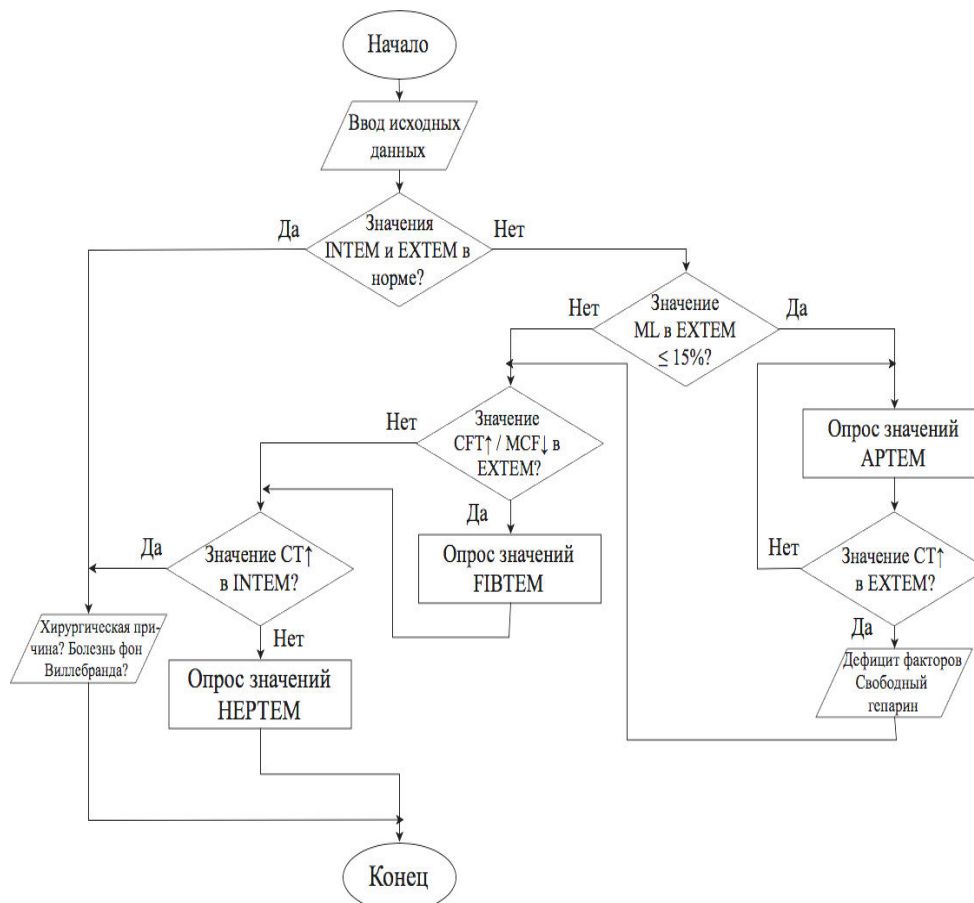


Рис. 10. Блок-схема алгоритма дифференциальной диагностики и терапии нарушений гемостаза

Заключение

В данной статье были рассмотрены основные примеры нарушений гемостаза. Из рассмотренных примеров можно заключить, что основными показателями для тестов INTEM и EXTEM являются клотинговое время (СТ), время формирования сгустка (CFT), максимальная твердость сгустка (MCF) и показатель максимального лизиса (ML). Для теста АРТЕМ – СТ, CFT, MCF, ML; для теста НЕРТЕМ – СТ, CFT, MCF; для теста FIBТЕМ – показатель амплитуды сгустка на 10-й минуте (A10). Наиболее часто выполняемыми тестами являются тест на активацию внешнего пути свертывания (EXTEM), внутреннего пути свертывания (INTEM). Наиболее часто выполняемыми дополнительными тестами являются тест с использованием апротинина (АРТЕМ) и тест с добавлением цитохалазина D для инактивации тромбоцитов (FIBТЕМ). Тест на детекцию гепарина (НЕРТЕМ) используется только при нарушении показателей в тесте INTEM. На основе полученных данных был разработан алгоритм дифференциальной диагностики нарушений гемостаза, основанный на данных тромбэластометрии.

Список литературы

1. Adamzik M., Chapman M.P. ROTEM Delta WholeBlood Haemostasis System using Thromboelastometry. Munich: TEM Innovations GmbH, 2017. 164 p.
2. Whole blood coagulation thrombelastographic profiles employing minimal tissue factor activation / B. Sørensen [et al.] // *Thromb Haemost.* 2003. № 55. P. 1–8.
3. Гриневич Т.Н. Ротационная тромбэластометрия ROTEM как новый перспективный метод оценки системы гемостаза у пациентов травматологического профиля // *Новости хирургии.* 2010. № 2. С. 115–122.
4. Calatzis W. Schramm M.S. Management of Bleeding in Surgery and Intensive Care // *31st Hemophilia Symposium.* Hamburg, 2000. P. 55–63.
5. ROTEM Analysis Targeted Treatment of Acute Hemostatic Disorders / A. Calatzis [et al.]. Munich: TEM Innovations GmbH, 2017. 42 p.

References

1. Adamzik M., Chapman M.P. ROTEM Delta WholeBlood Haemostasis System using Thromboelastometry. Munich: TEM Innovations GmbH, 2017. 164 p.
2. Whole blood coagulation thrombelastographic profiles employing minimal tissue factor activation / B. Sørensen [et al.] // *Thromb Haemost.* 2003. № 55. P. 1–8.
3. Grinevich T.N. Rotacionnaja tromboelastometrija ROTEM kak novyj perspektivnyj metod ocenki sistemy gemostaza u pacientov travmatologicheskogo profilja // *Novosti hirurgii.* 2010. № 2. S. 115–122. (in Russ.)
4. Calatzis W. Schramm M.S. Management of Bleeding in Surgery and Intensive Care // 31st Hemophilia Symposium. Hamburg, 2000. P. 55–63.
5. ROTEM Analysis Targeted Treatment of Acute Hemostatic Disorders / A. Calatzis [et al.]. Munich: TEM Innovations GmbH, 2017. 42 p.

Сведения об авторах

Рацкевич Д.Г., магистрант кафедры электронной техники и технологии Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Дик С.К., к.ф.-м.н., доцент, первый проректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Шугалей Н.А., специалист по работе с клиентами ООО «Вест-Эко-Мед-С».

Адрес для корреспонденции

220020, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т. Победителей, 103, оф. 1014
ООО «Вест-Эко-Мед-С»
тел. 375-29-302-78-73;
e-mail: ratskevichdg@gmail.com
Рацкевич Дмитрий Геннадьевич

Information about the authors

Ratskevich D.G., master student of electronic technology and engineering department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Dick S.K., PhD, associate professor, first vice-rector of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Shugaley N.A, customer service specialist of LLC «West-Eco-Med-S».

Address for correspondence

220020, Republic of Belarus,
Minsk, Pobediteley ave. 103, office 1014,
LLC «West-Eco-Med-S»
tel. 375-29-302-78-73;
e-mail: ratskevichdg@gmail.com
Ratskevich Dmitry Gennadievich

УДК 621.385.6

БЕЗМАГНИТНЫЙ КЛИСТРОН – УДВОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ПОПЕРЕЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 23 января 2018

Аннотация. Приведены нелинейная теория и расчет КПД электронного прибора нового типа – безмагнитного клистрона – удвоителя частоты с поперечной модуляцией ленточного релятивистского электронного потока. В отличие от известной конструкции клистрона – удвоителя частоты с поперечной модуляцией в области группировки электронов используется не магнитная линза, а электростатическая. Последнее позволяет использовать криогенные сверхпроводящие электродинамические системы, что весьма важно для мощных приборов терагерцового диапазона. Кроме того, отпадает необходимость в энергозатратах на питание электромагнитов линзы в исходной конструкции

Ключевые слова: безмагнитный клистрон – удвоитель частоты, сверхпроводящие электродинамические системы, электростатическая линза.

Abstract. The article presents nonlinear theory and calculating efficiency of the new type electronic device – frequency non-magnetic doubler-klystron with a transverse modulation and a strip relativistic electron beam. In contrast to the known design of a frequency doubler-klystron with using transverse modulation authors apply an electrostatic lens for electronic grouping. The latter allows the use of cryogenic superconducting electrodynamic systems, which is very important for high-power devices of the terahertz range. Moreover, there isn't necessary for additional energy consumption in the present construction due to the electromagnetic lens absence.

Keywords: frequency non-magnetic doubler-klystron, superconducting electrodynamic systems, electrostatic lens.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 67-71

Frequency non-magnetic doubler-klystron with transverse modulation

A.A. Kurayev, V.V. Matveyenko

Введение

Клистрон – удвоитель частоты с поперечной модуляцией предложен в [1], в [2, 3] проведены анализ и оптимизация по КПД этого прибора, включая многокаскадные схемы. Установлена высокая эффективность такого клистрона-удвоителя. Механизм действия удвоителя основан на том, что в области продольно-неоднородного магнитного поля магнитной линзы поперечно отклоненные во входном резонаторе высокочастотным (ВЧ) магнитным полем электроны задерживаются больше, чем не отклоненные. В результате происходит фазовая группировка электронов на удвоенной частоте, поскольку эффект задержки электронов не зависит от направления отклонения электронов.

Как показано в данной статье, аналогичный эффект достигается и при использовании плоской электростатической линзы. Такая конструкция имеет очевидные преимущества:

- а) исключаются тяжелые электромагниты и затраты на их питание;
- б) возможно применение криогенных сверхпроводящих электродинамических структур (резонаторов).

Последнее невозможно при использовании магнитной линзы, поскольку магнитное поле снимает ВЧ сверхпроводимость в СВЧ и КВЧ диапазонах. В то же время использование сверхпроводимости в указанных диапазонах существенно улучшает выходные характеристики мощных электронных приборов.

Схема безмагнитного клистрона – удвоителя частоты с поперечной модуляцией

Схема прибора изображена на рис. 1. Здесь 1, 2, 3, 4 – электронная пушка, формирующая ленточный электронный поток (широкий по оси y). Соответственно 1 – катод, 2 – прикатодный электрод, 3 – первый анод, 4 – второй анод. 5 – входной прямоугольный резонатор, работающий на моде E_{210} на частоте ω_0 ; 6 – релятивистский электронный поток; 7 – скосы экранов электростатической линзы; 8 – центральный электрод электростатической линзы; 9 – выходной резонатор, работающий на моде E_{110} на частоте $2\omega_0$; 10 – коллектор.

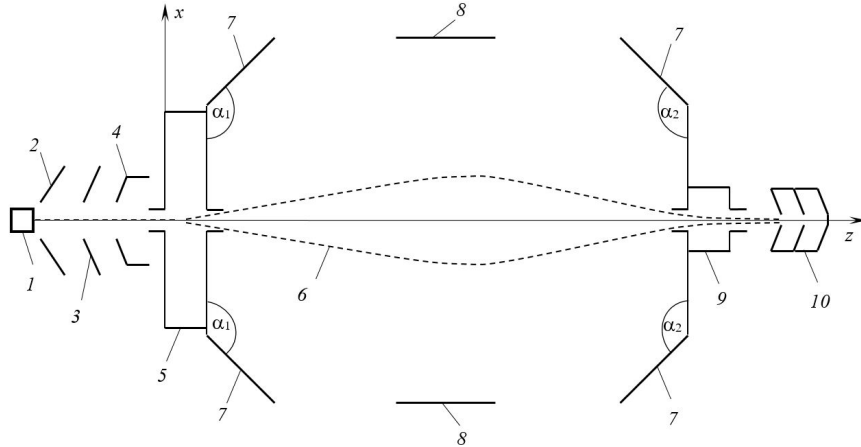


Рис. 1. Продольное сечение клистрона – удвоителя с электростатической линзой

Входной резонатор имеет следующие размеры по x, y, z : a_1', b_1', d_1' . Штрих у величин означает, что они размерные (т. е. в метрах). Резонансная длина волны этого резонатора [4]

$$\lambda_0 = \frac{2 \cdot a_1' \cdot b_1'}{\sqrt{(a_1')^2 + (2 \cdot b_1')^2}}.$$

В дальнейшем тексте и рисунках приводимые величины длин без штриха будут безразмерными: $a_1 = 2\pi a_1' / \lambda_0$, $b_1 = 2\pi b_1' / \lambda_0$, $d_1 = 2\pi d_1' / \lambda_0$, $x = 2\pi x' / \lambda_0$, $y = 2\pi y' / \lambda_0$ и т. д. На рис. 1 приведены безразмерные длины элементов. Выходной резонатор 9 имеет размеры a_2', b_2', d_2'

$$\text{и резонансную длину волны } \lambda_{02} = \frac{2 \cdot a_2' \cdot b_2'}{\sqrt{(a_2')^2 + (2 \cdot b_2')^2}} = \frac{\lambda_0}{2}.$$

Основные уравнения

1. Поля колебания E_{210} входного модулирующего резонатора [4]:

$$\vec{E}_1 = E_{m1} \vec{\varepsilon}_1, \quad \vec{B}_1 = \frac{E_{m1}}{c} \vec{b}_1,$$

$$\vec{\varepsilon}_1 = \vec{z}_0 \sin\left(\frac{2\pi(x + 1/2)}{a_1}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi(y + 1/2)}{b_1}\right) \cdot \cos\theta,$$

$$\vec{b}_1 = -\left(\vec{x}_0 \frac{\pi}{b_1} \sin\left(\frac{2\pi(x + 1/2)}{a_1}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi(y + 1/2)}{b_1}\right) - \vec{y}_0 \frac{2\pi}{a_1} \cos\left(\frac{2\pi(x + 1/2)}{a_1}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi(y + 1/2)}{b_1}\right) \right) \cdot \sin\theta,$$

$\theta = \omega_0 t$, $\omega_0 = 2\pi c / \lambda_0$, c – скорость света в пустоте, E_{m1} – размерная амплитуда поля в резонаторе 5.

2. Поля колебания E_{110} выходного модулирующего резонатора [4]:

$$\vec{E}_2 = E_{m2} \vec{\varepsilon}_2, \quad \vec{B}_2 = \frac{E_{m2}}{c} \vec{b}_2,$$

$$\vec{\varepsilon}_2 = \vec{z}_0 \sin\left(\frac{\pi(x + 1/2)}{a_2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi(y + 1/2)}{b_2}\right) \cdot \cos(2\theta + \varphi),$$

$$\bar{b}_2 = - \left(\bar{x}_0 \frac{\pi}{b_2} \sin\left(\frac{\pi(x+1/2)}{a_2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_2}\right) - \bar{y}_0 \frac{\pi}{a_2} \cos\left(\frac{\pi(x+1/2)}{a_2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_2}\right) \right) \cdot \sin(2\theta + \varphi).$$

3. Уравнения движения электронов [5]:

$$\frac{d(\gamma\vec{\beta})}{dz} = -\frac{A_i}{\beta_z} \left\{ \vec{\varepsilon}_i + [\vec{\beta}, \vec{b}_i] \right\},$$

$$\frac{dx}{dz} = \frac{\beta_x}{\beta_z}, \quad \frac{dy}{dz} = \frac{\beta_y}{\beta_z}, \quad \frac{d\theta}{dz} = \frac{1}{\beta_z}.$$

Здесь $A_i = E_{mi}e/m_0\omega c$, $i = 1$ или 2 (входной или выходной резонаторы), e , m_0 – соответственно заряд по модулю и масса покоя электрона.

В области электростатической линзы $\vec{b}_i = 0$, $\vec{\varepsilon}_i$ заменяется на $\vec{\varepsilon}^0(x, y)$ – безразмерное двумерное поле электростатической линзы. Входное значение $|\vec{\beta}| = \beta_0$ при $z = 0$ определяется

$$\text{по напряжению второго анода } U_0 \text{ как } \beta_0 = \sqrt{1 - \left(1 + \frac{e}{m_0 c^2} U_0\right)^{-2}}.$$

Результаты расчета клинотрона-удвоителя

Расчеты проводились в двумерном приближении для двух типов электростатических линз: 1 – продольно-симметричной, 2 – продольно-несимметричной.

Использовался метод крупных частиц с номерами $i = 1, N$; $N = 64$. Начальные условия для них при $z = 0$: $x_i = 0$, $y_i = 0$, $\vec{\beta}_i = \vec{z}_0 \beta_0$, $\theta_i = 2\pi/N$. Электронный КПД определялся по потере

$$\text{энергии электронами следующим образом: } \eta_e(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \eta_i(z), \quad \eta_i(z) = \frac{\gamma(0) - \gamma_i(z)}{\gamma(0) - 1}.$$

Симметричная линза

$\eta_e(z_0) = 0,26$ (z_0 – конец выходного резонатора), $\beta_0 = 0,8$ ($u_0 = 340,667$ кВ), напряжение центрального электрода линзы $u_1 = 0,43u_0$, $\alpha = 45^\circ$, $\varphi = 0,35\pi$. На рис. 2 изображены геометрия (в безразмерных единицах) линзы, силовые линии электрического поля в ней и траектории крупных частиц (16 из 64) в линзе (рис. 2, а). На рис. 2, б приведены индивидуальные зависимости $\eta_i(z)$ и общего $\eta_e(z)$ – жирная линия. Эти зависимости указывают на то, что фазовая группировка в двухкаскадной схеме далека от идеальной (много неправильнофазных электронов, отбирающих энергию в поле выходного резонатора). Как и в схемах с магнитной линзой, фазовая группировка и КПД могут быть существенно улучшены в многокаскадной схеме [2, 3].

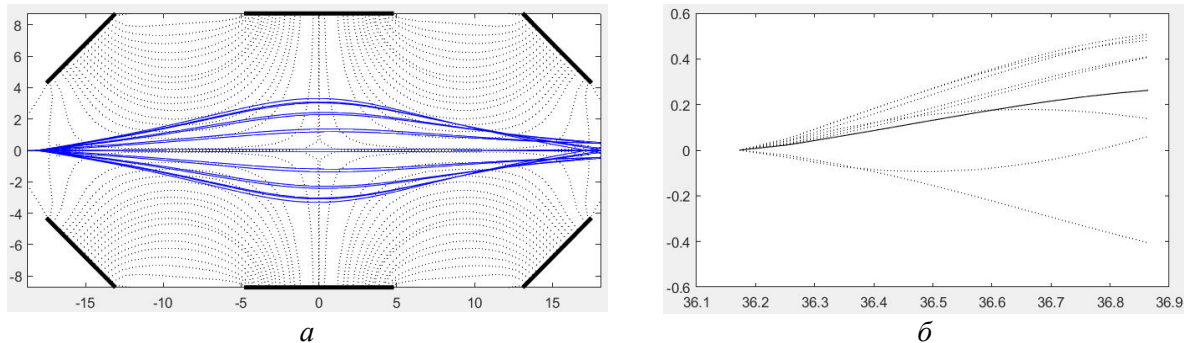


Рис. 2. Характеристики и геометрические параметры клинотрона-удвоителя с симметричной электростатической линзой: а – продольное сечение линзы и траектории электронов; б – зависимости от z индивидуальных η_i и общего η_e (жирная линия)

Несимметричная линза

Здесь результаты аналогичны: $\eta_e(z_0) = 0,26$, $\beta_0 = 0,79$ ($u_0 = 322,46\text{кВ}$), напряжение центрального электрода линзы $u_1 = 0,49u_0$, $\alpha = 45,8^\circ$, $\varphi = 0,55\pi$. На рис. 3 приведены аналогично предыдущему варианту иллюстрации: часть *a* – геометрия линзы, силовые линии ее электрического поля и траектории электронов, часть *b* – зависимости $\eta_i(z)$ и $\eta_e(z)$ в выходном резонаторе. Следует обратить внимание на то, что фокусировка в несимметричной линзе улучшается (рис. 3, *a*).

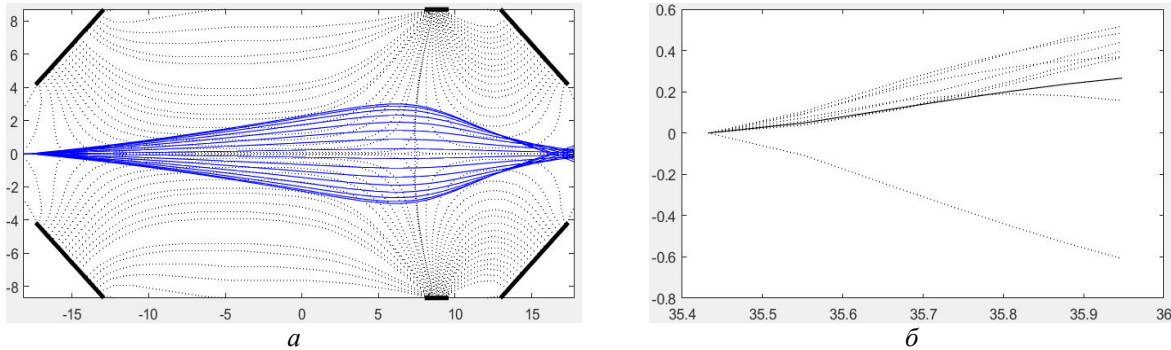


Рис. 3. Характеристики и геометрические параметры клистрона-удвоителя с несимметричной электростатической линзой: *a* – продольное сечение линзы и траектории электронов; *b* – зависимости от z индивидуальных η_i и общего η_e (жирная линия)

Заключение

Проведенные расчеты показали, что эффективность клистрона-удвоителя с электростатической линзой не уступает эффективности такого же двухкаскадного клистрона-удвоителя с магнитной линзой. Однако преимущества рассмотренного здесь прибора очевидны: снижаются массогабаритные показатели, не требуется энергетическое питание линзы, возможно применение сверхпроводящих электродинамических систем, что важно в КВЧ-диапазоне.

Список литературы

1. Кураев А.А., Парамонов Б.М., Сеницын А.К. КЛИСТРОН С ПОПЕРЕЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ / АС СССР. № 152601.
2. Кураев А.А., Парамонов Б.М., Сеницын А.К. Некоторые перспективные схемы СВЧ электронных приборов // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36, № 5. С. 893–897.
3. Кураев А.А., Парамонов Б.М., Сеницын А.К. О некоторых модификациях приборов релятивистской СВЧ-электроники // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37, № 2, С. 316–320.
4. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Сеницын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. Минск: Бестпринт, 2016. 357 с.
5. Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров. М.: Радио и связь, 1986. 208 с.

References

1. Kuraev A.A., Paramonov B.M., Sinicyan A.K. Klifton s poperechnoj moduljaciej / AS SSSR. № 152601. (in Russ.)
2. Kuraev A.A., Paramonov B.M., Sinicyan A.K. Nekotorye perspektivnye shemy SVCh jelektronnyh priborov // Radiotekhnika i jelektronika. 1991. T. 36, № 5. S. 893–897. (in Russ.)
3. Kuraev A.A., Paramonov B.M., Sinicyan A.K. O nekotoryh modifikacijah priborov reljativistskoj SVCh-jelektroniki // Radiotekhnika i jelektronika. 1992. T. 37, № 2, S. 316–320. (in Russ.)
4. Kuraev A.A., Popkova T.L., Sinicyan A.K. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln. Minsk: Bestprint, 2016. 357 s. (in Russ.)
5. Kuraev A.A. Moshhnye pribory SVCh. Metody analiza i optimizacii parametrov. M.: Radio i svjaz', 1986. 208 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Кураев А.А., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Матвеенко В.В., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293- 89-56;
e-mail: vladimir66@bsuir.by
Матвеенко Владимир Владимирович

Information about the authors

Kurayev A.A., D.Sci., professor, professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics

Matveyenka V.V., PhD, associate professor, associate professor of computational methods and programming department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293- 89-56;
e-mail: vladimir66@bsuir.by
Matveyenka Vladimir Vladimirovich

УДК 629.735.05(045)

АЛГОРИТМ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОЙ ПАРЫ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СРЕДСТВ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

И.В. ОСТРОУМОВ

Национальный авиационный университет, Украина

Поступила в редакцию 1 февраля 2018

Аннотация. Достижение максимальных точностных характеристик зональной навигации воздушного судна возможно только при использовании оптимальной пары радионавигационных средств. В статье предложен алгоритм выбора оптимальной пары дальномерных, угломерных или угломерно-дальномерных радиомаяков, который основывается на типичной записи оптимизационной задачи с ее решением одним из методов целочисленного линейного программирования. Работоспособность предложенного алгоритма проверена путем имитационного моделирования с использованием траекторной информации.

Ключевые слова: местоположение, точность, оптимизация, линейное программирование, воздушное судно.

Abstract. An achievement of maximum accuracy characteristics of aircraft area navigation is possible only using the optimal pair of navigational aids. This paper considers proposed algorithm for choice of the optimal pair of distance, angular or angular-distance navigational aids, that is based on a typical record of an optimization problem with its solution by one of the integer linear programming methods. An efficiency of the proposed algorithm is verified by simulation using trajectory information.

Keywords: position, accuracy, optimization, linear programming, aircraft.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 72-79

An algorithm for choosing the optimal pair of navigational aids in aircraft positioning

I.V. Ostroumov

Введение

Точное определение координат местоположения транспортного средства относится к одним из основных задач современных навигационных систем. На сегодняшний день глобальные спутниковые навигационные системы вместе с их функциональными дополнениями играют основную роль в определении координат местоположения летательного аппарата. Это обусловлено доступностью к использованию в глобальном масштабе и высокой точностью позиционирования в сравнении с другими существующими методами. Но спутниковым системам навигации присущи определенные недостатки, такие как зависимость от действия искусственных помех и интерференция с неправильно функционируемым оборудованием, что в некоторых случаях может стать причиной полной невозможности определения координат [1]. Задача определения местоположения летательного аппарата является особо актуальной на этапе взлета и посадки, поскольку от точности и доступности позиционирования зависит безопасность авиационных перевозок. Кроме того, самолет, который находится на достаточно маленькой высоте, может быть подвержен действию электромагнитной совместимости с оборудованием, размещенным на земле [1].

В результате ухудшение точности может стать причиной аварийной или даже катастрофической ситуации.

В качестве альтернативных систем позиционирования на борту воздушного судна (ВС) используются методы инерциальной и зональной навигации. Методы зональной навигации используют сигналы наземных всенаправленных дальномерных радиомаяков (DME), всенаправленных азимутальных радиомаяков (VOR) или приводных радиомаяков (NDB) для определения местоположения ВС в горизонтальной плоскости [2]. Алгоритмы зональной навигации функционируют в вычислительной системе самолетовождения с использованием информации от бортового запросчика DME, приемника сигналов VOR и автоматического радиокompаса. При этом одновременно используются измерения от двух комплектов оборудования, настроенных на два разных радиомаяка, с последующим их применением в дальномерном, угломерном или угломерно-дальномерном методе для вычисления места ВС. Точность определения координат местоположения зависит от геометрии взаимного расположения ВС и радиомаяков, а также удаления от них [3, 4]. В связи с этим вопросы выбора оптимальной пары радионавигационных средств при использовании методов зональной навигации для определения местоположения ВС относятся к разряду наиболее важных. Вопросы выбора оптимальной пары радионавигационных средств особенно актуальны в условиях действия ограничений на точность определения местоположения согласно действующим и перспективным требуемым навигационным характеристикам (RNP/RNAV) [5].

Вопросами оценивания точности систем позиционирования по парам радионавигационных средств занимались П. С. Давыдов и Л. С. Беляевский [6, 7], алгоритм автоматического выбора VOR/DME был предложен В. Б. Рухновым и М. Л. Гоема [8], вопросы выбора оптимальной конфигурации радиомаяков для коррекции координат летательного аппарата в РСБН исследовались С. А. Тарасовым, Н. Ш. Хусаиновым [9, 10]. Существующие алгоритмы выбора оптимальной пары радионавигационных средств основываются на критерии минимизации значения коэффициента геометрического ухудшения точности (GDOP) с учетом зоны их действия и не учитывают ограничения, накладываемые нормами навигации, основанной на характеристиках.

Основной целью статьи является решение задачи выбора оптимальной пары радионавигационных средств путем применения методов целочисленного линейного программирования с использованием критериев точности, доступности и ограничений, накладываемых нормами навигации, основанной на характеристиках радионавигационных средств.

Оценивание доступности радионавигационных средств

При определении оптимальной пары радионавигационных средств для выполнения позиционирования первоначальным этапом является оценивание доступности радиомаяков в точке местоположения ВС. Для этого выполняется грубый прогноз местоположения с использованием линейного фильтра Калмана на время измерения по обучающей выборке, включающей результаты предыдущих измерений координат ВС. В случае если время прогноза ($t_{\text{прог}}$) невелико или меньше некоторого порогового значения ($t_{\text{прог}} < t_{\text{порог}}$), то можно пренебречь движением и в качестве грубых координат местоположения ВС использовать предыдущее значение координат. В качестве порогового значения времени $t_{\text{порог}}$ можно использовать промежуток времени, необходимый для передвижения на величину среднеквадратической ошибки позиционирования с определенной скоростью (V): $t_{\text{порог}} = \sigma_{\text{поз}} V^{-1}$.

Далее, для точки грубого местоположения ВС необходимо оценить, какие радионавигационные средства будут доступны для выполнения измерений. Решение этой задачи выполняется с использованием имитационного моделирования, для которого необходимы база данных радионавигационных средств и их технических характеристик, математические модели радиомаяков и распространения радиоволн в атмосфере, а также модели, учитывавшие влияние рельефа местности на распространение радиоволн.

В общем случае оценку зоны действия навигационных средств выполняют с учетом максимальной дальности их действия, которая определяется мощностью передатчика, чувствительностью приемника и направленными характеристиками антенных систем. В случае

дальномерного оборудования DME рассматриваются все два канала: «к земле» и «вверх», причем дальность действия соответствует минимальной из максимальных по каждому каналу.

В случае решения задачи на борту самолета моделирование зоны доступности радионавигационных средств возможно с использованием упрощенных моделей. Например, стандарт AC 00-31A [11] описывает определенные пространственные зоны гарантированного функционирования радиомаяков, за пределами которых услуги радиомаяка не гарантируются. В соответствии с этим выделяют три типа радиомаяков:

- терминальные радиомаяки (Terminal – T); для высот от 305 м AGL до 3658 м AGL дальность действия составляет 46 км;

- радиомаяки низких высот (Low altitude – L); для высот от 305 м AGL до 5486 м AGL дальность действия составляет 74 км;

- высотные (High Altitude – H) или трассовые радиомаяки; для истинных высот от 305 м AGL до 4420 м дальность действия составляет 74 км, для высот от 4420 м до 18288 м дальность составляет 185 км и для высот от 5486 м до 13716 м дальность действия составляет 241 км.

Кроме того, направленные характеристики антенной системы ограничивают пространственную зону действия по углу места в вертикальной плоскости для DME в 40° и для VOR 60°, создавая мертвую зону непосредственно над самим радиомаяком.

На низких высотах – до 305 м – зона действия не играет большого значения, поэтому во многих расчетах ею можно пренебречь, ограничиваясь высотой рельефа местности.

Согласно сборнику аэронавигационной информации Украины [12] по назначению выделяют два основных типа радиомаяков: маршрутные и средства подхода, пространственные зоны гарантированных услуг которых имеют следующий вид:

- радиомаяки подхода (approach – A); для высот от 305 м (1000 фут) AGL до 3658 м (12000 фут) AGL дальность действия составляет 46 км (25 м. мили);

- маршрутные (en-route – E); для высот от 305 м (1000 фут) AGL до 15240 м (50000 фут) AGL дальность действия составляет 296,32 км (160 м. мили).

Оценивание доступности может выполняться как в глобальной геоцентрической системе координат, например в ECEF, так и в локальной, например, в NEU. Центр локальной NEU системы координат обычно размещают в точке грубого местоположения ВС, горизонтальная плоскость которой проходит по касательной к эллипсоиду WGS-84, ось x направлена на север, ось y – на восток, z – перпендикулярно вверх. Далее выполняется пересчет координат местоположений радиомаяков в NEU систему координат и выполняется оценивание нахождения ВС в зоне гарантированного действия радиомаяка в зависимости от его типа. В результате формируется список идентификаторов доступных радионавигационных средств для выполнения навигации в месте предполагаемого нахождения ВС. Поскольку в задачах навигации одновременно используется информация только от двух радиомаяков, то выполняется формирование всевозможных пар. В общем случае для дальнейшей оптимизационной задачи N радиомаяков сформируют m парных комбинаций:

$$n^2 = \frac{N!}{(N-2)! \cdot 2}. \quad (1)$$

Оценивание точности

Каждая пара радионавигационных средств характеризуется определенными характеристиками точности, которые могут быть получены при ее использовании для позиционирования. В качестве основной характеристики точности позиционирования будем использовать среднеквадратическое отклонение радиальной ошибки ($\sigma_{\text{поз}}$).

Для пары дальномерного оборудования DME/DME $\sigma_{DME/DME}$ может быть определена следующим образом [6, 7]: $\sigma_{DME/DME}^2 = \frac{\sigma_{DMEA}^2 + \sigma_{DMEB}^2}{\sin^2(\alpha_{AB})}$, где σ_{DMEA} , σ_{DMEB} – среднеквадратические

значения ошибок измерения дальности к радиомаякам DME А и DME В соответственно; α_{AB} – внутренний угол между направлениями на радиомаяки А и В.

В случае использования пары угломерного оборудования VOR/VOR $\sigma_{VOR/VOR}$ можно записать следующим образом [6]:
$$\sigma_{VOR/VOR} = \frac{0,012 d \sigma_{VOR}}{\sin(\alpha_{AB}) \sin\left(\frac{\alpha_{AB}}{2}\right)},$$
 где σ_{VOR} –

среднеквадратическое значение ошибки измерения угла в системе VOR; d – расстояние между наземным радиомаяками.

При угломерно-дальномерном принципе позиционирования VOR/DME используются радионавигационные средства, размещенные в одном местоположении, среднеквадратическое значение ошибки $\sigma_{VOR/DME}$ [6]: $\sigma_{VOR/DME}^2 = \sigma_{DME}^2 + D^2 \sigma_{VOR}^2$, где σ_{VOR} – среднеквадратическое значение ошибки измерения угла в системе VOR в радианах; σ_{DME} – среднеквадратическое значение ошибки измерения расстояния в DME; D – расстояние между наземным радиомаяком и ВС.

Формулировка оптимизационной задачи

Достижение максимальных характеристик точности при определении координат местоположения ВС по информации наземных радиомаяков возможно путем выбора оптимальной пары радионавигационных средств. В качестве основного критерия оптимальности будем использовать величину среднеквадратичного отклонения, которая характеризует точность.

В общем случае задача выбора оптимальной пары радионавигационных средств при позиционировании является типичной оптимизационной задачей, для решения которой будем использовать методы целочисленного линейного программирования. Введем вектор $X = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]$, элементы которого соответствуют индексам пар. Количество пар n определяется по (1). Элементы вектора X определяются в двоичной системе счисления: $x_i = 1$ – соответствует оптимальной паре радионавигационных средств; $x_i = 0$ – неоптимальным парам. Поскольку точность позиционирования характеризуется определенным значением среднеквадратичного отклонения σ_p , то целевая функция содержит матрицу весовых коэффициентов каждой пары радионавигационных средств W :

$$WX^T \Rightarrow \min, \quad (2)$$

где $W = [\sigma_{p1}, \sigma_{p2}, \sigma_{p3}, \dots, n]$.

В зависимости от метода позиционирования W будет иметь разный вид:

– для дальномерного метода: $W = W_{DME/DME} = [\sigma_{DME/DME 1}, \sigma_{DME/DME 2}, \sigma_{DME/DME 3}, \dots, \sigma_{DME/DME n}]$;

– для угломерного метода: $W = W_{VOR/VOR} = [\sigma_{VOR/VOR 1}, \sigma_{VOR/VOR 2}, \sigma_{VOR/VOR 3}, \dots, \sigma_{VOR/VOR n}]$;

– для угломерно-дальномерного метода: $W = W_{VOR/DME} = [\sigma_{VOR/DME 1}, \sigma_{VOR/DME 2}, \dots, \sigma_{VOR/DME n}]$.

Согласно (2) задача оптимизации сводится к поиску минимального значения целевой функции по значению σ_p .

На оптимизационный функционал накладываются ограничения доступности. Матрица доступности A определяет пространство допустимых пар радионавигационных средств для использования: $A = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n]$, где $a_i = 1$, i -я пара, доступная для позиционирования; $a_i = 0$, сигналы i -й пары не доступны в данном местоположении ВС.

Ограничения относительно необходимого количества доступных пар радионавигационных средств для навигации можно представить в следующем виде:

$$AX^T \geq N_{max}, \quad (3)$$

где $N_{max} = 1$.

В соответствии с международными документами о навигации, основанной на характеристиках [5], выдвигаются требования относительно внутреннего угла α_{AB} между направлениями на радионавигационные средства для дальномерного DME/DME и угломерного VOR/VOR методов:

$$\begin{aligned} GX^T &\geq 30^\circ, \\ GX^T &\leq 150^\circ, \end{aligned} \quad (4)$$

где $G = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n]$ – матрица внутренних углов.

Ограничения на количество решений можно записать в виде произведения с единичным вектором I :

$$IX^T = 1. \quad (5)$$

Ограничение (5) устанавливает, что только одна оптимальная пара радионавигационных средств может быть получена в результате решения.

В общем случае задача оптимизации, сформулированная в терминах целочисленного линейного программирования, может быть записана на основе сбора ограничений (3)–(5) к целевой функции (2), следующим образом:

$$WX^T \Rightarrow \min, AX^T \geq N_{max}, GX^T \geq 30^\circ, -GX^T \geq -150^\circ, IX^T = 1, X \geq 0, X \in \{0, 1\}. \quad (6)$$

Задача в виде (6) решается одним из методов теории линейного программирования в случае, если подобное решение существует для данного набора пар радионавигационных средств. В частности, могут применяться симплекс метод, метод эллипсоидов (Хачияна) или простого перебора. Задача оценивания точности выдерживания линий положения или позиционирования ВС при использовании оптимальной пары радионавигационных средств также является важной в оценивании характеристик воздушного пространства. В этом случае расчет выполняется для сетки точек возможного местоположения ВС для определеннй высоты или эшелона полета. При этом для каждой точки пространства выполняется поиск оптимальной пары радионавигационных средств и оценивается точность определения местоположения. По полученным значениям составляется контурная карта оптимальной точности позиционирования.

Алгоритм выбора оптимальной пары радионавигационных средств

В общем случае алгоритм выбора оптимальной пары радионавигационных средств для позиционирования по наземным радиомаякам представлен на рис. 1. Алгоритм обеспечивает поиск оптимальной пары для позиционирования по критерию максимальной точности. Входными данными в блоке 1 алгоритма являются: местоположение ПК в предыдущий временной отсчет, матрица скоростей и база данных радионавигационных средств. В блоке 2 измеряется время от начала полета по данным системы точного времени. В блоке 3 рассчитывается промежуток времени между текущим временным отсчетом и временем последнего измерения координат местоположения ВС. В случае если разница меньше допустимого значения в блоке 5, в качестве грубых координат используются координаты прошлого местоположения ВС. Использование неточного местоположения ВС оправдано только для коротких промежутков времени, однако позволяет экономить вычислительные ресурсы оборудования. В противном случае в блоке 4 задействуется метод счисления пути для приблизительного оценивания координат ВС.

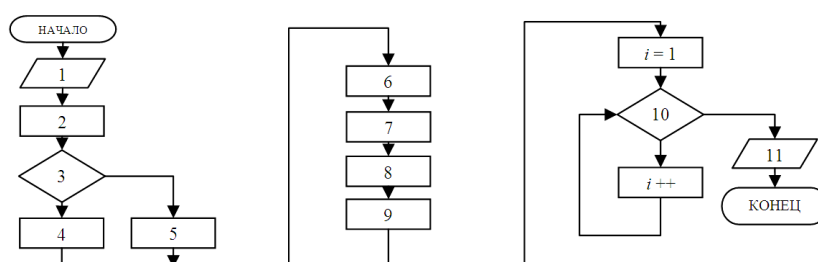


Рис. 1. Алгоритм выбора оптимальной пары радионавигационных средств

В блоке 6 оценивается доступность определенного типа радиомаяков для грубого нахождения местоположения ВС. Результатом работы блока 6 является вектор индексов доступных средств, из которого в блоке 7 формируется матрица допустимых комбинаций радиомаяков. В блоке 8 оцениваются необходимые векторы и матрицы для оптимизационной задачи. Блок 9 выполняет поиск решения задачи целочисленного линейного программирования, сформулированной в виде (6). Выполняя перебор, в 10 выполняется поиск идентификаторов радионавигационных средств, определяющих оптимальную пару, индекс которой был получен в блоке 9. Блок 11 распространяет полученные индексы и координаты местоположения оптимальных радионавигационных средств для выполнения других задач.

Результаты компьютерного моделирования

Верификация предложенного алгоритма выполнена при помощи имитационного моделирования в программном обеспечении MATLAB с использованием траекторной информации. В качестве примера для моделирования выбран полет рейса «BRU830» по маршруту Киев «UKBB» – Минск «UMMS». Траекторные данные полета были записаны при помощи наземной станции фиксации сообщений в режиме автоматического зависимого наблюдения (ADS-B) от 21 сентября 2017 г. Для моделирования использовались данные координат местоположения ВС в формате широта, долгота и высота вместе с временем их измерения. Принятые данные от самолетных ответчиков в режиме 1090ES содержали несинхронизированные по времени измерения. Для получения траекторной информации с частотой 1 Гц и заполнения пропусков к результатам измерений применен метод интерполяции сплайн-функциями.

Исследование алгоритма выбора оптимальной пары выполнено для случая дальномерного оборудования DME/DME. Оценивание доступности наземных радиомаяков DME было выполнено с использованием данных сборников аэронавигационной информации и действующих моделей радионавигационных средств. На рис. 2 сплошной линией показано общее количество DME в соответственный момент времени. Также на рис. 2 пунктирной линией показано общее количество доступных комбинаций пар DME/DME, оцененное по (1).

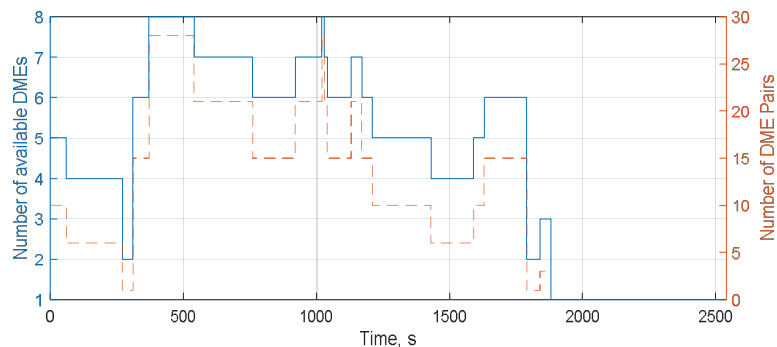


Рис. 2. Общее количество доступных DME и количество комбинаций пар DME/DME

Как видно из рис. 3, начиная с 1824 с в зоне доступности оказывается только один DME «MNS», поскольку ВС находится на этапе захода на посадку и движется на маленькой высоте, при этом не попадая в зону действия радиомаяков «MGL» и «GLB» в соответствии с их моделями гарантированной зоны действия. В этом случае задействуется заход на посадку по угломерно-дальномерному принципу с использованием информации от VOR/DME «MNS». На рис. 3 показан результат определения оптимальной пары DME/DME для выбранного маршрута полета по предложенному алгоритму.

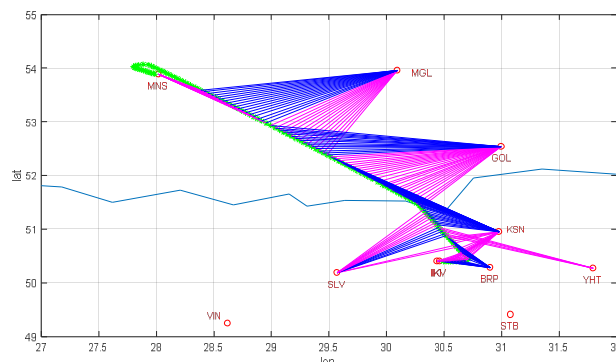


Рис. 3. Результат выбора оптимальной пары по предложенному алгоритму

Заключение

Представление задачи выбора оптимальной пары радионавигационных средств в виде оптимизационной задачи, решение которой находится с использованием одного из методов

целочисленного линейного программирования, позволяет определить радионавигационные средства, применение которых дает возможность добиться максимальных точностных характеристик при определении координат местоположения ВС по информации наземных радиомаяков.

Разработанный алгоритм может применяться для выбора оптимальной пары дальномерного, угломерного или угломерно-дальномерного оборудования или использоваться параллельно для оценки оптимальной пары для каждого из методов совместно. В случае совместного использования в каждом блоке формируются двухмерные данные отдельно по каждому типу оборудования.

Работоспособность разработанного алгоритма выбора оптимальной пары радионавигационных средств была проверена с помощью имитационного моделирования с использованием траекторной информации.

Список литературы

1. Lubbers B., Mildner S., Onincx P. A. Scheele A study on the accuracy of GPS positioning during jamming // Navigation World Congress (IAIN). International Association of Institutes IEEE. 2015. P. 1–6.
2. Ostroumov I., Kuzmenko N. Accuracy estimation of alternative positioning in navigation // 2016 IEEE 4th International Conference «Methods and Systems of Navigation and Motion Control»(MSNMC). 2016. P. 291–294.
3. Ostroumov I.V. Analysis of DME/DME positioning facility for Ukrainian airspace // The Seventh World Congress «Aviation in the XXI-st century – Safety in Aviation and Space Technologies». 2016. Vol. 2. P. 3.6.1–3.6.4.
4. Остроумов І.В. Оцінка точності позиціонування за сигналами радіомаяків VOR // Проблеми інформатизації та управління. 2012. Вип. 3 (39). С. 102–107.
5. Performance-based Navigation (PBN) Manual. Doc 9613. ICAO. 2008. 304 p.
6. Радионавигационные системы летательных аппаратов. / П.С. Давыдов [и др.]. М.: Транспорт, 1980. 448 с.
7. Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В. Основы радионавигации. М.: Транспорт, 1982. 288 с.
8. Ruhnnow W.B., Goemaat M.L. VOR/DME automated station selection algorithm // Navigation. 1982. № 29 (4). P. 289–299.
9. Тарасов С.А. Алгоритм поиска оптимальных конфигураций радиомаяков для однократной коррекции координат летательного аппарата в автономной системе ближней радионавигации // Изв. Южного федерального университета. Технические науки. 2014. № 11 (160). С. 217–226.
10. Хусаинов Н.Ш. Выбор участка коррекции местоположения летательного аппарата с учетом геометрического фактора навигационного поля для автономной системы ближней радионавигации // Изв. Южного федерального университета. Технические науки. 2010. № 104 (3). С. 60–63.
11. AC 00-31A – United States (U.S.) National Aviation Standard for the Very High Frequency Omnidirectional Radio Range (VOR) / Distance Measuring Equipment (DME) / Tactical Air Navigation (TACAN) Systems. FAA. 1982. 67 p.
12. AIP of Ukraine. Aeronautical Information Publication (AIP) of Ukraine, Ukrainian State Air Traffic Services Enterprise. 2016. 524 p.

References

1. Lubbers B., Mildner S., Onincx P. A. Scheele A study on the accuracy of GPS positioning during jamming // Navigation World Congress (IAIN). International Association of Institutes IEEE. 2015. P. 1–6.
2. Ostroumov I., Kuzmenko N. Accuracy estimation of alternative positioning in navigation // 2016 IEEE 4th International Conference «Methods and Systems of Navigation and Motion Control»(MSNMC). 2016. P. 291–294.
3. Ostroumov I.V. Analysis of DME/DME positioning facility for Ukrainian airspace // The Seventh World Congress «Aviation in the XXI-st century – Safety in Aviation and Space Technologies». 2016. Vol. 2. P. 3.6.1–3.6.4.
4. Ostroumov I.V. Ocinka tochnosti pozicionuvannja za signalami radiomajakiv VOR // Problemi informatizacii ta upravlinnja. 2012. Vip. 3 (39). S. 102–107. (in Ukr.)
5. Performance-based Navigation (PBN) Manual. Doc 9613. ICAO. 2008. 304 p.
6. Radionavigacionnye sistemy letatel'nyh apparatov. / P.S. Davydov [i dr.]. M.: Transport, 1980. 448 s. (in Russ.)
7. Beljaevskij L.S., Novikov V.S., Oljanjuk P.V. Osnovy radionavigacii. M.: Transport, 1982. 288 s. (in Russ.)
8. Ruhnnow W.B., Goemaat M.L. VOR/DME automated station selection algorithm // Navigation. 1982. № 29 (4). P. 289–299.
9. Tarasov S.A. Algoritm poiska optimal'nyh konfiguracij radiomajakov dlja odnokratnoj korrekcii koordinat letatel'nogo apparata v avtonomnoj sisteme blizhnej radionavigacii // Izv. Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehniceskie nauki. 2014. № 11 (160). S. 217–226. (in Russ.)

10. Husainov N.Sh. Vybora uchastka korrakcii mestopolozhenija letatel'nogo apparata s uchetom geometricheskogo faktora navigacionnogo polja dlja avtonomnoj sistemy blizhnej radionavigacii // Izv. Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehnicheskie nauki. 2010. № 104 (3). S. 60–63. (in Russ.)
11. AC 00-31A – United States (U.S.) National Aviation Standard for the Very High Frequency Omnidirectional Radio Range (VOR) / Distance Measuring Equipment (DME) / Tactical Air Navigation (TACAN) Systems. FAA. 1982. 67 p.
12. AIP of Ukraine. Aeronautical Information Publication (AIP) of Ukraine, Ukrainian State Air Traffic Services Enterprise. 2016. 524 p.

Сведения об авторе

Остроумов И.В., к.т.н., доцент, доцент кафедры аэронавигационных систем Национального авиационного университета.

Адрес для корреспонденции

03680, Украина,
г. Киев, ул. Космонавта Комарова, 1,
Национальный авиационный университет
тел. +380-68-363-64-63;
e-mail: ostroumovv@ukr.net
Остроумов Иван Викторович

Information about the author

Ostroumov I.V., PhD., associate professor, associate professor of air navigation department of National aviation university.

Address for correspondence

03680, Ukraine,
Kyiv, Kosmonavta Komarova st. 1,
National aviation university
tel. +380-68-363-64-63;
e-mail: ostroumovv@ukr.net
Ostroumov Ivan Victorovich

УДК 53.084

СКАЛЯРНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ ЦЕПЕЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН И СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МОДУЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ

А.В. ГУСИНСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 февраля 2018

Аннотация. Приведены типовая структура скалярных анализаторов цепей миллиметрового диапазона длин волн и структурная схема блока обработки информации. Приведена методика калибровки и непосредственного измерения с использованием дополнительно мер фазового сдвига, позволяющая повысить точность измерения модулей коэффициентов отражения и передачи.

Ключевые слова: скалярный анализатор цепей, типовая структурная схема, меры фазового сдвига, повышение точности измерений.

Abstract. Type structure of scalar network analyzers of millimeter wavelength range and block diagram of information processing unit are shown. The method of calibration and direct measurement using an additional phase shift measures allowing to increase the measurement accuracy of reflection and transmission coefficients modules is given.

Keywords: scalar network analyzer, typical block diagram, phase shift measures, increasing of measurement accuracy.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 80-87

Scalar analyzers of millimeter wavelength range and methods of increasing the accuracy of reflection and transfer coefficients modules measurement

A.V. Gusinsky

Синтез типовой структуры скалярных анализаторов цепей миллиметрового диапазона длин волн

При синтезе типовой структуры скалярных анализаторов цепей миллиметрового диапазона длин волн (САЦ МДДВ) учтены особенности МДДВ и требования к САЦ в связи с этими особенностями [1].

Конструктивная простота и минимизация количества фланцевых соединений обеспечивается выбором структурной схемы СВЧ измерительного тракта (ИТ) на основе рефлектометра, которая включает в себя три направленных ответвителя (НО). Жесткость СВЧ ИТ и возможность измерения параметров объекта измерений (ОИ) с любыми геометрическими размерами обусловлена отказом от внешнего СВЧ ИТ и двухблочной структурой анализатора, при которой составные части СВЧ ИТ крепятся к стенкам отдельных блоков и имеют по одному присоединительному прецизионному фланцу для подключения ОИ [2, 3].

С учетом остальных требований, предъявляемых к современным автоматизированным системам измерений (СИ), типовая структура автоматизированного САЦ МДДВ имеет вид, приведенный на рис. 1.

САЦ состоит из главного и выносного измерительных блоков. Главный измерительный блок включает в себя ферритовые вентили В1-В3, служащие для развязки СВЧ ИТ; НО1, ориентированный на падающую волну; НО2, ориентированный на отраженную от ОИ волну;

два детектора Д1 и Д2 с малошумящими усилителями МШУ1 и МШУ2 для падающего и отраженного СВЧ сигналов; блок обработки информации БОИ; персональный компьютер ПК типа IBM PC с контроллером протокола КОП (IEEE-488).

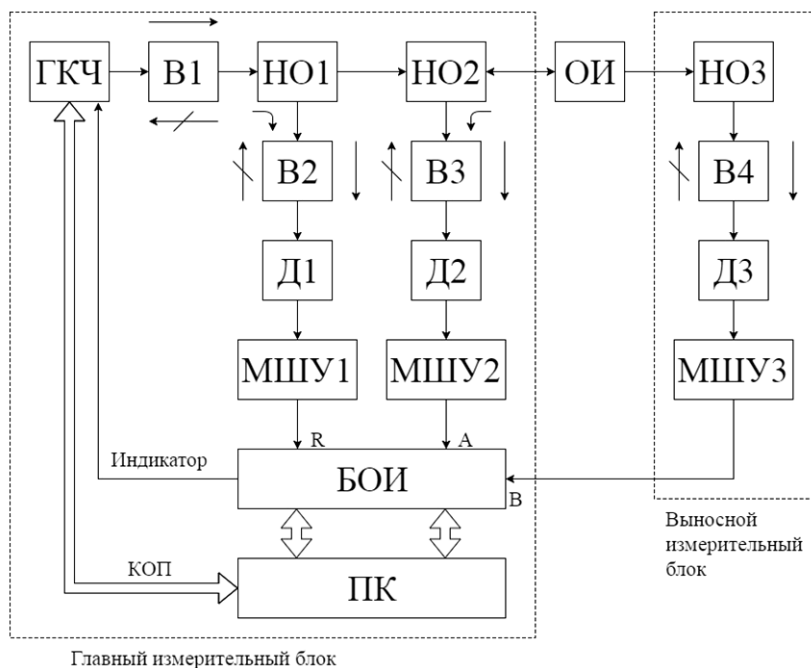


Рис. 1. Типовая структура автоматизированного скалярного анализатора цепей миллиметрового диапазона длин волн

Выносной измерительный блок включает в себя ферритовый вентиль В4, служащий для развязки СВЧ ИТ; НО3, ориентированный на прошедшую через ОИ волну; детектор Д3 с малошумящим усилителем МШУ3 для прошедшего СВЧ сигнала.

ИТ САЦ представляет собой рефлектометр, собранный из трех направленных ответвителей НО1, НО2 и НО3. Сигнал на выходе детектора Д1 канала В, при условии квадратичного детектирования, пропорционален квадрату падающего на ОИ СВЧ сигнала, а сигналы на выходах детекторов Д2, Д3 каналов А, В пропорциональны квадратам модулей коэффициента отражения $|S_{11x}|$ и коэффициента передачи $|S_{21x}|$ ОИ. Работа детекторов в квадратичном режиме обеспечивается низким уровнем мощности СВЧ сигналов во вторичных каналах НО.

Мощность СВЧ сигнала, поступающего на ОИ (двухполюсник или четырехполюсник), зависит от характеристик ОИ, и тем самым может быть нарушена калибровка всей ИС. Для устранения этого недостатка в САЦ используется БОИ, который позволяет определять отношения результатов измерения каналов А или В к результату измерения канала R. Динамический диапазон измерения ослаблений в САЦ определяется размерами квадратичного участка характеристик детекторов. Для расширения динамического диапазона измерения ослаблений в САЦ используется программно-алгоритмический способ коррекции отклонения квадратической характеристики детекторов.

Управление работой САЦ, выбор режимов калибровки и измерения, а также выбор формы индикации и регистрации результатов измерения осуществляются в диалоговом режиме. Программное обеспечение САЦ, реализующее алгоритм функционирования САЦ и различные сервисные функции, хранится в памяти ПК. Интерфейсы КОП и USB, входящие в состав САЦ, обеспечивают возможность его работы в составе различных автоматизированных систем.

Структурная схема БОИ приведена на рис. 2. Обработка сигналов, поступающих с входов R, А или В осуществляется по одноканальной схеме. В зависимости от режима работы САЦ (вида измеряемого параметра или операции калибровки) по сигналам от ПК микропроцессорное устройство вырабатывает управляющий сигнал и подает его

на коммутатор каналов, который подключает ко входу полосового фильтра сигналы, поступающие со входов R , A и B .

Полосовой фильтр осуществляет избирательное усиление входных сигналов. Он настроен на частоту модуляции $f_M = 100$ кГц и осуществляет выделение сигнала, несущего измерительную информацию. Применение полосового фильтра позволяет подавить помеховые и шумовые составляющие выходных сигналов малошумящих усилителей и повысить соотношение сигнал/шум.

АЦП преобразует в цифровой код выходное напряжение логарифмического усилителя, при этом за каждый период перестройки частоты генератора качающейся частоты (ГКЧ) формируются цифровые коды в 256 точек. Микропроцессорное устройство преобразует информацию с АЦП в стандартные сигналы и передает эту информацию через интерфейс в память ПК, а также управляет работой АЦП и коммутатора каналов. Интерфейс типа канал общего пользования (КОП) преобразует управляющие сигналы ПК в стандартные сигналы КОП.

При помощи кабеля КОП осуществляется программное управление ГКЧ от ПК. Синхроимпульсы от ГКЧ в БОИ подаются по кабелю «Индикатор».

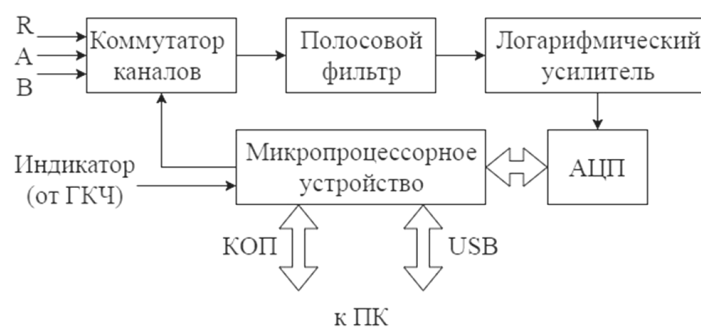


Рис. 2. Структурная схема блока обработки информации

Меры фазового сдвига

При измерении с помощью САЦ ограниченная направленность НО, ориентированного на отраженную волну, ухудшает параметры системы при измерении малых отражений. В свою очередь рассогласование измерительного выхода системы ухудшает точность измерения коэффициента отражения, близкого к единице. Кроме того, при измерениях параметров передачи СВЧ модулей (СВЧ микросборок), когда к входным фланцам ОИ приходится подключать дополнительные переходные устройства (зонды, пробники и т. п.), связывающие входы ОИ с измерительными входами САЦ, могут возникать большие погрешности из-за паразитных утечек [1].

С учетом вышеприведенных факторов автором было предложено использовать при калибровке САЦ не только стандартный набор эталонных нагрузок (короткозамыкатель; согласованная нагрузка; нагрузка с фиксированными значениями K_{CTb} , равными 1,4 и 2,0; отрезок волновода на проход [4]), но и набор мер фазового сдвига [5]. Поэтому дополнительно к упрощенной калибровке предусмотрена более сложная калибровка, в которой используется этот набор мер фазового сдвига.

В качестве мер фазовых сдвигов целесообразно использовать отрезки волноводов с различной длиной. Эти же отрезки (в двойном количестве) можно использовать при воспроизведении фазовых сдвигов коэффициентов передачи.

При этом на первом и втором этапах (или только на втором этапе) воспроизведения фазовых сдвигов в волноводный тракт включаются меры, обеспечивающие разность фазовых набегов приблизительно 90° и 180° на средней частоте диапазона.

Метрологическая аттестация и калибровка мер осуществляется при использовании косвенного метода измерения: проводятся прямые измерения ширины канала мер a , длины l , высоты неровностей поверхности фланцев мер по десяти точкам R_z , а значения воспроизводимых фазовых сдвигов и неопределенность воспроизведения определяются расчетным путем.

Учитывая малые потери в мерах, фазовые сдвиги коэффициентов отражения и передачи рассчитываются по формуле (1):

$$\varphi = \frac{720 \cdot (\Delta l)}{\lambda_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}, \quad (1)$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве; Δl – разность между длинами ИГ на первом и втором этапах воспроизведения фазовых сдвигов.

Как видно из выражения (1), суммарная стандартная неопределенность U_C воспроизведения фазовых сдвигов может быть определена с учетом стандартных неопределенностей, обусловленных различными факторами:

$$U(\Delta l) = \frac{\partial \varphi}{\partial (\Delta l)} \cdot U_{\Delta l} = \frac{360}{\lambda_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \cdot U_{\Delta l} - \text{стандартная неопределенность воспроизведения}$$

фазовых сдвигов, обусловленная неточностью измерения разности между длинами ИГ на первом и втором этапах воспроизведения фазовых сдвигов (стандартная неопределенность при измерении $\Delta l - U(\Delta l)$);

$$U(f) = \frac{\partial \varphi}{\partial f} \cdot f \cdot U_{\delta f} = \frac{360 \cdot \Delta l}{\lambda_0} \cdot \left[1 + \frac{\lambda_0}{4a^2 \left\{ 1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2 \right\}} \right] U_{\delta f} - \text{стандартная неопределенность}$$

воспроизведения фазовых сдвигов, обусловленная неточностью установки рабочей частоты генератора (стандартная неопределенность при установке рабочей частоты $f - U_{\delta f}$);

$$U(a) = \frac{\partial \varphi}{\partial a} \cdot U_a = \frac{90 \cdot \Delta l \cdot \lambda_0}{a^2 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \cdot U_a - \text{стандартная неопределенность воспроизведения фазовых}$$

сдвигов, обусловленная неточностью воспроизведения ширины канала (стандартная неопределенность при измерении $a - U_a$);

$$U(R_z) = \frac{\partial \varphi}{\partial R_z} \cdot U_{R_z} = \frac{360}{\lambda_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \cdot U_{R_z} - \text{стандартная неопределенность воспроизведения}$$

фазовых сдвигов из-за шероховатости поверхности фланцев (стандартная неопределенность измерения высоты неровностей поверхности фланцев по десяти точкам – U_{R_z}).

Результаты метрологических исследований показали, что при воспроизведении геометрических размеров мер с допуском $\pm 0,005$ мм или $\pm 0,01$ мм, при высоте неровностей поверхности фланцев по десяти точкам не более 0,002 мм и допустимых относительных погрешностях установки частоты 0,002 или 0,005, неопределенности воспроизведения фазовых сдвигов не превышают $\pm(2-5)^\circ$. Отмечен большой вклад, который вносит неопределенность, обусловленная неточностью установки рабочей частоты генератора. В случае использования синтезаторов частоты расширенная неопределенность может быть уменьшена до $\pm 1,0^\circ$.

Повышение точности измерения модулей коэффициентов отражения и передачи при использовании мер фазового сдвига

Методика процесса стандартной калибровки и непосредственного измерения с использованием традиционных рабочих эталонов и мер фазового сдвига, позволяющая повысить точность измерений, основана на ряде исходных положений.

1. Так как САЦ служат для измерения только амплитудных параметров, то для уменьшений значений систематических погрешностей возможны только упрощенные математические модели, в которых используются не более двух параметров восьмиполосника погрешностей [1] (один параметр характеризует частотный ход коэффициента передачи,

а второй – погрешность, оказывающую наиболее существенное влияние на результаты измерений). Такому условию удовлетворяют измерения малых значений модулей коэффициентов отражения (самое существенное влияние оказывает параметр E_D , характеризующий погрешность из-за ограниченной направленности), больших значений модулей коэффициентов отражений (самое существенное влияние оказывает параметр E_S , характеризующий погрешность рассогласования со стороны источника СВЧ сигнала), малых значений модулей коэффициентов передачи (самое существенное влияние оказывает параметр E_M , характеризующий погрешность развязки).

2. Применение мер фазового сдвига позволяет изменять фазовые сдвиги между векторными величинами, которые характеризуют измеряемые параметры и параметры, влияющие на погрешности, благодаря чему удается перейти от векторного представления измерительной информации к скалярному.

3. Компенсация погрешностей является не полной, а частичной, хотя она распространяется на значительную часть погрешностей. Неполнота компенсации объясняется, во-первых, упрощением математических моделей, и, во-вторых, частотным ходом фазовых мер при воспроизведении номинальных значений фазовых сдвигов $(0; -\pi)$. Так как меры фазового сдвига используются для компенсации погрешностей, то неидеальность их характеристик из-за отличий фазовых сдвигов от $-\pi$ обуславливает погрешности второго порядка малости, которыми можно пренебречь.

4. С учетом ограниченной чувствительности САЦ необходимо, чтобы при калибровке воспроизводимые с помощью рабочих эталонов измеряемые параметры должны быть сравнимы или, по крайней мере, не более, чем на порядок больше значений параметров, характеризующих погрешности.

При измерении малых значений модулей коэффициентов отражений самое существенное влияние оказывает погрешность направленности E_D , и связь между измеренными значениями $|S_{11и}|$ и действительными значениями $|S_{11х}|$ можно представить в виде

$$|S_{11и}|^2 = |E_D + E_R S_{11х}|^2 = |E_R|^2 \left| \frac{E_D}{E_R} + S_{11х} \right|^2 = |E_R|^2 |E'_D + S_{11х}|^2. \quad (2)$$

Учитывая разность фаз векторных величин $S_{11х}$ и E'_D ($\varphi_{11} - \varphi'_D$), уравнение (2) может быть записано в виде

$$|S_{11и}|^2 = |E_R|^2 \left[|S_{11х}|^2 + |E'_D|^2 + 2 |S_{11х}| |E'_D| \cos(\varphi_{11} - \varphi'_D) \right]. \quad (3)$$

При измерении больших значений модулей коэффициентов отражения, напротив, самое существенное влияние оказывает составляющая погрешности $E_S S_{11х}$, и связь между $|S_{11и}|$ и $|S_{11х}|$ можно представить в виде

$$\begin{aligned} |S_{11и}|^2 &\approx |E_R S_{11х} + E_R E_S S_{11х}^2|^2 = |E_R|^2 |S_{11х}|^2 |1 + E_S S_{11х}|^2 = \\ &= |E_R|^2 |S_{11х}|^2 \left[1 + 2 |E_S| |S_{11х}| \cos(\varphi_S + \varphi_{11}) + |E_S|^2 |S_{11х}|^2 \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

При измерении малых значений модулей коэффициентов передачи самое существенное влияние оказывает погрешность развязки E_M , и связь между измеренными значениями $|S_{21и}|$ и действительными значениями $|S_{21х}|$ можно представить в виде:

$$\begin{aligned} |S_{21и}|^2 &= |E_M + E_T S_{21х}|^2 = |E_T|^2 \left| \frac{E_M}{E_T} + S_{21х} \right|^2 = |E_T|^2 |E'_M + S_{21х}|^2 = \\ &= |E_T|^2 \left[|S_{21х}|^2 + |E'_M|^2 - 2 |S_{21х}| |E'_M| \cos(\varphi_{21} - \varphi'_M) \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

С учетом вышеприведенных особенностей стандартная калибровка осуществляется в четыре этапа.

На первом этапе используются короткозамыкатель ($S_{11КЗ} = -1$) и меры, воспроизводящие номинальный фазовый сдвиг $-\pi/2$. Тогда с учетом (4) имеем:

$$|S_{11и}^{k11}|^2 = |E_R|^2 (1 - 2|E_S| \cos \varphi_S + |E_S|^2) \approx |E_R|^2 (1 - 2|E_S| \cos \varphi_S). \quad (6)$$

$$|S_{11и}^{k12}|^2 = |E_R|^2 (1 + 2|E_S| \cos \varphi_S + |E_S|^2) \approx |E_R|^2 (1 + 2|E_S| \cos \varphi_S). \quad (7)$$

Из выражений (4) и (5) можно найти

$$|E_R|^2 = \frac{|S_{11и}^{k11}| + |S_{11и}^{k12}|^2}{2}. \quad (8)$$

На втором этапе используется эталонная мера КСВН ($K_{СТИ}^M = 1,4$; $|S_{11}^M| = 0,286$) и меры, воспроизводящие номинальный фазовый сдвиг $-\pi/2$. Тогда с учетом (3) имеем:

$$|S_{11и}^{k21}|^2 = |E_R|^2 \left[|S_{11}^M|^2 + 2|S_{11}^M| |E'_D| \cos(\varphi_{11}^M - \varphi'_D) + |E'_D|^2 \right]; \quad (9)$$

$$|S_{11и}^{k22}|^2 = |E_R|^2 \left[|S_{11}^M|^2 - 2|S_{11}^M| |E'_D| \sin(\varphi_{11}^M - \varphi'_D) + |E'_D|^2 \right]. \quad (10)$$

Из выражений (7) и (9) можно найти

$$|E'_D| = \frac{|S_{11и}^{k21}| + |S_{11и}^{k22}| - 2|S_{11}^M|^2}{2|E_R|^2}. \quad (11)$$

На третьем этапе фланцы главного и выносного измерительных блоков замыкаются накоротко ($S_{21}^{TH} = 1$) и используются меры, воспроизводящие фазовый сдвиг $-\pi$. Тогда с учетом (3) и малости значения $|E_M|$ имеем:

$$|E_T|^2 = \frac{|S_{21}^{k31}|^2 + |S_{21}^{k32}|^2}{2}. \quad (12)$$

На четвертом этапе между фланцами главного и выносного измерительных блоков включается эталонный поляризационный аттенуатор, на котором устанавливается значение 40 дБ (соответствует максимальному значению измеряемого ослабления САЦ; $|S_{21}^{ATT}| = 0,01$), и используются меры, воспроизводящие фазовый сдвиг $-\pi/2$. С учетом (3) имеем:

$$|S_{21}^{k41}|^2 = |E_T|^2 \left[|S_{21}^{ATT}|^2 + 2|S_{21}^{ATT}| |E'_M| \cos(\varphi_{21}^{ATT} - \varphi'_M) + |E'_M|^2 \right]; \quad (13)$$

$$|S_{21}^{k42}|^2 = |E_T|^2 \left[|S_{21}^{ATT}|^2 - 2|S_{21}^{ATT}| |E'_M| \cos(\varphi_{21}^{ATT} - \varphi'_M) + |E'_M|^2 \right]. \quad (14)$$

Из выражений (13) и (14) можно найти:

$$|E'_M| = \frac{|S_{21и}^{k41}|^2 + |S_{21и}^{k42}| - 2|S_{21}^{ATT}|^2}{2|E_T|^2}. \quad (15)$$

Значения $|E_R|^2$, $|E_D|^2$, $|E_T|^2$, $|E_M|^2$ заносятся в память ПК САЦ.

В режиме измерения модулей коэффициентов отражения к фланцам главного измерительного блока подключается исследуемый ОИ (случай двухполюсника) или же ОИ включается между фланцами главного и вспомогательного измерительных блоков (случай четырехполюсника), при этом, аналогично как и при калибровке, используются меры,

воспроизводящие номинальный фазовый сдвиг $-\pi/2$. Для определения значения $|S_{11x}|$ используется выражение

$$|S_{11x}| = \sqrt{\frac{|S_{11u}^{u1}|^2 + |S_{11u}^{u2}|^2 - 2|E'_D|^2}{2|E_R|^2}}. \quad (16)$$

Такой алгоритм обработки информации позволяет скорректировать погрешности, обусловленные влиянием параметров $|E_S|$ для больших значений модулей коэффициентов отражения и $|E'_D|$ – для малых значений.

В режиме измерения модулей коэффициентов передачи между фланцами главного и выносного измерительных блоков включается ОИ и используются меры, воспроизводящие фазовый сдвиг $-\pi/2$. Для определения значения $|S_{21x}|$ используется выражение

$$|S_{21x}| = \sqrt{\frac{|S_{21u}^{u1}|^2 + |S_{21u}^{u2}|^2 - 2|E'_M|^2}{2|E_T|^2}}. \quad (17)$$

Заключение

При синтезе типовой структурной схемы САЦ учтены особенности МДДВ, определяющие такие требования к САЦ, как минимизация количества фланцевых соединений СВЧ ИТ, конструктивная простота, возможность измерения ОИ с любыми геометрическими параметрами. Приведено описание БОИ и мер фазового сдвига, особенности процедур метрологической аттестации и калибровки этих мер. Разработана методика процесса калибровки и непосредственного измерения, которая благодаря применению мер фазового сдвига позволяет уменьшить погрешности при измерении малых и больших значений модулей коэффициентов отражения и малых значений модулей коэффициентов передачи.

Список литературы

1. Гусинский А.В., Шаров Г.А., Кострикин А.М. Векторные анализаторы цепей. Кн. 1, ч. 3. Минск: Бестпринт, 2008. 240 с.
2. Скалярный анализатор цепей коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн / А.В. Гусинский [и др.] // Материалы XII Междунар. науч.-техн. конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Украина, сентябрь 2002 г. С. 521–522.
3. Гусинский А.В., Дзисьяк А.Б., Кострикин А.М. Измеритель коэффициентов передачи и отражения трехмиллиметрового диапазона длин волн // Изв. Белорусской инженерной академии. 2002. № 2 (14)/2. С. 18–19.
4. Гусинский А.В., Шаров Г.А., Кострикин А.М. Векторные анализаторы цепей. Кн. 2, ч. 3. Минск: Бестпринт, 2008. 506 с.
5. Метрологические исследования мер фазового сдвига в миллиметровом диапазоне длин волн / А.В. Гусинский [и др.] // Материалы XIII Междунар. науч.-техн. конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Украина, сентябрь 2003 г. С. 668–669.

References

1. Gusinskij A.V., Sharov G.A., Kostrikin A.M. Vektornye analizatory cepej. Kn. 1, ch. 3. Minsk: Bestprint, 2008. 240 s. (in Russ.)
2. Skaljarnyj analizator cepej korotkovolnovoju chasti millimetrovogo diapazona dlin voln / A.V. Gusinskij [i dr.] // Materiali XII Mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «SVCh tehnika i telekommunikacionnyje tehnologii». Ukraina, sentjabr' 2002 g. S. 521–522. (in Russ.)
3. Gusinskij A.V., Dzisiejak A.B., Kostrikin A.M. Izmeritel' koeficientov peredachi i otrazhenija trehmillimetrovogo diapazona dlin voln // Izv. Belorusskoj inzhenernoj akademii. 2002. № 2 (14)/2. S. 18–19.

4. Gusinskij A.V., Sharov G.A., Kostrikin A.M. Vektornye analizatory cepej. Kn. 2, ch. 3. Minsk: Bestprint, 2008. 506 s. (in Russ.)
5. Metrologicheskie issledovanija mer fazovogo sdviga v millimetrovom diapazone dlin voln / A.V. Gusinskij [i dr.] // Materiali XIII Mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «SVCh tehnika i telekommunikacionnye tehnologii». Ukraina, sentjabr' 2003 g. S. 668–669. (in Russ.)

Сведения об авторе

Гусинский А.В., к.т.н., доцент, директор Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-84-42;
e-mail: avggus@mail.ru
Гусинский Александр Владимирович

Information about the author

Gusinsky A.V, PhD, associate professor, director of Center 1.9 R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-84-42;
e-mail: avggus@mail.ru
Gusinsky Alexander Vladimirovich

УДК 621.9.048.6

ЗАКОНОМЕРНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АКТИВНОСТИ КАВИТАЦИИ В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ВАННЕ

Н.К. ТОЛОЧКО¹, А.Н. ЧЕЛЕДИНОВ², В.Л. ЛАНИН³

¹Белорусский государственный аграрный технический университет, Республика Беларусь

²ОАО «Красносельскстройматериалы», Республика Беларусь

³Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 7 марта 2018

Аннотация. Экспериментально изучены особенности неравномерной очистки поверхности предметов в ультразвуковой ванне, обусловленной неоднородным распределением активности кавитации в объеме воды, заполняющей ванну.

Ключевые слова: ультразвуковая ванна, активность кавитации, очистка поверхности.

Abstract. The features of the non-uniform cleaning of the objects surface in an ultrasonic bath caused by the irregular distribution of cavitation activity in the volume of water filling the bath are studied experimentally.

Keywords: ultrasonic bath, cavitation activity, surface cleaning.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 88-93

Regularities of distribution activity of cavitation in ultrasound bath

N.K. Tolochko, A.N. Cheledinov, V.L. Lanin

Введение

Ультразвуковые (УЗ) ванны широко применяются для удаления загрязнений с поверхности изделий электроники, оптических и ювелирных изделий, медицинских инструментов, деталей машин. Эффективность УЗ очистки повышается с активностью акустической кавитации a_k в жидких средах. На практике необходимо создавать такие условия воздействия ультразвука, при которых достигается равномерное удаление загрязнений с поверхности очищаемых предметов. Эффективность УЗ очистки зависит как от выбора частоты и интенсивности ультразвука, так и от однородного распределения a_k по всему объему моющей жидкости в УЗ ванне. Однако экспериментальные данные [1] показывают, что a_k распределяется по объему жидкости в рабочей полости УЗ ванны неоднородно, из-за чего поверхности очищаются неравномерно. Характер влияния объемной неоднородности a_k на равномерность УЗ очистки до сих пор исследован недостаточно. Данная статья посвящена экспериментальному изучению особенностей неравномерной очистки поверхности предметов в УЗ ванне, обусловленной неоднородным распределением a_k в объеме воды, заполняющей ванну.

Методика проведения исследований

Кинетика процесса очистки с учетом активности кавитации описывается уравнением [2]

$$\frac{\Delta m}{m} = 1 - e^{(-\alpha_k^{0.5})}, \quad (1)$$

где Δm и m – удаленная и исходная масса материала.

Энергетическую оценку активности действия кавитации можно дать с помощью безразмерного критерия эрозионной активности χ , представляющего отношение мощности, запасаемой кавитационным пузырьком в единичном объеме жидкости за единичное время при расширении полости к средней удельной мощности в фазе захлопывания. Выразив значения мощностей через параметры полости, получим [3]

$$\chi \approx \frac{R_{\max}^3}{R_{\min}^3 \Delta t f}, \quad (2)$$

где Δt – время захлопывания полости, f – частота ультразвуковых колебаний; R_{\min} , R_{\max} – минимальное и максимальное значения радиуса полости.

Однако ввиду нестационарного характера кавитации определение размеров захлопывающихся полостей затруднено, поэтому для оценки активности кавитации применяют косвенные методы. Значения a_k оценивали по среднему кавитационному давлению в локальной зоне с помощью кавитометра ИСА-4D-М (БГУИР). Прибор отличается высокой степенью локализации измеряемой зоны кавитации и измеряет в относительных единицах активность захлопывающихся и пульсирующих кавитационных пузырьков. Об уровне a_k судили по величине электрического напряжения, создаваемого в пьезоэлектрическом датчике, соединенном с погружным волноводом, которое указывалось на индикаторной шкале кавитометра.

Эксперименты выполняли на УЗ моечной установке типа УЗУ-0,25. УЗ генератор имел потребляемую и выходную мощность соответственно 450 и 250 Вт, рабочую частоту – 18 кГц. Ванна с размерами полости: длина 22 см, ширина 17 см, глубина 16 см и объемом 4,5 л была снабжена тремя пьезоэлектрическими преобразователями, встроенными в центральную часть ее дна. Ванну заполняли водой, высота столба воды составляла 12 см (рис. 1).

Исследования проводили как в незагруженной, так и в загруженной ванне. В качестве загружаемых в ванну объектов использовали модельные образцы, выполненные в виде дисков из плотной резины диаметром 6 см и толщиной 2 см. Требуемое положение горизонтально ориентированных дисков в объеме воды обеспечивали с помощью проволочных держателей. Диски загружали двумя способами. В первом варианте загрузки диски размещали в два слоя, по четыре диска в каждом слое. Во втором варианте загрузки диски размещали в три слоя, по три диска в верхнем и нижнем слоях и шесть дисков в среднем слое. В пределах каждого слоя диски располагали над излучателями в центральной части полости ванны. Диски, находящиеся в соседних слоях, частично перекрывали друг друга. Расстояние между соседними слоями, а также между нижним слоем и дном ванны составляло 2 см.

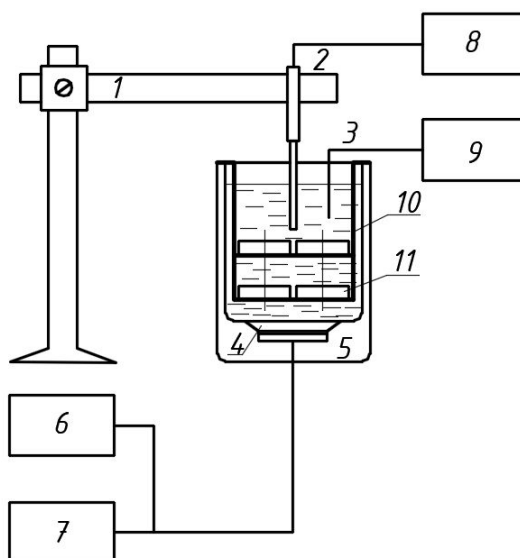


Рис. 1. Схема измерений активности кавитации: 1 – штатив, 2 – датчик, 3 – температурный датчик, 4 – пьезоэлектрический излучатель, 5 – УЗ ванна, 6 – частотомер, 7 – УЗ генератор, 8 – кавитометр, 9 – электронный термометр, 10 – проволочный держатель, 11 – образцы

При проведении измерений a_k вертикально расположенный щуп кавитометра погружали в воду, заполняющую ванну, так что его концевая часть (гидрофон) размещалась в полости ванны над центральным участком дна (где располагались излучатели) на разном расстоянии H от излучателей, т. е. от дна ванны (минимальная величина H составляла 2–3 мм). В загруженной ванне щуп кавитометра погружали в воду в зазорах между дисками.

Результаты исследований и их обсуждение

При распространении УЗ волны в жидкой среде происходят необратимые потери энергии, обусловленные внутренним трением (вязкостью) жидкости и теплопроводностью жидкой среды. В результате этих потерь интенсивность УЗ колебаний снижается по экспоненциальному закону:

$$I = I_0^{-\alpha x}, \quad (3)$$

где I_0 – интенсивность колебаний при $x = 0$, α – коэффициент поглощения.

Коэффициент поглощения складывается из двух составляющих, обусловленных вязкостью жидкости и ее теплопроводностью: $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$.

Коэффициент поглощения, обусловленный вязкостью, прямо пропорционален вязкости η и квадрату частоты f и обратно пропорционален плотности жидкости ρ и квадрату скорости звука c [3]:

$$\alpha_1 = \frac{4\pi\eta f^2}{3\rho c^2}. \quad (4)$$

Для воды на частоте 18 кГц этот коэффициент составляет $(0,65-0,7) \cdot 10^{-3} \text{ м}^{-1}$. Коэффициент поглощения, обусловленный теплопроводностью жидкости, определяется как

$$\alpha_2 = \frac{2\pi^2 K}{\lambda^2 \rho_c C_p} \left(\frac{C_p}{C_v} - 1 \right), \quad (5)$$

где K – коэффициент теплопроводности, λ – длина УЗ волны, ρ_c – акустическое сопротивление, C_v, C_p – удельные теплоемкости при постоянном объеме и давлении.

Для водных сред очистки коэффициент поглощения, обусловленный теплопроводностью среды, составляет $(0,072-0,08) \cdot 10^{-3} \text{ м}^{-1}$.

На рис. 2 представлены типичные кривые зависимости $a_k(H)$. Кривая 1 получена для незагруженной ванны, кривые 2 и 3 – для ванны, загруженной дисками (для двух разных вариантов загрузки соответственно).

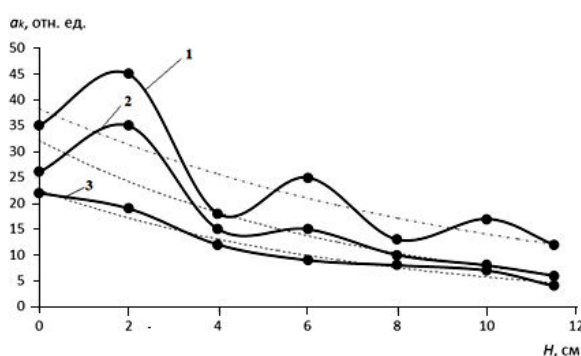


Рис. 2. Зависимости активности кавитации a_k от расстояния H от излучателей в УЗ ванне:

1 – незагруженная ванна; 2 и 3 – ванна загружена дисками (первый и второй варианты загрузки соответственно)

Кривая 1 имеет вид нисходящего синусоидального затухающего тренда. Нисходящий характер кривой, т. е. уменьшение a_k с удалением от излучателей обусловлено затуханием УЗ волн в результате их поглощения водой. В свою очередь, синусоидальный характер кривой свидетельствует о наличии стоячей УЗ волны. Выявление синусоидальной формы кривой является следствием высокой локальности измерений, осуществляемых кавитометром, благодаря чему он воспринимает изменения a_k , соответствующие чередованиям областей

разрежения и сжатия. Эти чередования следуют вдоль направления распространения УЗ волны через полуволновые периоды $\lambda/2 \approx 4$ см (длина волны в воде $\lambda = v/f \approx 8$ см, скорость звука в воде $v = 1480$ м/с, частота колебаний $f = 18$ кГц).

Кривая 2 имеет вид нисходящего синусоидального затухающего тренда подобно кривой 1, но при этом у нее есть ряд отличий от кривой 1. Во-первых, кривая 2 расположена ниже кривой 1 и, кроме того, амплитуда синусоиды у кривой 2 меньше, чем у кривой 1. Это означает, что загрузка ванны в целом приводит к снижению a_k . Во-вторых, кривая 2 идет менее круто, чем кривая 1. Казалось бы, это должно приводить к уменьшению различий в значениях a_k вблизи излучателей и у водной поверхности – $a_{k,из}$ и $a_{k,вп}$, соответственно. Однако на самом деле имеет место обратная картина: загрузка ванны приводит к увеличению различий в указанных значениях, что объясняется их общим снижением. Действительно, о степени влияния загрузки ванны на уменьшение a_k по высоте столба воды можно судить по величине соотношения $\gamma_{з1}/\gamma_{нз}$, где $\gamma_{з1} = (a_{k,из}/a_{k,вп})_{з1}$ соответствует загруженной ванне (первый вариант загрузки) и $\gamma_{нз} = (a_{k,из}/a_{k,вп})_{нз}$ – незагруженной ванне. Для того чтобы более точно оценить значения $a_{k,из}$ и $a_{k,вп}$, т. е. общее уменьшение a_k по высоте столба воды в ванне – от излучателей до водной поверхности, предпочтительно рассматривать вместо экспериментальных кривых синусоидальной формы соответствующие им срединные кривые (на рис. 2 изображены пунктиром). С учетом усредненных результатов ряда измерений, выполненных кавитометром, получаем (для срединных кривых): $\gamma_{з1} \approx 4,6$ и $\gamma_{нз} \approx 3,1$ и, соответственно, $\gamma_{з1}/\gamma_{нз} \approx 1,5$. Таким образом, уменьшение a_k по высоте столба воды для ванны, загруженной по варианту 1, в 1,5 раза больше, чем для незагруженной ванны.

Отмеченные выше отличия кривой 2 от кривой 1 свидетельствуют о влиянии загрузки ванны дисками на характер распределения a_k по объему воды в ванне. Это влияние обусловлено тем, что диски представляют собой препятствия распространению УЗ волн, вызывающие их многократные рассеяния.

Влияние загрузки ванны на характер распределения a_k усиливается с увеличением количества загружаемых дисков, о чем свидетельствует вид кривой 3. Во-первых, кривая 3 расположена ниже кривой 2 и, кроме того, амплитуда синусоиды у кривой 3 меньше, чем у кривой 2. Практически кривая 3 теряет свой синусоидальный характер и становится близкой по своему виду к нисходящей срединной кривой. Во-вторых, кривая 3 идет менее круто, чем кривая 2. При этом степень влияния загрузки ванны на уменьшение a_k по высоте столба воды характеризуется соотношением $\gamma_{з2}/\gamma_{нз} \approx 1,6$ (здесь $\gamma_{з1} \approx 5,0$).

Активность кавитации изменяется пропорционально интенсивности УЗ волн, которая уменьшается по экспоненциальному закону с увеличением расстояния H от излучателя в результате поглощения УЗ волн водой [4]. Соответственно, с увеличением H по такому же закону уменьшается и активность кавитации.

Таким образом, зависимость $a_k(H)$, представленная нисходящей срединной кривой для незагруженной ванны (рис. 2), имеет вид

$$a_k = a_{ko} e^{-kH}, \quad (6)$$

где a_{ko} – активность кавитации у поверхности излучателя ($H = 0$), k – коэффициент поглощения УЗ волн водой: чем больше k , тем сильнее снижается a_k .

При уменьшении a_k в e раз показатель степени $kH = 1$, откуда следует, что $k = 1/H$. Таким образом, коэффициент поглощения k обратно пропорционален расстоянию распространения УЗ волны, на котором уровень кавитации убывает в e раз.

Уравнение (6) приблизительно описывает срединную кривую 1 на рис. 2 при $a_{ko} = 38,35$ и $k = 0,1$ и имеет вид

$$a_k = 38,35 e^{-0,1H}. \quad (7)$$

Зависимость $a_k(H)$ для незагруженной ванны, представленная на рис. 2 нисходящей затухающей синусоидальной кривой 1, описывается эмпирическим уравнением

$$a_k = [a_{ko} + n \sin(mH)] e^{-kH}, \quad (8)$$

где n и m – амплитуда и частота синусоидальной кривой [5]. При $n \rightarrow 0$ и/или $m \rightarrow 0$ затухающая синусоидальная кривая вырождается в нисходящую срединную кривую.

С учетом полученных экспериментальных результатов зависимость $a_k(H)$ как для незагруженной, так и для загруженной ванны может быть описана в общем виде следующим эмпирическим уравнением:

$$a_k = Q [a_{ko} + p \sin(mH)] e^{-qkH}, \quad (9)$$

где Q , q и p – безразмерные коэффициенты.

Коэффициент Q ($Q \leq 1$) определяет снижение положения затухающей синусоидальной кривой $a_k(H)$, коэффициент p ($p \leq 1$) – уменьшение амплитуды синусоиды, а коэффициент q ($q \leq 1$) – уменьшение крутизны этой кривой в результате загрузки ванны объектами.

При $Q_1 = 1$, $p_1 = 1$ и $q_1 = 1$ уравнение (9) сводится к уравнению (6), описывающему зависимость $a_k(H)$ для незагруженной ванны (кривая 1 на рис. 2).

При $Q < 1$, $p < 1$ и $q < 1$ уравнение (9) описывает зависимость $a_k(H)$ для загруженной ванны. По мере увеличения количества загружаемых объектов значения Q , p и q уменьшаются. Соответственно, кривая $a_k(H)$ смещается вниз, а амплитуда синусоиды и крутизна этой кривой уменьшаются.

Для описания с помощью уравнения (9) зависимостей $a_k(H)$ для загруженной ванны, представленных на рис. 2, следует ввести, соответственно, коэффициенты Q_2 , q_2 и p_2 – для кривой 2 и коэффициенты Q_3 , q_3 и p_3 – для кривой 3.

Между всеми этими коэффициентами имеют место следующие соотношения: $Q_1 > Q_2 > Q_3$, $q_1 > q_2 > q_3$, $p_1 > p_2 > p_3$.

Следует заметить, что значения Q , p и q могут зависеть как от степени загрузки ванны объектами, т. е. от относительного объема, занимаемого объектами в ванне, так и от характера загрузки, т. е. от количества, размеров и формы объектов, а также от их расположения в ванне. Поэтому весьма сложно определять экспериментальным путем значения Q , p и q для каждого конкретного варианта загрузки ванны с учетом всех указанных факторов.

В упрощенном случае о влиянии загрузки ванны на зависимость $a_k(H)$ можно судить по виду соответствующей нисходящей серединной кривой, описываемой выражением

$$a_k = Q a_{ko} e^{-qkH}. \quad (10)$$

Уравнение (10) приблизительно описывает серединные кривые 2 и 3 на рис. 2 при $Q a_{ko} = 32,18$ и $qk = 0,14$ (кривая 2) и $Q a_{ko} = 22,59$ и $qk = 0,13$ (кривая 3) и имеет вид

$$a_k = 32,18 e^{-0,14H} \text{ (кривая 2)} \quad (11)$$

и

$$a_k = 22,59 e^{-0,13H} \text{ (кривая 3)}. \quad (12)$$

Заключение

Результаты исследований показывают, что в объеме моющей жидкости, заполняющей УЗ ванну, оснащенную донными излучателями, активность кавитации распределяется весьма неоднородно, что обусловлено затуханием УЗ волн вследствие их поглощения жидкостью, наличием чередующихся областей разрежения и сжатия вдоль направления распространения волн, рассеянием волн на погруженных в ванну объектах. Это может приводить к существенно-неравномерному удалению загрязнений с поверхности разных объектов, одновременно погруженных в ванну, а также с разных участков поверхности одного и того же объекта, что следует учитывать на практике при выборе оптимальных условий процесса очистки деталей в УЗ ваннах.

Для повышения равномерности активности кавитации в объеме ванны и соответственно увеличения качества очистки изделий в загруженных изделиями ваннах рекомендуется применять частотную девиацию УЗ сигнала [6]. Это позволяет периодически изменять длину волны УЗ и смещать во времени области разряжения и сжатия, усредняя тем самым активность кавитации в объеме ванны.

Список литературы

1. Томаль В.С., Ланин В.Л. Ультразвуковая очистка микрорельефных поверхностей оптоэлектронных изделий // Фотоника. 2007. № 4. С. 35–40.

2. Новицкий В.Г. Применение акустических колебаний в химико-технологических процессах. М.: Химия, 1983. 191 с.
3. Агранат Б.А. Основы физики и техники ультразвука. М: Высшая школа, 1987. 352 с.
4. Голых Р.Н. Повышение эффективности ультразвукового кавитационного воздействия на химико-технологические процессы в гетерогенных системах с несущей высоковязкой или неньютоновской жидкой фазой: дис. канд. тех. наук: 05.17.08. Барнаул, 2014.
5. Факторы неравномерной очистки деталей машин в ультразвуковых ваннах / Н.К. Толочко [и др.] // Вест. машиностроения. 2017. № 4. С. 82–85.
6. Lanin V.L., Tomal V.S. Increase ultrasonic cleaning efficiency of electronics modules // Engineering. 2013. № 5. P. 191–195.

References

1. Tomal' V.S., Lanin V.L. Ul'trazvukovaja ochistka mikrorel'efnyh poverhnostej optoelektronnyh izdelij // Fotonika. 2007. № 4. S. 35–40. (in Russ.)
2. Novickij V.G. Primenenie akusticheskikh kolebanij v himiko-tehnologicheskikh processah. M.: Himija, 1983. 191 s. (in Russ.)
3. Agranat B.A. Osnovy fiziki i tehniki ul'trazvuka. M: Vysshaja shkola, 1987. 352 s. (in Russ.)
4. Golyh R.N. Povyshenie jeffektivnosti ul'trazvukovogo kavitacionnogo vozdejstvija na himiko-tehnologicheskije processy v geterogennyh sistemah s nesushhej vysokovjazkoj ili nen'jutonovskoj zhidkoj fazoj: dis. kand. teh. nauk: 05.17.08. Barnaul, 2014. (in Russ.)
5. Faktory neravnomernoj ochistki detalej mashin v ul'trazvukovyh vannah / N.K. Tolochko [i dr.] // Vest. mashinostroenija. 2017. № 4. S. 82–85. (in Russ.)
6. Lanin V.L., Tomal V.S. Increase ultrasonic cleaning efficiency of electronics modules // Engineering. 2013. № 5. P. 191–195.

Сведения об авторах

Толочко Н.К., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры технологии металлов Белорусского государственного аграрного технического университета.

Челединов А.Н., инженер ОАО «Красносельск-стройматериалы».

Ланин В.Л., д.т.н., профессор, профессор кафедры электронной техники и технологии Белорусского университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Tolochko N.K., D.Sci., professor, professor of metal technology department of Belarusian state agrarian technical university.

Cheledinov A.N., engineer of OJSC «Krasnoselsk-stroimaterialy».

Lanin V.L. D.Sci, professor, professor of electronic technique and technology department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220023, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 99/2,
Белорусский государственный аграрный
технический университет
тел. +375-29-710-48-26;
e-mail: n.tolochko@hotmail.com
Толочко Николай Константинович

Address for correspondence

220023, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 99/2,
Belarusian state agrarian
technical university
tel. +375-29-710-48-26;
e-mail: n.tolochko@hotmail.com
Tolochko Nikolay Konstantinovich

УДК 658.5. 519.854

ОБОБЩЕННЫЙ МЕТОД АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, К.Л. ХРУСТАЛЕВ, В.О. БОРТНИКОВА

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

Поступила в редакцию 23 апреля 2018

Аннотация. Разработан обобщенный метод автоматизированного проектирования технологических процессов изготовления микроэлектромеханических (МЭМС) акселерометров, который в отличие от существующих основан на двух методах: методе выбора типового технологического процесса и методе поиска аналогов отдельных подсистем и элементов МЭМС акселерометров, что позволит повысить эффективность проектных работ за счет снижения стоимости и времени изготовления. В рамках указанного метода разработана модель принятия решений о выборе типа МЭМС акселерометра по его функционально-конструктивным параметрам, модель поиска аналогов отдельных подсистем и элементов МЭМС акселерометров, а также модель выбора оборудования на основе четырех показателей: производительность, энергоэффективность, стоимость оборудования, срок службы.

Ключевые слова: акселерометр, МЭМС, технологический процесс, метод, автоматизация.

Abstract. A generalized method for the automated design of technological processes for the production of MEMS accelerometers is developed. This method is based on two methods: the method of selecting a standard technological processes and the method of searching for analogues of individual subsystems and elements of MEMS accelerometers, which will increase the efficiency of design work by reducing the cost and time of manufacture. Within the framework of the method, decision-making model to select the type of MEMS accelerometer for its functionally constructive parameters, model for searching analogues of individual subsystems and MEMS accelerometer elements, as well as a model for selecting equipment that, based on 4 indicators: productivity, energy efficiency, equipment price, service have been developed.

Keywords: accelerometer, MEMS, technological process, method, computer-aided design.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 113, No. 3, pp. 94-99
Generalized method of computer-aided design
of technological processes for MEMS accelerometers manufacturing
I.Sh. Nevliudov, K.L. Khrustalev, V.O. Bortnikova

Введение и постановка задачи исследования

Микроэлектромеханический (МЭМС) акселерометр представляет собой сложный объект. Разработка новых МЭМС акселерометров и технологии их изготовления связаны со сложной научно-технической задачей проектирования технологических процессов (ТП) с учетом требований обеспечения геометрических и функциональных параметров. Эти параметры зависят от типа МЭМС акселерометра, который необходимо изготовить.

Несмотря на современные разработки в области САПР и большое количество научно-исследовательских работ, остается нерешенная проблема, которая заключается в повышении эффективности автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометров с учетом специфики многоуровневого автоматизированного проектирования и роста количества типов МЭМС акселерометров и вариантов ТП их изготовления, что связано с ограниченностью существующих математических моделей и методов автоматизированного проектирования технологических процессов. Вследствие чего разработка новых

математических моделей и методов автоматизированного проектирования ТП является актуальной задачей.

Для решения задачи повышения эффективности автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометров необходимо использовать системный подход к процессу проектирования. На этапе автоматизированного проектирования необходимо снизить стоимость, время проектирования и изготовления путем разработки моделей, методов и программного обеспечения.

Предлагается следующая общая постановка задачи автоматизированного проектирования технологических процессов изготовления МЭМС акселерометров:

- выбор типа МЭМС акселерометра;
- выбор МЭМС акселерометра-аналога;
- выбор структуры ТП;
- выбор оборудования ТП.

Обобщенный метод автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометров

Изготовление МЭМС акселерометров реализуется с использованием различных частных технологий, основанных на различных методах обработки заготовки [1]. В результате возникает задача формирования технологического процесса и его синтеза. Решение этой задачи имеет итерационный характер, т. е. осуществляется в несколько последовательных этапов, с постепенным уточнением содержания ТП изготовления МЭМС акселерометров.

Предлагается обобщенный метод автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометров. В отличие от известных, он основан на двух методах: методе выбора типового ТП и методе поиска аналогов отдельных подсистем и элементов МЭМС акселерометров. Структурная модель метода представлена на рис. 1.

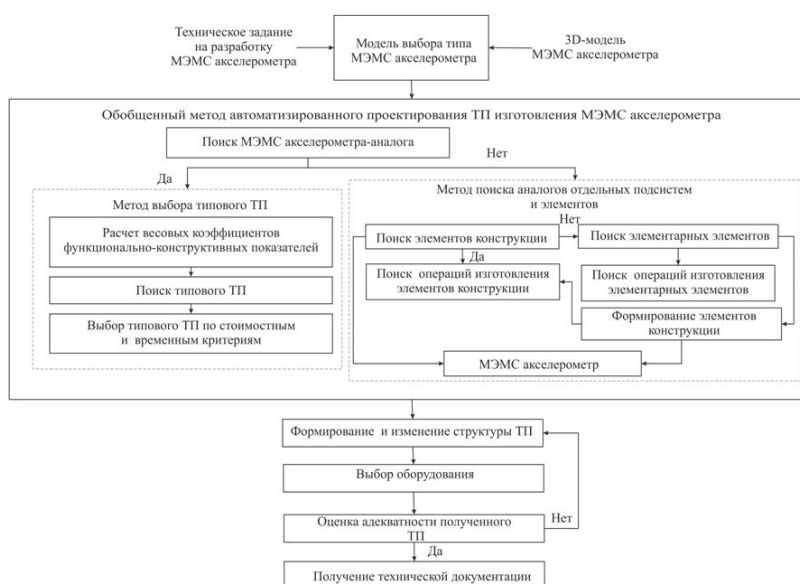


Рис. 1 Структурная модель обобщенного метода автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометра

Входными данными для автоматизированного проектирования ТП изготовления МЭМС акселерометров является техническое задание (ТЗ) с указанными функционально-конструктивными параметрами, которыми должно обладать изделие, а также разработанная 3D-модель. На основе предложенной концептуальной модели МЭМС акселерометра [2] осуществляется формирование вектора исходных данных.

После получения данных происходит выбор типа МЭМС акселерометра, по которому осуществляется поиск МЭМС акселерометра-аналога. Если поиск прошел успешно, то переходим к методу выбора типового ТП [3], иначе происходит поиск по элементам конструкции МЭМС акселерометров. При успешном поиске элементов конструкции

осуществляется поиск операций их изготовления и формирование МЭМС акселерометра как единой структуры. Иначе осуществляется поиск на более низком уровне – уровне элементарных элементов и поиск операций их изготовления. Затем происходит формирование элементов конструкции и целостной структуры.

Далее осуществляется структурно-параметрический синтез ТП изготовления МЭМС акселерометров при помощи модели [4], выбор оборудования по стоимостным и временным критериям и проверка адекватности полученной модели путем имитационного моделирования [5]. Если проверка адекватности прошла успешно, то происходит формирование технической документации (маршрутной карты ТП), иначе возвращаемся к изменению структуры ТП до тех пор, пока она не будет удовлетворять заданным параметрам.

Модель выбора типа МЭМС акселерометра

Если рассмотреть задачу выбора типа МЭМС акселерометра, то известно множество типов МЭМС акселерометров, каждый из которых характеризуется функциональными и конструктивными параметрами. Необходимо осуществить выбор типа МЭМС акселерометра согласно заданным параметрам. На базе выбранного типа осуществляется выбор акселерометра в целом или его структурных элементов.

Для того чтобы принять решение о выборе типа МЭМС акселерометра по его функционально-конструктивным параметрам, необходимо определить закон принадлежности. В рамках этой работы предложено использовать схему приближенных рассуждений [6].

Пусть $RU = \{RU_1, RU_2, \dots, RU_m\}$ система правил вида:

RU : если x_1 есть P_{i1} и если x_2 есть P_{i2} , и...если x_m есть P_{im} , то λ есть Ak , $i = \overline{1, m}$, где x_1, x_2, \dots, x_m – входные параметры МЭМС акселерометра полученные из ТЗ, $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$; P_{im} – входные параметры, которые описаны моделью [2]; λ – МЭМС акселерометр, который описан входными параметрами x_1, x_2, \dots, x_m ; Ak – искомый тип МЭМС акселерометра.

Для каждого m множества P_{im} имеется одна область определения, так как формализует термы одной лингвистической переменной, связанной с параметром x_m .

Предположим, что функция принадлежности $\mu_{P_{im}}(u) \in F_m(X)$, следовательно, можно записать: $P_{im}(u) = \mu_{P_{im}}(u)$, где u – конкретное значение входного параметра из модели [2]; $\mu_{P_{im}}(u)$ – принадлежность u параметра к множеству P_{im} .

Для каждого правила RU_m рассчитывается степень срабатывания, но необходимо последовательно определять правило по каждому параметру, так как это правило не всегда срабатывает. Для решения этой задачи предлагается расширить набор значений конкретных параметров $(u_1^*, u_2^*, \dots, u_n^*)$, где $u_n^* \in F_m$, тогда степень срабатывания рассчитывается по формуле: $\omega_i = \min(\omega_{i1}, \omega_{i2}, \dots, \omega_{in})$, где $\omega_{in} = P_{im}(u_n^*)$ – степень срабатывания правила RU_m по n – входу.

На основе степени срабатывания ω_i определяется вывод из правила RU_i : $\lambda_i = \{\omega_i / Ak_i\}$ и определяется общий вывод из системы правил RU_m : $\tilde{\lambda} = \bigcup_{i=1}^m \lambda_i = \{\omega_1 / Ak_1\} \cup \{\omega_2 / Ak_2\} \cup \dots \cup \{\omega_m / Ak_m\}$, где $\tilde{\lambda}$ – множество возможных значений входных параметров МЭМС акселерометра из ТЗ.

Тогда известно множество типов МЭМС акселерометров $Ak^e = \{Ak^e\}$, $e = \overline{1, e'}$ и множество параметров в каждом типе $Ak^e = \{Ak_n^e\}$, $n = \overline{1, n^e}$. Введем переменную $X_{en} = \{0; 1\}$, где $X_{en} = 1$, если выбран МЭМС акселерометр e -го типа с n -ми параметрами, $X_{en} = 0$ в противном случае. Необходимо определить тип МЭМС акселерометра и его параметры по функционально-конструктивным ограничениям. Из множества типов может быть выбран только один МЭМС акселерометр с заданными параметрами: $\sum_{e=1}^{e'} \sum_{n=1}^{n^e} X_{en} = 1$.

Эта задача относится к задачам линейного дискретного программирования с булевыми переменными.

Модель поиска аналогов отдельных подсистем и элементов МЭМС акселерометра

Необходимо разработать модель, которая позволяет осуществить поиск МЭМС акселерометра-аналога с учетом того, что поиск может дать отрицательный результат, тогда представим структурную модель МЭМС акселерометра:

- уровень целостной структуры МЭМС акселерометра, который состоит из элементов конструкции, а элементы конструкции состоят в свою очередь из элементарных элементов;
- уровень элементов конструкции (палец, инерционная масса и т. п.);
- уровень элементарных элементов (балки, пружина, пластина и т. д.).

Поэтому формализованное описание структуры МЭМС акселерометра можно представить следующим образом: $S_{Ak} = \langle L, Z, O, K, M \rangle$, где L – множество элементарных элементов МЭМС акселерометра, $L = \{L_i\}, i = \overline{1, i'}$, i' – количество элементарных элементов; Z – множество элементов конструкции МЭМС акселерометра, $Z = \{Z_k\}, k = \overline{1, k'}$, k' – количество элементов конструкции; O – множество структур МЭМС акселерометра, $O_j = \langle L_i, Z_k \rangle$; K – множество отношений между элементами конструкции Z и структурой O , $K = \{K_i\}, i = \overline{1, j'}$, j' – количество взаимосвязей; M – множество отношений между элементарными элементами L и элементами конструкции Z , $M = \{M_i\}, i = \overline{1, j'}$, j' – количество взаимосвязей.

Если ввести переменную $V = \{0, 1\}$, где $V = 1$, если выбран j -й МЭМС акселерометр, иначе $V = 0$, переход к поиску элементов конструкции.

Если ввести переменную $J = \{0, 1\}$, где $J = 1$, если выбран k -й элемент конструкции МЭМС акселерометра, формирование структуры МЭМС акселерометра $O_j = \langle L_i, Z_k, K_j \rangle$, иначе $J = 0$, переход к поиску элементарных элементов.

Если ввести переменную, $U = \{0, 1\}$, где $U = 1$, если выбран i -й элементарный элемент МЭМС акселерометра, иначе $U = 0$.

Если ввести переменную, $I = \{0, 1\}$, где $I = 1$, если j -я взаимосвязь между элементами конструкции Z и структурой O существует, иначе $I = 0$.

Если ввести переменную, $G = \{0, 1\}$, где $G = 1$, если j -я взаимосвязь между элементарными элементами МЭМС акселерометра L и элементами конструкции Z существует, иначе $I = 0$.

Результаты решения этой задачи являются исходными данными для постановки задачи выбора МЭМС акселерометра-аналога. Из множества МЭМС акселерометров необходимо осуществить выбор МЭМС акселерометра-аналога. На базе выбранного МЭМС акселерометра-аналога осуществляется выбор структуры ТП и способ усовершенствования за счет выбора нового оборудования.

Модель выбора оборудования

Необходимо из множества заданного оборудования $OB^v = \{OB^v\}, v = \overline{1, v'}$ для каждой операции ТП выбрать оборудование. Введем переменную $\bar{X}_v = \{0, 1\}$, где $\bar{X}_v = \{1\}$, если v -е оборудование выбрано, в противном случае $\bar{X}_v = \{0\}$.

Каждое оборудование характеризуется рядом показателей: производительность v -го оборудования (Pr_v), стоимость v -го оборудования (C_v), энергоэффективность v -го оборудования (E_v) и срок службы v -го оборудования (T_v).

Эта задача решается по следующим критериям:

– максимальная производительность оборудования: $F_1 = \max \sum_{v=1}^{v'} Pr_v X_v \leq Pr_3$;

– минимальная стоимость оборудования: $F_2 = \min \sum_{v=1}^{v'} C_v X_v \leq C_3$;

– максимальная энергоэффективность оборудования: $F_3 = \max \sum_{v=1}^{v'} E_v X_v \leq E_3$;

– максимальный срок службы оборудования: $F_4 = \max \sum_{v=1}^{v'} T_v X_v \leq T_3$.

В задачах: Pr_3, C_3, E_3, T_3 – заданные значения производительности, стоимости, энергоэффективности, срока службы соответственно.

Для каждой операции может быть выбрано только одно оборудование.

Критерии, с помощью которых оцениваются решения, противоречивы, имеют различные физический смысл, размерность и интервал изменения. Оценка ценности решения по каждому из критериев в исследовании проводится с помощью функции полезности вида [7]:

$R_i = \frac{F_i - F_i^-}{F_i^+ - F_i^-}$. Выбор оптимальных решений осуществляется: $x^o = \sum_{i=1}^4 \alpha_i R_i \rightarrow \max$, где α_i –

относительная важность критериев, выраженная вектором весовых коэффициентов $\alpha = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$.

Заключение

Разработан обобщенный метод автоматизированного проектирования технологических процессов изготовления МЭМС акселерометров, который в отличие от существующих основан на двух методах: методе выбора типового ТП и методе поиска аналогов отдельных подсистем и элементов МЭМС акселерометров, что позволит повысить эффективность проектных работ за счет снижения стоимости и времени изготовления.

В зависимости от типа МЭМС акселерометра меняется структура ТП, количество и последовательность этапов, операций, переходов, оборудования. Для осуществления выбора типа МЭМС акселерометра разработана модель принятия решений по функционально-конструктивным параметрам.

Учитывая, что МЭМС акселерометр состоит из различных блоков (элементов конструкции и элементарных элементов), разработана модель поиска аналогов отдельных подсистем и элементов, учитывающая связи между ними. Это позволит использовать комплексный подход к автоматизированному проектированию ТП изготовления МЭМС акселерометров, поскольку сначала возможно осуществить поиск по выбранному типу акселерометра-аналога и найти типовой ТП, а при отсутствии такого воспользоваться поиском элементов конструкции и элементарных элементов на более низких уровнях.

После выбора типа МЭМС акселерометра необходимо провести синтез структуры ТП, выполнить подбор оборудования, провести имитационное моделирование полученной структуры и определить экономические показатели полученного решения. Основываясь на результатах имитационного моделирования вносятся правки в полученный ТП.

Для реализации выбора оборудования предложена модель на основе четырех показателей: производительность, энергоэффективность, стоимость оборудования, срок службы. Ее использование позволит получать более эффективные проектные решения, учитывающие множество функционально-стоимостных характеристик и ограничений при выборе оборудования.

Список литературы

1. Теслюк В.М., Денисюк П.Ю. Автоматизация проектування мікроелектромеханічних систем на компонентному рівні. Монографія. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. 192 с.
2. Accelerometer parameters Decomposition model for technological process design automation / I. Nevludov [et al.] // Вісн. Національного університету «Львівська політехніка». Збірник наукових праць. Серія: Комп'ютерні системи проектування теорія і практика. 2015. № 828. С. 11–15.

3. Невлюдов И.Ш., Пономарева А.В., Бортникова В.О. Модель принятия решения на этапе проектирования технологического процесса изготовления МЭМС акселерометров. Вісн. НТУ «ХПІ». Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. 2016. № 4 (1176). С. 63–67.
4. Невлюдов И.Ш., Бортникова В.О. Структурно-параметрическая модель технологического процесса изготовления МЭМС акселерометра. Наукові праці ДонНТУ. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. 2017. № 1 (30). С. 6–16.
5. Невлюдов И.Ш., Бортникова В.О. Імітаційна модель технологічного процесу виготовлення мікроелектромеханічних акселерометрів. Вчені записки Таврійського національного університету ім. В.І. Вернадського Серія: Технічні науки. 2018. Т. 29 (68) № 1. Ч. 1. С. 210–216.
6. Сб. матер. конф. «Нечеткие системы, мягкие вычисления и интеллектуальные технологии». Т. 2. Санкт-Петербург, 3–7 июля 2017 г.
7. Оверзгельдыев А.О., Петров Э.Г., Петров К.Э. Синтез и идентификация моделей многофакторного оценивания и оптимизации. Киев: «Наукова думка». 2002. 163 с.

References

1. Tesljuk V.M., Denisjuk P.Ju. Avtomatizacija proektuvannja mikroelektromehanichnih sistem na komponentnomu rivni. Monografija. L'viv: Vidavnicтво L'vivs'koї politehniki, 2011. 192 s. (in Russ.)
2. Accelerometer parameters Decomposition model for technological process design automation / I. Nevludov [et al.] // Visn. Nacional'nogo universitetu «L'vivs'ka politehnika». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Komp'juterni sistemi proektuvannja teorija i praktika. 2015. № 828. S. 11–15.
3. Nevljudov I.Sh., Ponomareva A.V., Bortnikova V.O. Model' prinjatija reshenija na jetape proektirovanija tehnologicheskogo processa izgotovlenija MJeMS akselerometrov. Visn. NTU «HPI». Serija: Mehaniko-tehnologichni sistemi ta kompleksi. 2016. № 4 (1176). S. 63–67. (in Russ.)
4. Nevljudov I.Sh., Bortnikova V.O. Strukturno-parametricheskaja model' tehnologicheskogo processa izgotovlenija MJeMS akselerometra. Naukovi pracj DonNTU. Serija: Obchisljuval'na tehnika ta avtomatizacija. 2017. № 1 (30). S. 6–16. (in Russ.)
5. Nevljudov I.Sh., Bortnikova V.O. Imitacijna model' tehnologichnogo procesu vigotvlennja mikroelektromehanichnih akselerometriv. Vcheni zapiski Tavrijs'kogo nacional'nogo universitetu im. V.I. Vernads'kogo Serija: Tehnichni nauki. 2018. T. 29 (68) № 1. Ch. 1. S. 210–216. (in Russ.)
6. Sb. mater. konf. «Nechetkie sistemy, mjagkie vychislenija i intelektual'nye tehnologii». T. 2. Sankt-Peterburg, 3–7 ijulja 2017 g. (in Russ.)
7. Overzgel'dyev A.O., Petrov Je.G., Petrov K.Je. Sintez i identifikacija modelej mnogofaktornogo ocenivanija i optimizacii. Kiev: «Naukova dumka». 2002. 163 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Невлюдов И.Ш., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Хрусталева К.Л., к.т.н., старший преподаватель кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Бортникова В.О., ассистент кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Information about the authors

Nevludov I.Sh., D.Sci., professor, head of department of computer-integrated technologies, automation and mechatronics of Kharkiv national university of radioelectronics.

Khrustaleva K.L., PhD, senior lecturer of department of computer-integrated technologies, automation and mechatronics of Kharkiv national university of radioelectronics.

Bortnikova V.O., assistant of department of computer-integrated technologies, automation and mechatronics of Kharkiv national university of radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

61166, Украина,
г. Харьков, пр. Науки, 14,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
тел. +38 (057) 702-14-86;
e-mail: viktorii.a.bortnikova@nure.ua
Бортникова Виктория Олеговна

Address for correspondence

61166, Ukraine,
Kharkov, Nauka ave., 14
Kharkiv national
university of radioelectronics
tel. +38 (057) 702-14-86;
e-mail: viktorii.a.bortnikova@nure.ua
Bortnikova Viktoriia Olegivna

ПРИЛОЖЕНИЕ

В статью «Проблемы проактивного мониторинга распределенных бизнес-структур», опубликованную в № 7 (93) (с. 131–133), внесены изменения:

УДК 681.327.12.001.362

**ПРОБЛЕМЫ ПРОАКТИВНОГО МОНИТОРИНГА
РАСПРЕДЕЛЕННЫХ БИЗНЕС-СТРУКТУР**

О.В. БАРАНОВСКИЙ

*Белорусский государственный университет
Независимости, 4, Минск, 220050, Беларусь*

**PROACTIVE MONITORING OF DISTRIBUTED
BUSINESS-STRUCTURE PROBLEMS**

O.V. BARANOVSKI